

О. М. РОЇК, І. Р. АРСЕНЮК

---

---

***ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ  
ВУЗЛІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ  
АПРАТУРИ***

---

---

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

О. М. РОЇК, І. Р. АРСЕНЮК

***ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ  
ВУЗЛІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ  
АПАРАТУРИ***

МОНОГРАФІЯ

УНІВЕРСУМ – ВІННИЦЯ  
2005

**УДК 621.3: 681.326**

**Р 65**

*Рецензенти:*

**Доктор технічних наук, професор І. Й. Хаїмзон**

**Доктор технічних наук, професор А. М. Петух**

**Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 3 від 30.10.2004 р.)**

Роїк О. М., Арсенюк І. Р.

**Р65** Діагностування аналогових вузлів радіоелектронної апаратури. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 250 с. Іл.: 59, Бібл.: 246 назв.

В монографії розглянуто методи та засоби діагностування аналогових вузлів електронної апаратури. Запропоновано математичні моделі аналогових об'єктів. Виконано аналітичний огляд методів діагностування аналогових об'єктів. Розроблено методологічні основи задачі синтезу систем комбінованого діагностування. Синтезовано і проаналізовано перетворювачі параметрів елементів замкнених електричних кіл, та запропоновано методи підвищення їх точності. Дано рекомендації щодо практичної реалізації систем діагностування аналогових об'єктів.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які працюють в галузях діагностики та системного аналізу.

УДК 621.3: 681.326

ISBN 966-641-111-3

© **О. М. Роїк, І. Р. Арсенюк 2005**

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	5
РОЗДІЛ 1 ЗАДАЧА ДІАГНОСТИКИ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ В ПРОЦЕСІ ВИРОБНИЦТВА..7	
1.1. Загальна характеристика і вибір аналогових вузлів радіоелектронної апаратури як об'єктів діагностування.....	7
1.2. Математичні моделі аналогових об'єктів і їх класифікація .....	12
1.3. Основні показники систем діагностування .....	25
1.4. Класифікація методів діагностування аналогових об'єктів і їх порівняльна характеристика .....	31
РОЗДІЛ 2 МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КОМБІНОВАНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ.....	44
2.1. Математична модель просторової декомпозиції об'єктів як апріорний простір параметрів діагностування.....	45
2.2. Критерії формування і синтез математичних моделей фрагментів просторової декомпозиції об'єктів діагностування.....	53
2.3. Аналіз розв'язуваності рівнянь діагностики математичної моделі просторової декомпозиції об'єктів.....	65
2.4. Оптимізація простору параметрів діагностування .....	81
2.5. Забезпечення інваріантності досліджень фрагментів просторової декомпозиції об'єктів діагностування.....	86
2.6. Організація систем комбінованого діагностування з моделюванням функціональних перевірок .....	92
2.7. Аналіз синергетичного ефекту задачі синтезу систем комбінованого діагностування .....	102
РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ І АНАЛІЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ У СКЛАДІ ЗАМКНЕНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ.....	106
3.1. Узагальнена математична модель задачі поелементних перетворень у замкнених колах .....	106
3.2. Формалізація задачі синтезу структур перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах .....	116
3.3. Класифікація методів розв'язання задачі розчленування замкнених кіл і аналіз похибок, що при цьому виникають .....	121
3.4. Аналіз і розробка методів роздільних перетворень у комплексних досліджуваних колах .....	126

РОЗДІЛ 4 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ПОЕЛЕМЕНТНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ У ЗАМКНЕНИХ КОЛАХ .....	140
4.1. Методи адитивного коригування похибок перетворень параметрів елементів у замкнених колах .....	141
4.2. Підвищення точності перетворень методами компенсації впливу елементів шунтування .....	147
4.3. Синтез і аналіз перетворювачів з розчленуванням замкнених кіл методами комбінованого врівноваження струмів і напруг .....	151
4.4. Структурно-алгоритмічні методи поелементних перетворень у замкнених колах.....	156
4.5. Порівняльна характеристика показників точності методів підвищення точності перетворень.....	164
РОЗДІЛ 5 ЗАСТОСУВАННЯ ІТЕРАЦІЙНИХ МЕТОДІВ У ЗАДАЧАХ ПЕРЕТВОРЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ У ЗАМКНЕНИХ КОЛАХ.....	169
5.1. Математична модель задачі ітераційних перетворень параметрів елементів у замкнених колах .....	170
5.2. Особливості реалізації ітераційних перетворень параметрів елементів у замкнених колах .....	175
5.3. Ітераційно-неперервні методи поелементних перетворень у замкнених колах .....	181
5.4. Методи координованого врівноваження у задачах дослідження комплексних двополюсників у замкнених колах.....	185
РОЗДІЛ 6 РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ОБ'ЄКТІВ.....	190
6.1. Вибір структури і організація процесів системи комбінованого діагностування.....	190
6.2. Особливості реалізації вимірювальних підсилювачів у підсистемах вимірювальних перетворень .....	198
6.3. Особливості організації контролю топології друкованого монтажу об'єктів діагностування .....	204
6.4. Принципи побудови комутаторів контрольних точок .....	211
6.5. Вибір і розрахунок показників точності для порівняльної оцінки систем діагностування .....	216
ЛІТЕРАТУРА .....	232

## ВСТУП

Якість і надійність виробів радіоелектронної апаратури (РЕА) в значній мірі визначаються діагностичним забезпеченням на всіх етапах їх життєвого циклу. Особливо це стосується етапів виробництва, де з постійним зростом складності і номенклатури РЕА різко збільшується обсяг контрольних-діагностичних операцій, реалізація яких вже сьогодні перевищує 50% загальної трудомісткості.

На теперішній час досягнуті значні успіхи у розвитку технічної діагностики. Про це свідчить досить велика кількість літератури, що опублікована науковими школами таких провідних вчених як: П.П. Пархоменко, Е.С. Согомоян, В.А. Гуляєв, А.В. Мозгалевський, В.Г. Тоценко, А.М. Романкевич, И.А. Биргер, Н.Н. Пономарев, Ю.М. Туз, Е.Т. Володарский, М.П. Цапенко, Н.В. Киншт, С.П. Ксенз, М.П. Байда, Ю.В. Малишенко, В.П. Чипулис, С.Г. Шаршунов, П.С. Давидов, Б.Я. Лихтциндер, А.И. Мартяшин, Г.В. Бендлер, А.Е. Салама та інші. При цьому слід відзначити, що більшість фундаментальних робіт присвячена теорії діагностування цифрових об'єктів [1-12], у той час як діагностування аналогових об'єктів може бути надто складним, що пов'язано з труднощами внутрішньо-схемного вимірювання струмів, відсутністю адекватних математичних моделей несправностей аналогових компонент і нелінійним характером задачі діагностики [13-18]. При цьому, не зважаючи на велику кількість літератури [19-49], що присвячена теорії діагностування аналогових об'єктів, багато питань щодо задачі синтезу відповідних систем, зокрема в умовах виробництва, ще не розв'язані і потребують подальших досліджень.

Сьогодні виділяють два основних напрямки розвитку теорії діагностування аналогових об'єктів. Одним з цих напрямків є розробка методів, що реалізуються відповідними їм системами структурного (загального) діагностування (ССД), які характеризуються високою вірогідністю прийняття рішень, оскільки діагностика в них здійснюється за результатами аналізу узагальнених параметрів [50, 51]. Однак локалізація місця виникнення дефектів в таких системах здійснюється на рівні множин неоднозначності, що в умовах масового і серійного виробництва не може бути прийнятним, оскільки для виробничого контролю задача локалізація дефектів на рівні елементарних компонент об'єктів має першочергове значення [52]. Крім того, структурні методи не забезпечують неруйнівний характер процесів діагностування, що пояснюється тим, що за наявності первинних дефектів під час

включення джерел живлення можуть виникати і вторинні дефекти.

Характерною особливістю задачі діагностування виробничих дефектів є те, що чим пізніше вони виявляються, тим більші витрати необхідні для локалізації місця їх виникнення [53-55]. Відповідно з цим сьогодні усе більше застосування знаходять методи інваріантних вимірювань, що засновані на штучному розчленуванні замкнених кіл [54-63]. Їх розвиток привів до появи так званих систем поелементного діагностування (СПД) [64-81], що легко локалізують виробничі дефекти, забезпечуючи при цьому неруйнівний характер процесів діагностування. Ці переваги зумовили зріст виробництва систем СПД, що перевищує зріст виробництва систем ССД [82-87]. Проте, вірогідність діагностування систем СПД у порівнянні із системами ССД значно нижча, оскільки в них рішення про технічний стан об'єктів приймаються за результатами контролю параметрів елементарних компонент, що розглядаються як незалежні [52, 88, 89]. До недоліків систем СПД слід віднести також і те, що існуючі методи і засоби вимірювань в умовах надзвичайно широкого розмаїття типоміналів елементів в об'єктах характеризуються низькою точністю [55, 62], що також знижує показники вірогідності діагностування у цілому.

З огляду на вищевказане очевидно, що структурні та поелементні методи з точки зору забезпечення показників вірогідності з локалізацією дефектів на рівні елементарних компонент діалектично взаємодоповнюють один одного. Тому, сьогодні, застосовують різні стратегії комбінованого діагностування [55, 90-94], що поєднують методологічне і технічне забезпечення структурних і поелементних методів. При цьому, для підвищення ефективності діагностичного забезпечення на передній план постає задача оптимізації процесів комбінованого діагностування, що полягає у визначенні математичних моделей, сукупності параметрів діагностування, вибору допусків на них, а також правил прийняття рішень про технічний стан досліджуваних об'єктів [18, 30, 95]. Дана задача ускладнюється ще й тим, що більшість технічного персоналу на виробництвах як замовники систем діагностування, не готові на достатньому рівні формулювати і розв'язувати задачі синтезу діагностичного забезпечення, для чого необхідні відповідні знання і навички для порівняльного аналізу, розрахунків, визначення оцінок і розв'язання оптимізаційних задач. Таким чином, формалізація і пошук нових підходів до розв'язання задач діагностування аналогових вузлів РЕА, а також покращення метрологічних характеристик відповідних вимірювальних підсистем лишається актуальною науковою проблемою.

# РОЗДІЛ 1

## ЗАДАЧА ДІАГНОСТИКИ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ В ПРОЦЕСІ ВИРОБНИЦТВА

### 1.1. Загальна характеристика і вибір аналогових вузлів радіоелектронної апаратури як об'єктів діагностування

Системи технічної діагностики, як відомо, засновані на теорії розпізнавання і є одним з основних напрямків її застосування. Відповідно цій теорії головною задачею діагностики є розпізнавання фактичного технічного стану об'єктів діагностування (ТС ОД), яка, у свою чергу, полягає у розв'язанні трьох основних задач [4, 10].

Першою з них є встановлення факту несправного ТС ОД, що полягає у визначенні належності фактичного ТС ОД  $\omega$  одному з двох класів множин, тобто належності множині несправних  $\omega \in \overline{\Omega}_j$ , ( $j = \overline{1, m}$ ) або множині справних  $\omega \in \Omega_j$ , ( $j = \overline{1, n}$ ) ТС ОД. У першому випадку для прийняття рішення з усунення дефектів розв'язується друга задача, що полягає у визначенні належності  $\omega \in \overline{\Omega}_j$  на множині несправних ТС ОД, а у другому випадку – розв'язується третя задача, що полягає у визначенні належності  $\omega \in \Omega_j$  на множині справних ТС ОД. Третьою задачею є задача прогнозування виникнення дефектів на подальших етапах життєвого циклу ОД, що також є актуальною проблемою. Ця проблема сама по собі є одним з важливих і самостійних напрямків досліджень. Тому у даній роботі розглядаються тільки перші дві із вказаних задач. При цьому об'єктами діагностування розглядаються вироби радіоелектронної апаратури (РЕА).

У нинішній час вироби РЕА, що випускаються промисловістю, широко застосовуються практично в усіх галузях науки і техніки. Такі вироби досить складні, у зв'язку з чим проблема їх якісного і надійного функціонування є надзвичайно важливою і в значній мірі залежить від діагностичного забезпечення на всіх етапах їх життєвого циклу. Зокрема це стосується діагностичного забезпечення процесів серійного і масового виробництва РЕА, оскільки саме тут виникає найбільша кількість дефектів [72, 73], при цьому, однією з основних задач є зниження витрат на діагностування, що вже сьогодні



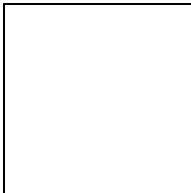
досягають 50% загальної вартості виробництва [52-55].

Виготовлення виробів РЕА пов'язане з виконанням цілого ряду технологічних етапів, на кожному з яких можуть з'являтися і накопичуватися у будь-яких поєднаннях несправності різних типів. Їх виникнення зумовлюється цілим рядом чинників, що обумовлюються: складністю сучасних виробів РЕА; рівнем кваліфікації персоналу; типом виробництва; станом технологічного устаткування; ступенем автоматизації процесів виробництва; психологічним станом працівників тощо.

Дефекти виробництва не тільки погіршують якість і надійність продукції [96, 97], а також і збільшують вартість виробництва. Так, наприклад, в роботах [53-55] показано, що невчасне виявлення несправностей збільшує на порядок витрати на їх усунення на кожному з наступних етапів технологічного процесу виробництва. В сучасних умовах ця оцінка стає недостатньою, що обумовлюється значним ускладненням РЕА, процес пошуку та усунення несправностей в яких пов'язаний із складними монтажно-демонтажними роботами, проведенням додаткового регулювання, залученням висококваліфікованого персоналу і т.п. Відповідно з цим в роботі [52] для даної оцінки наведено вираз

$$C_j = c_i a^{(j-i)}, \quad (i, j = \overline{1, n}, i \neq j, j > i),$$

де  $i$  - порядковий номер етапу технологічного процесу виробництва, на якому виникає несправність;  $c_i$  - вартість діагностики несправності, що здійснюється на  $i$ -му етапі технологічного процесу виробництва РЕА;  $j$  - номер технологічного етапу, на якому здійснюється діагностика несправності, що виникла на  $i$ -му етапі;  $n$  - кількість етапів технологічного циклу виготовлення РЕА;  $a$  - основа, що може набувати

значення в межах  залежно від якості технологічного процесу виробництва.

Таким чином, для зниження витрат діагностування виробничих дефектів необхідно здійснювати на якомога ранніх етапах. Особливо це стосується технологічних етапів складання і паяння друкованих вузлів, де виникає найбільша кількість дефектів [76-79]. Крім того, не-

вчасне виявлення дефектів під час діагностичних експериментів на наступних етапах виробництва можуть виникати вторинні дефекти, що зумовлюється впливом первинних дефектів на справні компоненти об'єктів. Дорогими також є приховані дефекти, що можуть бути лише під час експлуатації РЕА. Як приклад прихованих дефектів можна навести такі несправності як несправні або не встановлені ЕРЕ, які виконують функції захисту, захисні діоди обмоток реле, елементи фільтрації, корекції і т.п.

У роботах [98, 99] з точки зору виникнення виробничих дефектів наводяться статистичні дані аналізу технологічних процесів виробництва, за якими 13-20% змонтованих друкованих вузлів (ДВ), що надходили на операцію регулювання або перевірки функціонування, містили несправності і потребували ремонту. При цьому спостерігається такий розподіл потоку виникнення дефектів на окремих етапах технологічного процесу:

- виготовлення друкованих плат, % ..... 1.0 – 2.0;
- комплектування, % ..... 0.5 – 1.2;
- вхідний контроль ЕРЕ, % ..... 1.9 – 3.2;
- підготовка і формування ЕРЕ, % ..... 1.0 – 1.5;
- складання ДВ, % ..... 3.0 – 4.0;
- паяння ДВ, % ..... 5.0 – 8.0;
- міжопераційні переміщення, % ..... 0.6 – 1.0.

За даними роботи [100] потік працездатних друкованих вузлів складає 67%, а 33% несправних друкованих вузлів, які мають розподіл виробничих дефектів, що ілюструється діаграмою на рис 1.1. На наведеній діаграмі дефекти, що виникають на етапі їх виробництва визначаються множиною

$$Q = \{S, O, U, P, M, F, T\}, \quad (1.1)$$

де  $S$  – множина коротких замикань між провідниками, викликані неякісним травленням, розбризкання припою і т.п.;  $O$  – множина дефектів типу “обриви”, що зумовлені порушенням цілісності провідників або виводів ЕРЕ, незапаяними ЕРЕ (сухе паяння) і т.п.;  $U$  – множина помилково встановлених ЕРЕ (установка не того номіналу, невідповідність номіналу маркіровці, установка ЕРЕ іншого типу);  $P$  – множина неправильно орієнтованих ЕРЕ (діоди, стабілітрони, транзистори, ін-

тегральні мікросхеми (IC) і т.п.);  $M$  – множина пропущених при складанні друкованих вузлів ЕРЕ;  $F$  – дефекти функціонування ЕРЕ;  $T$  – інші дефекти.

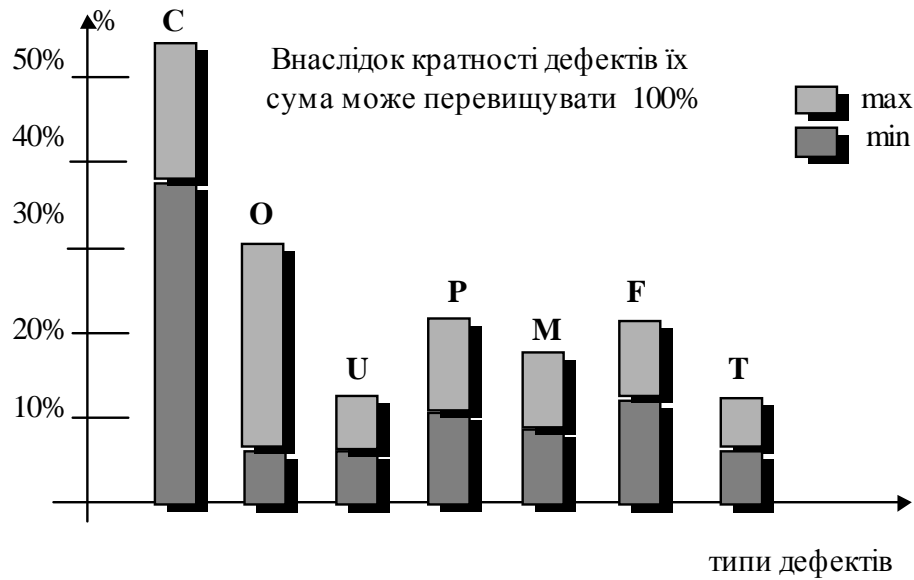


Рис. 1.1. Діаграма відносного розподілу виробничих дефектів друкованих вузлів виробів РЕА

Процес пошуку вищевказаних виробничих дефектів є досить складною і трудомісткою процедурою, для чого, зазвичай, залучаються висококваліфіковані спеціалісти. Подібні роботи близькі до найбільш складних видів розумової діяльності людини, і яка найвище оплачується. При цьому, із зростанням складності і зі збільшенням обсягу виробництва такий підхід вимагає усе більше часу і стає дорожчим та малоєфективним. У зв'язку з цим, для підвищення ефективності виробництва на передній план постає задача автоматизації діагностування.

У загальному випадку вироби РЕА як об'єкти діагностування (ОД), розглядаються як замкнені структури зв'язаних між собою цифрових, аналогових і гібридних (аналого–цифрових і цифро–аналогових) ЕРЕ. Кількість числа і різних типів ЕРЕ в об'єктах відрізняється широким різноманіттям, при цьому методи діагностування цифрових і аналогових ЕРЕ суттєво відрізняється. У зв'язку з цим доцільно розрізняти класи дискретних  $D^d$ , аналогових  $D^a$  і гібридних  $D^h$  ОД. При цьому до перших відносять ОД, значення координат яких задаються на дискретних множинах. ОД, координати яких набувають значення з континуальних множин, відносяться до класу

$D^a$ . До класу  $D^h$ , відносять ОД, координати яких можуть бути як дискретними, так і континуальними (з огляду на необхідність діагностики їх аналогових частин надалі такі ОД будемо відносити до класу аналогових).

На сьогодні теорія діагностування найбільш повно розвинена для об'єктів класу  $D^d$ , про що свідчить численна бібліографія, прикладом яких є праці [1–12]. Між тим, задача діагностування аналогових ОД має певні особливості і може бути надзвичайно складною [13–18]. Основною з особливостей є аналоговий характер вхідних і вихідних величин. Якщо під час діагностування об'єктів класу  $D^d$  достатньо подавати, зчитувати й аналізувати сигнали, що мають два стани логічного “0” та “1”, які явно відрізняються, то під час діагностики аналогових і гібридних ОД виникають труднощі під час вибору номінальних значень і допусків на параметри. При цьому ускладнюється задача вірогідного виявлення несправного стану ОД, оскільки для таких ОД відсутні адекватні моделі несправностей аналогових ЕРЕ, наприклад, таких як моделі несправностей типу константного нуля (stuck-at-zero) і константної одиниці (stuck-at-one).

Для усунення дефектів в несправних ОД необхідно розв'язувати задачу локалізації місця виникнення дефектів і ідентифікувати їх тип. Ці задачі для аналогових ОД також можуть бути надзвичайно складними, що пояснюється труднощами виміру струмів без розірвання з'єднань в ОД, і знову ж таки відсутністю адекватних моделей несправностей аналогових ЕРЕ [44]. Крім того, локалізація виявлених дефектів пов'язана з визначенням значень параметрів елементарних компонент за результатами вимірювань показників якості ОД. При цьому постає нова задача аналізу розв'язуваності рівнянь, описуваних математичними моделями ОД, щодо необхідної глибини локалізації дефектів. Забезпечення ж розв'язуваності рівнянь пов'язане зі збільшенням розмірності задачі, яка для сучасних об'єктів може бути надзвичайно великою і її розв'язок може потребувати надмірно великих обчислювальних затрат та затрат часу. Задача ускладнюється ще й тим, що труднощі виміру струму в об'єкті без розриву провідників зумовлюють необхідність непрямих вимірів, що потребує додаткової обробки вимірювальної інформації [44]. Складність розв'язання рівнянь діагностики істотно підвищується також і за рахунок нелінійного характеру задачі локалізації дефектів, оскільки під час зміни значень параметрів елементарних компонент ОД значення показників якості

ОД у те ж число раз не зміниться, хоча об'єкт, при цьому, може бути і лінійним [101, 102].

Особливістю аналогових ОД є також і те, що вони характеризуються багатьма показниками якості. При цьому необхідно враховувати широкий динамічний діапазон зміни значень контрольованих величин, що веде за собою, неначе, до збільшення кількості контрольовано-вимірювальних операцій, а, значить, і до збільшення числа показників якості [22].

Таким чином, задача синтезу систем діагностування аналогових і гібридних виробів РЕА на етапах виробництва, є актуальною і перспективною. Застосування таких систем дозволить з найменшими витратами своєчасно визначати і локалізувати дефекти для їх усунення до проведення наступних технологічних етапів виробництва РЕА, що підвищить ефективність діагностичного забезпечення у цілому.

## **1.2. Математичні моделі аналогових об'єктів і їх класифікація**

У загальному випадку організація процесів діагностування аналогових вузлів РЕА потребує розв'язання таких основних задач [4, 25, 95–97]:

- формування математичних моделей об'єктів діагностування;
- аналіз математичних моделей об'єктів і вибір сукупності показників якості, (прямих і непрямих), що будуть підлягати діагностуванню;
- оцінювання вірогідності діагностування в обраному просторі показників якості і його оптимізація;
- розробка методів діагностування, алгоритмів і програм для їх реалізації, а також засобів для визначення вимірювальної інформації.

Всі ці задачі тісно пов'язані між собою. При цьому особливе значення мають задача синтезу математичних моделей об'єктів і вибір, на їх основі, сукупності показників якості, оскільки неправильне моделювання процесів діагностування призводить до створення неефективних методів і відповідних їм технічних засобів.

У даній роботі як ОД розглядаються аналогові вузли РЕА, якими є друковані плати із змонтованими на ній елементарними компонентами різних типів і номіналів. Множина елементарних компонент друкованих вузлів складається з підмножин двополюсних і багатополюсних компонент. Множину двополюсних компонент утворюють пасивні лінійні двополюсники (резистори, конденсатори і котушки ін-

дуктивності), нелінійні двополосники (діоди, стабілітрони і т.п.) і незалежні джерела напруги і струму. Множину багатополосних компонент складають транзистори (біполярні і польові), трансформатори, оптрони, інтегральні схеми (аналогові, гібридні і цифрові) і т.п. Елементарні компоненти своїми виводами підключаються до схеми монтажу у відповідних монтажних точках. Провідники друкованого монтажу, при цьому, складають множину елементів зв'язку.

Реальні об'єкти завжди лежать в основі синтезу їх математичних моделей. При цьому вихідна інформація знаходиться в схемах електричних принципів. Ці схеми вже самі по собі є моделями об'єктів, що описуються у графічному вигляді. На їх основі, застосовуючи фундаментальні закони електричних кіл, можуть бути отримані будь-які залежності. Проте, така модель не може бути безпосередньо сприйнята ЕОМ, в зв'язку з чим виникає необхідність формалізації опису схем електричних принципів.

На сучасному рівні розвитку науки і техніки аналогові вузли РЕА характеризуються безупинним зростанням їх функціональної і конструктивної складності. Оцінювання технічного стану таких об'єктів, особливо в процесі їх виготовлення, є складною і трудомісткою задачею. При цьому щораз необхідно розв'язувати інженерно-логічну задачу визначення рівнів опису реальних об'єктів математичними моделями.

На рис.1.2 наведена класифікація математичних моделей різних рівнів опису об'єктів, які на даний час використовуються в системах діагностування. Відповідно наведеній класифікації виділяють три класи моделей, які відрізняються ступенем деталізації опису об'єктів. До них відносяться моделі об'єктного рівня опису, моделі, що засновані на декомпозиції об'єктів і моделі об'єктів комбінованого типу.

Моделі, що засновані на декомпозиції об'єктів, орієнтовані на відповідну ієрархію задач діагностування [103]. При цьому розрізняють рівні діагностування простих і складних компонент, несправностями яких є неприпустимі відхилення значень параметрів, що їх описують. До простих компонент відносять елементарні компоненти і елементи зв'язку між ними, при цьому, задачам їх діагностики відповідають моделі поелементної декомпозиції ОД, що складаються із сукупності незалежних моделей елементарних компонент і моделі топології друкованого монтажу. До складних компонент відносять фрагменти об'єктів, що описуються як композиція взаємозв'язаних

елементарних компонент. Аналогічно з першими на даному рівні об'єкти описуються сукупністю математичних моделей фрагментів декомпозиції і моделями з'єднань між ними.

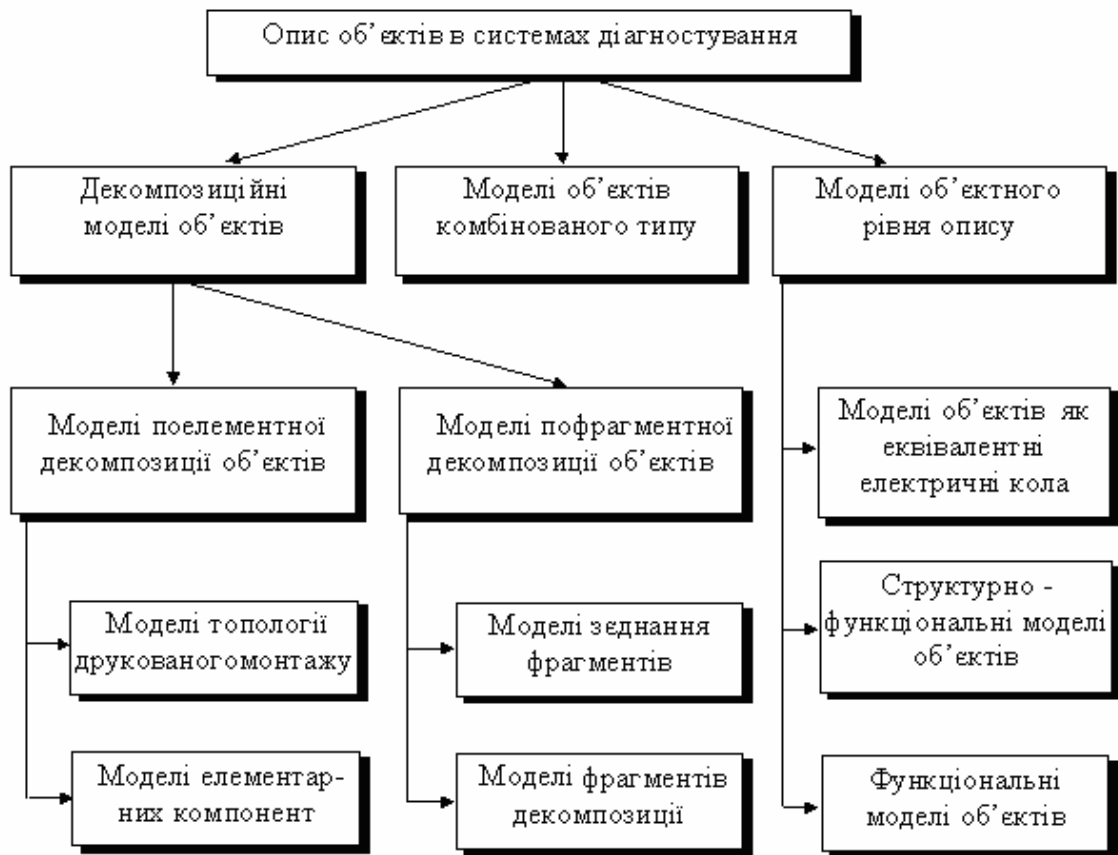


Рис.1.2. Класифікація математичних моделей об'єктів для задач діагностування аналогових вузлів РЕА

У моделях об'єктного рівня можна виділити три підкласи, до яких відносяться моделі у вигляді еквівалентних електричних кіл, функціональні і структурно–функціональні моделі [10]. У моделях першого підкласу об'єкти розглядаються як електричне коло із зосередженими параметрами, яке отримують шляхом заміни елементарних компонент реальних об'єктів відповідними моделями з урахуванням зв'язків між ними. При цьому формується система рівнянь, що через параметри елементарних компонент функціонально зв'язує вихідні сигнали об'єктів з тестовими сигналами. Несправності для таких моделей розглядаються як відхилення параметрів елементарних компонент за межі встановлених допусків.

Структурно–функціональні моделі описують об'єкти у вигляді структурних схем [35–40]. Процес формування таких моделей анало-

гічний процесу синтезу моделей першого рівня і полягає у формуванні еквівалентних схем шляхом заміни структурних одиниць, що утворюють об'єкт, відповідними моделями з урахуванням їх зв'язків. Коефіцієнти рівнянь, одержуваних при цьому систем, визначаються коефіцієнтами передатних функцій вихідних структурних одиниць, а їх неприпустимі відхилення розглядаються як несправності об'єктів.

Для функціональних моделей досліджувані об'єкти розглядаються як "чорний ящик", для якого невідома внутрішня структура і визначені лише зовнішні входи і виходи [10]. Функціонування об'єктів описується передатною функцією, що дає можливість обчислити вихідні сигнали для заданих тестових сигналів. Передатні функції, при цьому, описуються системами алгебраїчних, диференціальних та логічних рівнянь і нерівностей, коефіцієнти яких визначаються параметрами простих і складних компонент. Несправності в таких моделях розглядаються як відхилення коефіцієнтів передатних функцій за межі встановлених допусків.

Розглянемо основні принципи формування математичних моделей вищевказаних рівнів опису ОД.

**Моделі топології друкованого монтажу ОД.** Під час синтезу моделей топології ОД використовують математичний апарат теорії графів, за яким відповідно визначенню [104] граф  $G = (V, E)$  складається із скінченних множин вершин  $V = \{v_i\}$ , ( $i = \overline{1, m}$ ) та ребер  $E = \{e_{jk}\}$ , ( $j, k = \overline{1, m}$ ,  $j \neq k$ ). При цьому, дві вершини  $v_j$  і  $v_k$  називають суміжними, якщо існує ребро  $e_{jk}$ , що інцидентно своїм кінцевим вершинам  $v_j$  і  $v_k$ .

Між наведеними поняттями елементів графа і елементами зв'язків в ОД встановлюється однозначна відповідність. Кожна монтажна точка вузла відображається вершиною  $v_i \in V$ ;  $i = \overline{1, m}$  ( $m$  – потужність множини монтажних точок ОД), а електричні зв'язки між точками  $v_j$  і  $v_k$ , ( $j, k = \overline{1, m}$ ,  $j \neq k$ ) відображаються ребрами інцидентності  $e_{jk} \in E$ . Кожному провіднику монтажу ставиться у відповідність підграф  $G_i$ , ( $i, j = \overline{1, n}$ ), де значення  $n$  визначає число провідників.

Відповідно з цим топологічною моделлю буде граф  $G$ , який описується як об'єднання  $n$  не зв'язаних підграфів його провідників



$$G = \bigcup_{i=1}^n G_i.$$

Кожен граф  $G_i$  містить  $n_i$  число вершин, що утворюють множину  $V_{ni}$ , причому, оскільки всі точки провідників з'єднані між собою,  $G_i = (V_{ni}, E_{ni})$  є повним підграфом, тобто усі його вершини є суміжними. Очевидно, що для того, щоб встановити факт відсутності обривів в  $i$ -му провіднику достатньо перевірити суміжність всіх вершин підмножини  $V_{ni}$ , а для встановлення відсутності замикання між провідниками  $i$  та  $j$  ( $i, j = \overline{1, n}; i \neq j$ ) достатньо перевірити відсутність суміжності між будь-якими двома вершинами множин  $V_{ni}$  і  $V_{nj}$ .

Як відомо, граф  $G$  повністю описується матрицею суміжності, якою для графа  $G$  з  $m = \sum_{i=1}^n n_i$  вершинами, є матриця  $L = (l_{jk})$ , ( $j, k = \overline{1, m}$ ) з  $m$  рядками і  $m$  стовпцями, причому її елементи  $l_{jk} = 1$  коли вершини  $v_j$  і  $v_k$  суміжні і  $l_{jk} = 0$  в іншому випадку. Номери рядків і стовпців матриці  $L$  визначаються потужністю впорядкованої множини монтажних точок  $m = \langle n, m - n \rangle$ , де  $n$  – потужність множини провідників, що складається узятими тільки по одному представникові з усіх підмножин  $V_{ni}$  ( $i = \overline{1, n}$ ). У роботі [52, 75] показано, що побудовану таким чином матрицю  $L$  можна описати блоковими матрицями  $L = \langle L_b, L_c, L_c^T, L_d \rangle$  (рис.1.3).

		$n$	$m - n$
$n$	$L_b$	$L_c$	
$m - n$	$L_c^T$	$L_d$	

Рис.1.3. Опис матриці суміжності блоковими матрицями

Наведені блокові матриці мають такі властивості: матриця  $L_b$  порядку  $n \times n$  – завжди одиничною діагональною матрицею, що характеризує суміжність точок множини  $n$  із самими з собою і не є інформативною. Матриця  $L_c^T$  порядку  $(m - n) \times n$  – транспонована матриця  $L_c$ ; матриця  $L_d$  є квазидіагональною матрицею порядку

$(m - n) \times (m - n)$  і складається з квадратних підблоків, що розташовані на головній діагоналі.

При цьому елементи підблоків діагоналі дорівнюють одиниці, а їх порядок визначається розташуванням одиничних елементів матриць  $L_c$  або  $L_c^T$ . Тобто, матриця  $L$  є надлишковою, а для повного опису топології достатньо інформації, що міститься у скороченій матриці

$$L_c = (l_{jk}^c), \quad (1.2)$$

де номери рядків відповідають номерам провідників  $j = \overline{1, n}$ , а номери стовпців  $k = \overline{n + 1, m}$  – номерам монтажних точок, що залишилися. При цьому в матриці  $L_c$  значення елемента  $l_{jk}^c = 1$  свідчить що точка  $k$  належить провіднику  $j$ , а значення елемента  $l_{jk}^c = 0$  свідчить про протилежне.

Скорочена матриця  $L_c$  є значно компактнішою у порівнянні з матрицею  $L$ . Проте велика кількість нулів у ній потребує для її розміщення в ЕОМ усе ж таки великого об'єму пам'яті.

Більш компактний опис топології монтажу можна забезпечити, якщо впорядкувати нумерацію монтажних точок ОД таким чином, щоб в межах кожного провідника їх номери зростали на одиницю. Тоді в матриці (1.2) можна вилучити нульові елементи, а значенням  $l_{jk}^c = 1$  привласнити значення “ $k$ ” у  $j$ -му рядку. Кожний провідник, при цьому, можна записати вектором-рядком номерів монтажних точок даного провідника  $l_j = (n_{jq})$ , де  $n_{jq} = \overline{n_{j0}, n_{jm}}$  змінюється від значення номера початкової  $n_{j0}$  монтажної точки  $j$ -го провідника до значення номера кінцевої монтажної точки  $n_{jm}$ . Таким чином, топологію монтажу можна описати одним з векторів:

$$\overline{\overline{L}}_c = (n_{j0}, n_{jm})^T, \quad (j = \overline{1, n}). \quad (1.3)$$

Наведений вираз є найкомпактнішим описом топології монтажу як двомірного масиву, кожний рядок якого відповідає одному провіднику, а значення елементів кожного рядка означають номери початкової і кінцевої монтажних точок цих провідників.

Діагностичний експеримент під час контролю топології полягає у

тому, щоб встановити факт відсутності обривів у кожному з провідників і встановити відсутність коротких замикань між провідниками  $j$  і  $k$ , ( $j, k = \overline{1, n}, j \neq k$ ).

Для перевірки відсутності коротких замикань слід перевірити відсутність суміжності між рядками двомірного масиву (1.3), а для перевірки відсутності обривів необхідно перевірити суміжність між підмножиною елементів кожного з рядків, що визначені кінцевими точками провідників. Під час ідентифікації суміжності діагностичним параметром можна вибрати значення опору, вимірювання якого не викликає складності. При цьому факт наявності суміжності констатується тільки тоді, коли значення опору між досліджуваними рядками або їх елементами менше деякого наперед заданого граничного значення  $R_L^{lim}$ . Інакше приймається рішення про відсутність суміжності. Відповідно цьому можна записати вираз

$$\mathcal{R}_L = \left\{ R_L^{lim}, (n_{j0}, n_{jm})^T \right\}, (j = \overline{1, n}), \quad (1.4)$$

що разом з правилами прийняття рішень про наявність обривів і коротких замикань, які визначаються відповідно як:

$$R_{n_{j0}, n_{jm}} > R_L^{lim}, (i, j = \overline{1, n}, i \neq j); \quad (1.5)$$

$$R_{n_{jq}, n_{jt}} \leq R_L^{lim}, (n_{jq}, n_{jt} = \overline{n_{j0}, n_{jm}}, n_{jq} \neq n_{jt}), \quad (1.6)$$

буде описувати діагностичну модель топології монтажу ОД [52].

У реальних системах застосовуються групові методи контролю топології, що значно прискорюють процеси діагностування. Методи і алгоритми, що їх реалізують, а також методи ідентифікації для автоматизації підготовки робочих програм діагностування описані в роботах автора [55, 105–107], які детальніше розглядаються у шостому розділі даної роботи.

**Моделі елементарних компонент ОД.** Під час опису ОД на рівні елементарних компонент зручно користуватися матричною формою опису [54, 103], де рядки відповідають математичним моделям незалежних компонент з їх атрибутами, серед яких виділяють параметричні атрибути і атрибути інцидентності. Так, наприклад, нехай  $\theta$  позначає час або частоту, що визначені в області  $\Theta$ , а  $\{s_x(\theta), s_y(\theta)\}$  – систему вхідних і вихідних сигналів, які визначають струм і (або) на-

пруги на полюсах компонент, які в загальному випадку розглядаються як багатополюсні. З теорії електричних кіл відомо, що вхідні і вихідні сигнали на полюсах досліджуваних компонент через параметри цих компонент зв'язані між собою функціональними залежностями, що описуються системами диференціальних або алгебраїчних рівнянь. Питання визначення цих залежностей на сьогодні достатньо досліджені і їх описують характеристикою “вхід - вихід” у вигляді співвідношення [108]

$$s_y(\theta) = h(\phi, \theta) s_x(\theta), \quad (\theta \in \Theta), \quad (1.7)$$

де функція  $h(\phi, \theta)$  визначається за виразом

$$h(\phi, \theta) = \tilde{h}\{s_x(\theta), \phi, \theta\} / s_x(\theta), \quad (1.8)$$

тобто через функцію  $\tilde{h}\{s_x(\theta), \phi, \theta\}$ , що у загальному випадку залежить від вхідних сигналів і від параметрів компонент, заданих множиною  $\phi$  [52].

З урахуванням (1.8) вираз (1.7) буде описувати як лінійні, так і нелінійні аналогові компоненти ОД. Для лінійних компонент (1.8) є лінійною, тобто  $\tilde{h}\{s_x(\theta), \phi, \theta\} = h\{\phi, \theta\} s_x(\theta)$  і співвідношення (1.7) зберігає свій вигляд. При цьому функція  $h(\phi, \theta)$  буде перехідною характеристикою або передатною функцією, що описують компоненти, якщо дослідження здійснюються відповідно у частотній області або у області часу. Так наприклад, для таких компонент як резистори, конденсатори, котушки індуктивності і операційні підсилювачі (ОП), функція  $h(\phi, \theta)$  зводиться до скалярів  $R$ ,  $1/pC$ ,  $pL$ ,  $k/(p - p_1)(p - p_2)$ , де  $p$  – кругова частота, параметри  $R$ ,  $C$  і  $L$  – характеризують відповідно опір, ємність і індуктивність, а параметри  $k$ ,  $p_1$  і  $p_2$  визначають коефіцієнт підсилення і частоти зламів амплітудно-частотної характеристики ОП.

Для нелінійних компонент функція  $\tilde{h}\{s_x(\theta), \phi, \theta\}$  щодо вхідних сигналів нелінійна, а співвідношення “вхід - вихід” для них записується виразом

$$s_y(\theta) = \tilde{h}\{s_x(\theta), \phi, \theta\}, (\theta \in \Theta). \quad (1.9)$$

Наприклад, для діода, що є класичною нелінійністю, (1.9), описується виразом  $I_d = I_s(e^{\alpha V_d} - 1)$ , де  $V_d$  і  $I_d$  – величини, що визначають відповідно падіння напруги на ньому і струм, що протікає через нього. При цьому струм насичення діода  $I_s$  і постійна  $\alpha$  визначають множину параметрів  $\phi$ .

Параметри аналогових компонент описуються номінальними значеннями своїх параметрів, що в реальних об'єктах можуть мати деякі відхилення. При цьому об'єкт буде працездатним тільки тоді, коли ці відхилення будуть знаходитися в області припустимих значень. Отже, в описах компонент необхідно включити область допусків на значення цих параметрів, що може бути задана множиною граничних значень  $[\phi_D^N, \phi_U^N]$ . Інформація про ці значення може бути отримана з переліків елементів в схемах електричних принципів, а у випадку відсутності таких параметрів в них – з паспортних даних на відповідні типи елементарних компонент.

В описах елементарних компонент ОД співвідношення “вхід – вихід” і області допустимих значень параметрів  $[\phi_D^N, \phi_U^N]$  визначають параметричні атрибути компонент ОД. До атрибутів інцидентності елементарних компонент віднесемо ім'я компоненти  $\phi_{name}$ , де відповідно схеми електричної принципової визначається тип і порядковий номер компонента, а також адреса компонента  $\phi_{ad}$ , що визначає інцидентність його полюсів контрольним точкам ОД. Таким чином множину всіх елементарних компонент ОД можна описати вектором описів незалежних компонент

$$\mathcal{R}_E = (\tilde{h}_i\{s_x(\theta), \phi_i, \theta\}, [\phi_D^N, \phi_U^N], \phi_{i\ name}, \phi_{i\ ad})^T, (i = \overline{1, m}), \quad (1.10)$$

де  $m$  – визначає потужність множини елементарних компонент ОД.

Умова, коли об'єкт визнається працездатним, описується виразами:

$$\begin{aligned} O(\Phi) &= \bigcup O_i(\phi_i); \\ O_i(\phi_i) &= \{ \phi_i : \phi_{iD}^N \leq \phi_i \leq \phi_{iU}^N \} \end{aligned} \quad (1.11)$$

де  $O_i(\phi_i)$  – область припустимих відхилень параметрів  $i$ -го компонента;

$O(\Phi)$  – область припустимих відхилень параметрів всіх компонент ОД.

У цілому математичний опис об'єктів елементарного рівня декомпозиції може бути отриманий у вигляді сукупності виразів (1.4) і (1.10)

$$\mathcal{R}_{OE} = \{\mathcal{R}_L, \mathcal{R}_E\}, \quad (1.12)$$

яка разом з правилами прийняття рішень (1.5), (1.6) і (1.11) описує відповідну діагностичну модель поелементної декомпозиції ОД. Питання підготовки робочих програм діагностування для конкретних об'єктів і методи ідентифікації елементів для задач автоматизації процесів підготовки робочих програм діагностування розглядаються автором в роботах [109–113].

**Синтез моделей фрагментарного і об'єктного рівнів опису.** Під час синтезу математичних моделей неелементарних рівнів опису об'єкти або фрагменти декомпозиції розглядаються як еквівалентні електричні кола із зосередженими параметрами, які отримують заміною їх реальних складових відповідними математичними моделями. При цьому об'єктивно існуючі зв'язки між фрагментами ОД накладають на їх моделі обмеження, що обумовлюються фундаментальними законами електричних кіл. Виявляючи сутність і характер цих обмежень, формуються системи рівнянь, які через параметри компонент (фрагментів), що складають досліджуваний фрагмент або об'єкт в цілому, зв'язують функціональною залежністю вихідні сигнали з вхідними тестовими сигналами [114].

Процеси синтезу математичних моделей ОД будь-якого рівня, за винятком елементарного, засновані на єдиній концепції. Відмінність полягає по-перше, у тому параметри яких рівнів деталізації є вихідними, тобто або це параметри елементарних компонент або узагальнені параметри фрагментів детальніших рівнів декомпозиції. По-друге, клас моделей визначається вибором точок керування, куди надходять тестові сигнали, і точок спостереження, значення сигналів у яких вимірюються і розглядаються як вихідні сигнали досліджуваних фрагментів або об'єкта у цілому.

У моделях ОД, що описуються еквівалентними електричними ко-

лами вихідними даними є параметри елементарних компонент і їх зв'язки. При цьому точками керування є зовнішні входи ОД, а точками спостереження – вузли, що залишилися. У структурно-функціональних моделях вихідними даними є узагальнені параметри фрагментів декомпозиції і їх зв'язки, точками керування є зовнішні входи ОД, а точками спостереження – зовнішні виходи ОД і виходи усіх або деяких фрагментів декомпозиції ОД. У функціональних моделях точками керування і спостереження є відповідно зовнішні входи і виходи, а вихідними даними можуть бути параметри компонент і зв'язків між ними будь-якого рівня деталізації. Моделі середнього рівня декомпозиції визначаються як множина незалежних моделей окремих фрагментів, під час формування яких кожний фрагмент можна розглядати як деякий об'єкт, тобто використовуючи описаний вище підхід.

Виходячи з вищеописаного, розглянемо із загальної точки зору основні принципи формування математичних моделей ОД неелементарних рівнів опису. Процес формування таких моделей можна розглядати на основі алгебраїчних систем теорії електричних кіл, що визначаються трійкою множин [115, 116]

$$\langle \{s_i(\theta)\}, \{h_j(\phi_j, \theta)\}, M_F \rangle, \quad (1.13)$$

де  $\{h_j(\phi_j, \theta)\}$ ,  $(i = \overline{1, m})$  – множина компонентних змінних, що визначається множиною моделей компонент, що утворюють об'єкт (фрагмент);  $\phi_j$  – вектори параметрів відповідних компонент;  $\{s_i(\theta)\}$ ,  $(i = \overline{1, n})$  – множина сигнальних змінних, що діють на полюсах відповідних компонент;  $m$  і  $n$  – потужності множин  $\{h_j(\phi_j, \theta)\}$  і  $S(\theta) = \{s_i(\theta)\}$  відповідно;  $M_F$  – множина операцій і відношень над  $\{h_j(\phi_j, \theta)\}$  і  $\{s_i(\theta)\}$ .

Очевидно, що оскільки множини  $\{s_i(\theta)\}$  і  $\{h_j(\phi_j, \theta)\}$  визначені в (1.7), то для визначення системи рівнянь (1.13) необхідно визначити алгоритми визначення операцій і відношень множини  $M_F$ , тобто отримати системні функції ОД. Для цього в першу чергу необхідно мати опис взаємозв'язків між компонентами об'єкта, із тим, щоб накласти на їх моделі обмеження, що обумовлюються фундаментальними законами електричних кіл.

**Опис взаємозв'язків компонент.** Множину сигнальних змінних

можна розглядати як об'єднання множини компонентних змінних  $S_1(\theta)$ , тобто сигналів на входах і виходах компонент, і множини змінних керування і спостереження  $S_2(\theta)$  [52]

$$S(\theta) = S_1(\theta) \cup S_2(\theta).$$

Множину  $S_1(\theta)$  можна розглядати як об'єднання множин вхідних  $S_{x1}(\theta)$  і вихідних  $S_{y1}(\theta)$  компонентних змінних, а  $S_2(\theta)$  – як об'єднання множин змінних керування  $S_{x2}(\theta)$  і змінних спостереження  $S_{y2}(\theta)$ :

$$\begin{aligned} S_1(\theta) &= S_{x1}(\theta) \cup S_{y1}(\theta); \\ S_2(\theta) &= S_{x2}(\theta) \cup S_{y2}(\theta). \end{aligned}$$

Зауважимо, що кожний провідник з однієї сторони виступає як входи одних компонент, а з іншого боку – як виходи інших компонент. При цьому входи компонентів можуть бути змінними керування, а виходи – змінними спостереження. Отже, зазначені вище множини сигнальних змінних є множинами, які перетинаються, що можна записати як

$$\begin{aligned} S(\theta) &= \{ \{ S_{x1}(\theta) \cap S_{y1}(\theta) \} \cup \{ S_{x1}(\theta) \cap S_{x2}(\theta) \} \} \cup \\ &\cup \{ \{ S_{y2}(\theta) \cap S_{y1}(\theta) \} \cup \{ S_{y2}(\theta) \cap S_{x2}(\theta) \} \}. \end{aligned}$$

Наведений вираз описує можливі комбінації перетинання сигнальних змінних множини точок керування і множини виходів компонент з множинами входів компонент і з множинами точок спостереження. При цьому кожне перетинання описує підмножину, що характеризує визначену групу цих впливів.  $S_{x1}(\theta) \cap S_{y1}(\theta)$  описує впливи сигнальних змінних між множинами виходів і входів компонент,  $S_{x1}(\theta) \cap S_{x2}(\theta)$  описує підмножину сигнальних змінних з множини точок керування, що впливають на деяку підмножину входів компонент,  $S_{y2}(\theta) \cap S_{y1}(\theta)$  описує підмножину виходів компонент, сигнальні змінні яких належать множині сигнальних змінних точок спостереження, а  $S_{y2}(\theta) \cap S_{x2}(\theta)$  описує транзитне проходження сигналів з точок керування до точок спостереження.



Якщо зазначеним перетинанням поставити у відповідність так звані комутаційні матриці:

$$\begin{aligned} L_{11} &\leftarrow S_{x1}(\theta) \cap S_{y1}(\theta); & L_{12} &\leftarrow S_{x1}(\theta) \cap S_{x2}(\theta); \\ L_{21} &\leftarrow S_{y2}(\theta) \cap S_{y1}(\theta); & L_{22} &\leftarrow S_{y2}(\theta) \cap S_{x2}(\theta), \end{aligned}$$

то їх сукупність і буде математичною моделлю взаємозв'язків компонент:

$$L_S = \{L_{11}, L_{12}, L_{21}, L_{22}\}. \quad (1.14)$$

Нехай, наприклад, є деякий об'єкт, що містить  $n$  провідників і  $m$  компонент. При цьому на множині вузлів об'єкта визначено  $b$  точок керування і  $d$  точок спостереження. Для більшої наочності і не порушуючи спільності будемо вважати, що кожний із  $m$  компонент має по одному входу і по одному виходу. Тоді для такого об'єкта [52]:  $L_{11} = (l_{ij}^{11})$ ,  $(i, j = \overline{1, m})$  – квадратична матриця, елементи якої дорівнюють одиниці, тільки при наявності зв'язку входу  $i$ -го компонента з виходом  $j$ -го компонента;  $L_{12} = (l_{ij}^{12})$ ,  $(i = \overline{1, m}, j = \overline{1, b})$  – матриця, елементи якої дорівнюють одиниці тільки при наявності зв'язку входу  $i$ -го компонента з  $j$ -ою точкою керування;  $L_{21} = (l_{ij}^{21})$ ,  $(i = \overline{1, d}, j = \overline{1, m})$  – матриця, елементи якої дорівнюють одиниці тільки за наявності зв'язку  $i$ -ої точки спостереження об'єкта з виходом  $j$ -го компонента;  $L_{22} = (l_{ij}^{22})$ ,  $(i = \overline{1, d}, j = \overline{1, b})$  – матриця, елементи якої дорівнюють одиниці тільки за наявності зв'язку  $i$ -ої точки спостереження з  $j$ -ою точкою керування.

Маючи множину математичних моделей окремих компонент фрагментів декомпозиції  $\{h_j(\phi_j, \theta)\}$ ,  $(j = \overline{1, m})$  і опис їх зв'язків у вигляді (1.14), синтез математичних моделей фрагментів можна здійснити застосовуючи відомі співвідношення “компоненти-зв'язки” [44, 45, 35–40]. Відповідно (1.7) кожний окремий компонент описується рівнянням

$$y_j(\theta) = \{h_j(\phi_j, \theta)\}x_j(\theta), \quad (j = \overline{1, m}), \quad (1.15)$$

де  $x_j(\theta)$  і  $y_j(\theta)$  – вектори сигнальних змінних на входах і виходах

компонент відповідно. Для спрощення позначень (1.15) запишемо у вигляді

$$Y(\theta) = H(\Phi, \theta)X(\theta), \quad (1.16)$$

де  $Y(\theta) = \text{col}(y_j(\theta))$ ;  $X(\theta) = \text{col}(x_j(\theta))$ ;  $H(\Phi, \theta) = \text{diag}(h_j(\phi_j, \theta))$  – діагональна матриця моделей компонент.

Застосовуючи комутаційні матриці (1.14) відповідно співвідношенням “компоненти–взаємозв'язки” запишемо систему рівнянь [38, 93]:

$$\begin{aligned} X(\theta) &= L_{11}Y(\theta) + L_{12}V(\theta); \\ U(\theta) &= L_{21}Y(\theta) + L_{22}V(\theta), \end{aligned} \quad (1.17)$$

де  $V(\theta), U(\theta)$  – вектори сигналів в точках керування і реакції об'єкта в точках спостереження відповідно.

Розв'язуючи спільно (1.16) і (1.17), отримаємо математичну модель об'єкта, що описується виразами:

$$U(\theta) = W(\Phi, L_s, \theta)V(\theta), \quad (1.18)$$

де

$$W(\Phi, L_s, \theta) = L_{22} + L_{21}(I - H(\Phi, \theta)L_{11})^{-1}H(\Phi, \theta)L_{12}. \quad (1.19)$$

Вирази (1.18) і (1.19) є математичним описом неперервних об'єктів найзагальнішого виду. На їх основі можна отримати моделі об'єктів будь-якого класу, що визначається вибором аргументу матричної функції  $H(\Phi, L_s, \theta)$ , тобто множини параметрів простих або складних компонент з їх взаємозв'язками, а також вибором множини точок керування і спостереження. Це стосується також і моделей елементарного рівня. При цьому матрична функція системи (1.16) приймає вигляд діагональної матриці

$$H(\Phi, L_s, \theta) = \text{diag}(h_j(\phi_j, \theta)). \quad (1.20)$$

### 1.3. Основні показники систем діагностування

Задача діагностики у загальному випадку відноситься до задач розпізнавання і полягає у тому, щоб на основі апостеріорної інформації, якою є отримані у результаті вимірювань значення показників якості (ознак розпізнавання), прийняти рішення до якого класу відноситься технічний стан ОД [117].

Властивості і якість систем діагностування (СД), їх недоліки і переваги, можна оцінити тільки на підставі співставлення їх показників, найважливішими з яких вважаються ефективність, вірогідність, глибина діагностування, точність вимірювань, глибина локалізації дефектів, продуктивність діагностування тощо [25, 118].

**Вірогідність діагностування** – це чисельна міра вірності прийняття рішень про істинний технічний стан ОД. Вона є багатофункціональною характеристикою, яка залежить від точності формування тестових сигналів і результатів вимірювання (перетворення) реакцій на них, об'єму (глибини) діагностування, методики діагностування і прийнятими критеріями оцінки технічного стану об'єктів. У загальному випадку розрізняють інструментальну і методичну складові вірогідності діагностування.

Інструментальна складова вірогідності обумовлена тим, що оскільки задача діагностики потребує вимірювань, які через різні чинники неминуче здійснюються з деякими похибками, діагностика технічного стану об'єктів здійснюється з деякою ймовірністю, тобто рішення про технічний стан об'єктів будуть прийматися з помилками. Для визначення оцінки інструментальної вірогідності діагностування застосовують теорію перевірок статистичних гіпотез. Відповідно з цією теорією, якщо об'єкт характеризується деяким показником якості  $\phi$ , його розглядають як випадкову величину із щільністю розподілу  $f(\phi)$ . Апріорі об'єкт вважається працездатним за умови  $\phi_D \leq \phi \leq \phi_U$ , де  $\phi_D$  і  $\phi_U$  – відповідно нижнє і верхнє гранично допустимі значення показника  $\phi$ . Апостеріорі, внаслідок наявності похибок вимірювань  $\xi$ , що також є випадковою величиною із щільністю розподілу  $\varphi(\xi)$ , замість  $\phi$  аналізується величина  $\phi + \xi$ , що призводить до помилкових рішень. Інструментальна вірогідність, при цьому, буде визначатися як ймовірність прийняття правильних рішень [96, 118–122]

$$D_I = (1 - P_{false}^{rue} - P_{rue}^{false}),$$

де  $P_{false}^{true} = \int_{\phi_D}^{\phi_U} f(\phi) \left[ 1 - \int_{\phi_D}^{\phi_U} \varphi(\xi) d\xi \right] d\phi$  – ймовірність прийняття рішення

про непрацездатність ОД у той час коли у дійсності він працездатний (ймовірність помилки 1–го роду);

$P_{true}^{false} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\phi) d\phi \int_{\phi_D}^{\phi_U} \varphi(\xi) d\xi - \int_{\phi_D}^{\phi_U} f(\phi) d\phi \int_{\phi_D}^{\phi_U} \varphi(\xi) d\xi$  – ймовірність прийняття рішення про працездатність ОД у той час, коли у дійсності він непрацездатний (ймовірність помилки 2–го роду).

Складні об'єкти у загальному випадку характеризуються деякою множиною показників, при цьому навіть за умови ідеальних вимірювань виникає методична складова вірогідності, що обумовлена недостатнім обсягом (глибиною) охоплення показників якості і залежить від співвідношення області визначення цих показників і фактичної області працездатності реальних ОД. Априорною моделлю таких об'єктів є  $n$ -мірна множина показників якості  $\Phi(n) = \{\phi_j\}$ , ( $j = \overline{1, n}$ ), елементи якої є випадковими величинами. Для даної множини встановлюється область допустимих значень її елементів  $O(n) = \{o_j\}$ , ( $j = \overline{1, n}$ ). Умова прийняття рішення про працездатність ОД при цьому визначається як  $\Phi(n) \in O(n)$ .

Із збільшенням кількості показників опис об'єктів усе точніше наближається до реальності. При цьому, асимптотично наближаючись до одиниці, підвищується методична складова вірогідності діагностування. Проте, збільшення обсягу діагностування призводить до суттєвого зростання часових матеріальних витрат і може виникнути така ситуація, коли незначне підвищення вірогідності призведе до необґрунтованого підвищення загальної вартості діагностування. Тому на практиці  $n$ -мірна множина показників ОД заміняється  $m$ -мірною множиною  $\Phi(m) = \{\phi_j\}$ , ( $j = \overline{1, m}$ ), де  $n < m$ . При цьому визначається нова область допусків  $O(m) = \{o_j\}$ , ( $j = \overline{1, m}$ ), а умова працездатності об'єктів визначається як  $\Phi(m) \in O(m)$ . У результаті виникає методична похибка другого роду, ймовірність якої визначається як [22, 25]

$$\beta_m = P\{\Phi(m) \in O(m) \mid \Phi(n) \notin O(n)\}.$$

Визначення області допусків  $O(m)$  потребує наявності складних залежностей між координатами вектора  $\Phi(m)$ . Аналітичне розв'язування цієї задачі пов'язаний із значними труднощами [122–126]. Тому на практиці припускають, що показники якості ОД є незалежними і для кожного з них визначається свій допуск, при цьому область допусків  $O(m)$  замінюється іншою областю  $\bar{O}(m)$ . У результаті багатомірна задача діагностування перетворюється у  $m$  одномірних задач, однак, при цьому, з'являються додаткові помилки 1–го і 2–го роду, які можна визначити як [25]:

$$\alpha'_m = P\{\Phi(m) \notin \bar{O}(m) \mid \Phi(m) \in O(m)\};$$

$$\beta'_m = P\{\Phi(m) \in \bar{O}(m) \mid \Phi(m) \notin O(m)\}.$$

З урахуванням неповноти об'єму діагностування ймовірності помилок 1–го і 2–го роду будуть визначатися як:

$$\alpha_n = P\{\Phi(m) \notin \bar{O}(m) \mid \Phi(n) \in O(n)\};$$

$$\beta_n = P\{\Phi(m) \in \bar{O}(m) \mid \Phi(n) \notin O(n)\},$$

а якщо врахувати також і те, що вимірювання значень показників якості ОД здійснюється з похибками, то вирази для ймовірностей помилок 1–го і 2–го роду приймуть вигляд:

$$\alpha = P\{\Phi(m) \notin \bar{O}(m) \mid \bar{\Phi}(n) \in O(n)\};$$

$$\beta = P\{\Phi(m) \in \bar{O}(m) \mid \bar{\Phi}(n) \notin O(n)\};$$

$$\bar{\Phi}(n) = \{\bar{\phi}_j\}, (\bar{\phi}_j = \phi_j + \xi_j, j = \bar{1}, \bar{n}).$$

**Об'єм (глибина) діагностування** – це перелік показників якості ОД, який в основному і визначає структуру систем діагностування (склад технічних засобів). Під час визначення об'єму діагностування в першу чергу необхідно враховувати вимогу забезпечення заданої методичної вірогідності діагностування. Кількісні обмеження на сукупність показників якості ОД з одного боку визначаються глибиною локалізації дефектів, яка задається визначенням складових частин ОД, з точністю до яких необхідна локалізація місця виникнення дефектів, а з іншого боку – визначаються допустимими ресурсами матеріальних витрат і часу на проведення діагностування. Крім того очевидно, що вірогідність діагностування буде визначатися не тільки кількістю по-

казників, а і якісним складом їх сукупності, тобто необхідно виявляти суттєвість впливу показників на технічний стан ОД. При цьому, система повинна мати можливість отримання із заданою точністю апостеріорної інформації про значення показників якості, інакше це призведе до зменшення інструментальної вірогідності діагностування. Таким чином визначення об'єму діагностування є задачею оптимального вибору сукупності показників якості ОД з обмеженнями [22].

**Продуктивність діагностування** визначається часом, що необхідно витратити для проведення діагностики однієї одиниці ОД. Швидкодія діагностування при цьому залежить як від характеристик контрольно-вимірювальної апаратури, так і від параметрів ОД. Середній час діагностування складається з часу, що необхідно витратити для підготовки технічних засобів, підключення ОД, часу проведення вимірювань і аналізу отриманих результатів. При цьому середній час проведення діагностування одного ОД і його ремонт можна визначити відповідно виразам [55]

$$\bar{T}_D = \bar{T}_{LD} + (T_{Ц} + T_{И})/E_0; \bar{T}_P = T_P \sum_i \lambda_i p(\lambda_i) / E_0 E_R,$$

де  $T_{И}$  – середній час контролю справного вузла РЕА;  $\bar{T}_{LD}$  – середній час локалізації дефектів в ОД;  $T_{Ц}$  – сумарний час маніпуляцій для підключення до об'єктів;  $T_P$  – середній час усунення одного дефекту;  $p(\lambda_i)$  – ймовірність виявлення системою дефекту типу  $\lambda_i$ ;  $E_0, E_R$  – коефіцієнти інтенсивності роботи операторів систем діагностування і регулювальників РЕА відповідно.

**Ефективність систем діагностування** є мірою доцільності проведення діагностики. У літературі зустрічаються різні оцінки діагностування. Деякі автори за ефективність вважають відношення економічного ефекту до витрат [127, 128]. Інші під час визначення ефективності враховують характеристики точності систем діагностування і сумарні витрати. Деякі зв'язують ефективність з ймовірностями появи помилок першого і другого роду з урахуванням заданих обмежень по вартості і іншим показникам. Відповідно [118] ефективність систем є узагальненою інтегральною оцінкою, яка визначається як деякий функціонал сукупності часткових показників, наприклад такої як  $\{D, \tau_D, C_D, L\}$ , де  $D$  – вірогідність діагностування;  $\tau_D$  – час

діагностування;  $C_D$  – вартість діагностування;  $L$  – глибина локалізації дефектів.

Широке розповсюдження отримав узагальнений статистичний критерій [129, 130], який враховує кількість інформації, що отримується СД, і відповідні вартісні витрати. При цьому визначення кількісної оцінки інформації через ентропію дозволяє однозначно оцінити ефективність СД тільки у випадках, коли ймовірність працездатного технічного стану об'єктів перевищує значення 0.5. Однак, характерною особливістю задачі діагностування виробів РЕА на етапах виробництва ця умова часто не виконується, що може призвести до неправильної оцінки ефективності внаслідок симетрії функції ентропії [55]. Для запобігання цього недоліку у [22] за показник ефективності прийнята відносна величина узагальнених середньо-вартісних витрат і введений критерій

$$E = 1 - C_D / C, \quad (1.21)$$

де  $C$  – вартість втрат за умови відсутності діагностування;  $C_D$  – вартість діагностування, що визначається трьома складовими

$$C_D = C_A + C_E + C_{\Pi}, \quad (1.22)$$

де  $C_A$  – витрати на придбання і впровадження системи діагностування;  $C_{\Pi}$  – вартість втрат за рахунок помилкових рішень;  $C_E$  – витрати, що необхідні для експлуатації систем діагностування, які у загальному випадку можна визначити за виразом

$$C_E = \bar{C}_{KP} + \bar{C}_{TZ} = \frac{\bar{T}_D Z_K + \bar{T}_P Z_P}{K_{\Pi}} + \frac{C_K K_{DK} + T_{\Pi P} Z_{\Pi} K_{D\Pi}}{N_{\Pi}}, \quad (1.23)$$

де  $\bar{C}_{KP}$  – витрати на оплату роботи персоналу, що провидить діагностику і ремонт одного ОД;  $\bar{C}_{TZ}$  – витрати на підготовку програмного і технічного забезпечення діагностики нового типу ОД;  $\bar{T}_D$  – середня тривалість діагностування одного вузла РЕА;  $\bar{T}_P$  – середній час ремонту вузла РЕА;  $Z_{\Pi}, Z_K, Z_P$ , – заробітні плати програміста, оператора СД, регулювальника РЕА відповідно;  $K_{\Pi} = 3600$  – константа перетворення часу;  $C_K$  – вартість доробок контактної пристрою;

$T_{\text{ПР}}$  – час розробки програм діагностування;  $K_{\text{ДК}}, K_{\text{ДП}}$  – коефіцієнти доробки контактної пристрою і програми діагностування, зумовлені модифікаціями, що вносяться в об'єкт для його вдосконалення;  $N_{\text{П}}$  – річна програма випуску вузлів РЕА даного типу.

Втрати за рахунок помилкових рішень у загальному випадку пропорційні їх ймовірностям  $P_{\text{false}}^{\text{true}}$  і  $P_{\text{true}}^{\text{false}}$ , при цьому можна записати, що

$$C_{\text{П}}/C = (P_{\text{false}}^{\text{true}} + P_{\text{true}}^{\text{false}}) / \bar{P}_c, \quad (1.24)$$

де  $\bar{P}_c$  – ймовірність несправного технічного стану об'єкта діагностування.

З (1.21)–(1.24) очевидно, що діагностика буде недоцільною, якщо наперед відомо, що  $\bar{P}_c$  має мале значення. Діагностика буде також не-ефективна при низькій продуктивності і незначній програмі випуску РЕА.

#### 1.4. Класифікація методів діагностування аналогових об'єктів і їх порівняльна характеристика

Діагностування технічного стану об'єктів виконується за допомогою засобів діагностування, серед яких виділяють технічні і програмні засоби. Взаємодіючі між собою об'єкти і засоби діагностування утворюють систему, що реалізує над об'єктом у загальному випадку ітераційний процес, кожний крок якого містить етап контрольно-вимірювальних операцій та етап обробки і аналізу вимірювальної інформації, за результатами якого приймається рішення про технічний стан об'єкта.

На етапі контрольно-вимірювальних операцій на об'єкт, для якого визначена множина точок керування  $E$ , подають послідовність наборів тестових сигналів  $V(\theta) = \{v_j(\theta)\}$ ,  $(v_j(\theta) = \{v_e(\theta)\}; e \in E; j = \overline{1, n})$ , а на множині точок спостереження  $G$  здійснюється вимірювання реакцій об'єкта  $U(\theta) = \{u_j(\theta)\}$ ,  $(u_j(\theta) = \{u_g(\theta)\}; g \in G)$ . Значення сигналів  $u_j(\theta)$  при цьому можуть бути як результатами вимірів в різних точках спостереження, так і в одній з них для різних наборів вхідних сигнала-



лів.

На другому етапі, на основі отриманих даних відповідно обраній моделі об'єкта, складається і розв'язується система рівнянь

$$U(\theta) = H(W, \theta)V(\theta), \quad (1.25)$$

де  $H(W, \theta)$  – матрична функція векторного аргументу  $W = (w_r)^T$ , координати якого визначають показники якості ОД.

У загальному випадку аналогові об'єкти завжди виконують свої функції з деякою похибкою. Ця похибка може бути описана у вигляді багатомірного випадкового вектора, що визначається як різниця між фактичними  $W = (w_r)^T$  і номінальними  $W^N = (w_r^N)^T$  значеннями показників якості

$$(\vartheta_r)^T = (w_r)^T - (w_r^N)^T, \quad (r = \overline{1, n_r}). \quad (1.26)$$

Похибка (1.26) викликає втрати в якості функціонування ОД. Для справних об'єктів відхилення показників якості, отриманих в результаті діагностичного експерименту, від їх номінальних значень повинні знаходитися усередині деякої області допустимих значень [89, 131]

$$O_{lim}(W) = \bigcap_r O_r(w_r); \quad O_r(w_r) = \{w_r : w_{rn} \leq w_r \leq w_{r6}\}, \quad (1.27)$$

де  $w_{rn}$  і  $w_{r6}$  – нижнє і верхнє допустимі значення  $r$ -го показника якості.

Вираз (1.27) визначає умову, за якою приймається рішення про справний технічний стан ОД. Інакше об'єкт визнається несправним. При цьому типи вхідних сигналів, вибір точок керування, куди надходять вхідні сигнали, вибір точок спостереження, де вимірюються реакції об'єкта на вхідні сигнали, моделі об'єктів, алгоритми обробки і аналізу вимірювальної інформації, а також алгоритми локалізації і ідентифікації несправностей визначають методи діагностування, які, у свою чергу, визначають структуру і склад відповідних систем.

По типу вхідних сигналів розрізняють системи робочого і тестового діагностування. Для перших з них сигнали, що надходять на об'єкт, є сигналами, які передбачені робочими алгоритмами функціонування. В системах тестового діагностування на об'єкти подаються сигнали, з яких всі сигнали або частина з них не використовуються в

процесі функціонування. Проте реакції об'єкта на такі сигнали повинні бути інформативними, щоб забезпечити можливість виявлення і локалізації дефектів з визначеною глибиною. В даній роботі дослідженню підлягають саме такі системи тестового діагностування. При цьому передбачається орієнтація цих систем на виявлення, локалізацію і ідентифікацію усіх видів дефектів множини  $Q$  (вираз 1.1), в тому числі і кратних, причому у всіляких поєднаннях.

Для класифікації методів діагностування аналогових об'єктів можуть бути застосовані різні критерії. Однією з найпоширеніших є класифікація (рис.1.4), відповідно з якою методи діагностування діляться на дві групи: *методи загального (структурного) діагностування*, тобто коли об'єкт розглядається як одна структурна одиниця, і *методи, що засновані на декомпозиції об'єктів*, тобто коли об'єкт досліджується по частинах [132]. При цьому мається на увазі, що фрагменти декомпозиції штучно формуються у результаті реконфігурації структури ОД за умови не порушення їх фізичної цілісності, і розглядаються як незалежні [133–137], що забезпечується методами інваріантних вимірювальних операцій [54–68, 138–140].

Методи загального тестового діагностування (ЗТД) можна розділити на методи діагностування з достатнім числом вимірів, які утворюють групу лінійних і нелінійних методів параметричної ідентифікації [141–143], і методи діагностування з обмеженим числом вимірів [44]. Останні, у свою чергу, розділяються на методи, в яких процес моделювання здійснюється до проведення діагностичного експерименту або в його контурі [144]. Першим з них відповідає діагностика за методами довідників несправностей [145, 146] і ймовірнісні методи [147], а другим – методи контролю несправностей [148–152] і методи, що засновані на оптицізації [153, 154]. При цьому ймовірнісні і оптимізаційні методи відносяться до класу наближених методів [44].

Сукупність методів діагностування, що засновані на декомпозиції об'єктів, які сьогодні називають *методами покомпонентного діагностування*, прийнято класифікувати по рівнях декомпозиції. При цьому розглядаються *методи поелементного (внутрішньосхемного) діагностування*, для випадків коли компоненти декомпозиції є елементарними [54–68], і *методи пофрагментного діагностування* для випадків складних компонент, тобто фрагментів декомпозиції ОД [138–140]. В окремий клас можна виділити *методи змішаного діагностування*, що

поєднують як поелементні так і пофрагментні методи [55, 134].



Рис.1.4. Класифікація методів діагностування аналогових об'єктів

Розглянемо основні принципи вищевказаних методів і проаналізуємо їх з погляду їх ефективності для задач діагностики виробничих дефектів з точки зору таких основних аспектів як: вимоги до оперативних обчислень (в контурі діагностування); вимоги до автономних обчислень (поза контуром діагностування); типи несправностей, на які орієнтовані методи; глибина діагностики; робастність методів; вірогідність діагностування.

**Методи загального тестового діагностування.** Для методів ЗТД здійснюється тестування об'єкта в цілому, тобто перевіряється цілісність структури і перевіряється спроможність виконання об'єктом відповідних функцій. Для методів ЗТД множиною точок керування  $E$ , куди надходить тестові сигнали, є тільки зовнішні входи ОД. При

цьому реакції об'єктів на ці сигнали вимірюються на множині точок спостереження  $G$ , яка для методів з обмеженою кількістю вимірювань визначається кількістю зовнішніх виходів і деяких спеціальних контрольних точок, а для методів з достатньою кількістю вимірювань – визначається всіма вузлами ОД.

Моделі об'єктів в методах з обмеженою кількістю вимірів є моделями високого рівня. Об'єкти для цих методів розглядаються як “чорний ящик”, для якого невідома внутрішня структура і визначені тільки зовнішні входи і виходи. Функціонування об'єктів описується передавальними функціями, за якими є можливість обчислити вихідні сигнали для заданих вхідних тестових сигналів. Передатні функції описуються різними системами рівнянь та нерівностей. Коефіцієнти цих рівнянь є показниками якості ОД  $w_r$ , ( $r = \overline{1, n_r}$ ), а їх відхилення за межі встановлених допусків розглядаються як несправності. Оскільки система рівнянь діагностики (1.25) внаслідок обмеженого числа вимірювань не має єдиного розв'язку стосовно параметрів компонент, які складають об'єкт, для даних методів актуальною є задача локалізації місця виникнення і ідентифікації дефектів.

Із загальної теорії систем відомо [155], що будь-який технічний стан об'єктів може бути визначений функціональними залежностями, які номінальним значенням узагальнених показників якості ставлять у відповідність номінальні значення параметрів складових компонент

$$(w_r^N) = f_r(\Phi^N); \Phi^N = (\phi_g^N)^T, (r = \overline{1, n_r}, g = \overline{1, n_g}).$$

Для реальних об'єктів, оскільки в процесі виробництва РЕА неминучі відхилення значень параметрів компонент, показники якості будуть описуватися функціями

$$(w_r) = f_r(\Phi); \Phi = (\phi_g)^T, (r = \overline{1, n_r}, g = \overline{1, n_g}), \quad (1.28)$$

де  $w_r = w_r^N + \vartheta_r$  – реальне значення  $r$ -го показника якості;  $\phi_g = \phi_g^N + \xi_g$  – реальне значення  $g$ -го параметра ОД;  $\vartheta_r$  і  $\xi_g$  – відповідно  $r$ -е і  $g$ -е відхилення від номінальних значень узагальнених і компонентних показників реального ОД.

За наявності функцій (1.28) кожний із показників якості

$w_r, (r = \overline{1, n_r})$  утворить у просторі параметрів  $\Phi = (\phi_g)^T, (g = \overline{1, n_g})$  область допустимих значень  $O_r(\Phi), (r = \overline{1, n_r})$ , в якому обмеження  $O_r(w_r)$  трансформуються з простору  $W$  у простір  $\Phi$  [89, 131]

$$O_r(\Phi) = \{\Phi_r : f_r(\Phi_r) \in O_r(w_r)\}. \quad (1.29)$$

При цьому, область працездатності ОД визначиться як перетинання часткових областей  $O_r(w_r)$  по всіх показниках якості

В паралельній конфігурації (рис. 1.5, б) об'єкти відбраковуються системами ССД за принципом "Придатний–Непридатний". Несправні об'єкти перевіряються системою СПД для локалізації місця виникнення дефектів. Після ремонту об'єкти знову перевіряються системою ССД для виявлення дефектів функціонування.

У загальному випадку продуктивність паралельної конфігурації діагностування на 10 ... 15% перевищує продуктивність тандемної, однак, рівень виходу придатної продукції, при цьому, не збільшується у порівнянні з використанням однієї системи структурного діагностування.

$$O_{lim}(\Phi) = \bigcap_r O_r(\Phi), (r = \overline{1, n_r}). \quad (1.30)$$

Таким чином, задача локалізації місця виникнення несправності і її ідентифікації полягає в тому, щоб знайти локально єдиний розв'язок системи рівнянь (1.28), і якщо він існує, визначити відхилення яких параметрів із множини  $\Phi$  призводять до того, що не виконується умова (1.29).

У методах контролю несправностей, що засновані на методах заміщення [148, 149], меж відмов [150, 151] і символічних функцій [152], розв'язування задачі локалізації і ідентифікації дефектів полягає в перевірці спільності рівнянь (1.25) і (1.28) щодо змін параметрів гіпотетично несправних компонент. В усіх цих методах моделювання об'єктів здійснюється в процесі діагностичного експерименту. При цьому оперативні обчислення для складних об'єктів можуть бути досить громіздкими, що знижує продуктивність діагностики в цілому, що умовах серійного і масового виробництва має першорядне значення.

Під діагностики дефектів наближеними методами здійснюється ідентифікація компонент, що наймовірніше можуть бути несправни-

ми, за умови задоволення обраних критеріїв. Для цих методів також характерні громіздкі оперативні обчислення і вони малоефективні для задач виробничого контролю.

З цього погляду ефективніші методи довідників несправностей. За цими методами моделювання об'єктів для кожного з гіпотетичних випадків несправностей здійснюється до здійснення процесу діагностування. При цьому формуються довідкові списки так званих сигнатур, що обумовлені вхідними тестовими сигналами і реакціями об'єктів на них, на основі яких можуть бути виявлені і локалізовані дефекти, і які задаються при моделюванні як вихідні дані. Під час діагностування об'єкти піддаються впливу тих же сигналів, що були застосовані під час формування довідника. Отримані в результаті діагностичного експерименту сигнатури порівнюються із сигнатурою, отриманою при формуванні довідника, і здійснюється ототожнення несправностей на деякій множині однозначно визначених можливих несправностей. Оскільки при цьому застосовуються досить прості критерії локалізації, наприклад, правило найближчого сусіди, а необхідні обчислення зводяться до простих математичних операцій, оперативні обчислення для цих методів мінімальні.

Очевидно, що від числа гіпотетично можливих несправностей будуть залежати розміри довідника і необхідний для його створення обсяг автономних обчислень. При цьому для складних об'єктів велика кількість гіпотетично можливих несправностей може призвести до надмірних розмірів довідників, а значить і обсягів автономних обчислень. Слід відзначити також, що для задач виробничого контролю необхідно враховувати як одиночні так і множинні несправності. Моделювання об'єктів для випадків множинних несправностей з метою отримання сигнатур, що забезпечують їх локалізацію, може бути дуже складним. В основному методи довідників орієнтовані на одиночні несправності і навіть для цих випадків локалізація дефектів здійснюється на рівні множин неоднозначності. В результаті під час усунення несправностей може здійснюватися заміна як справних, так і несправних компонент, що при серійному і масовому виробництві підвищує собівартість продукції.

Ще одним суттєвим недоліком методів довідників несправностей є відсутність робастності, тобто такі методи нестійкі щодо зміни параметрів компонент в межах області допусків. При цьому з розширенням допусків знижується ступінь діагностованості, що недопустимо,

оскільки для задач виробничого контролю глибина локалізації дефектів повинна визначатися рівнем елементарних компонент. Аналогічні проблеми властиві і всім іншим методам з обмеженою кількістю вимірювань.

Загальним недоліком розглянутих вище методів є також і те, що всі вони орієнтовані на м'які несправності. Тобто передбачається, що несправності об'єктів характеризуються неприпустимими відхиленнями значень коефіцієнтів системи (1.25), а вигляд і порядок функцій, при цьому, не змінюється. У той же час, для випадків жорстких несправностей вигляд і порядок функцій може істотно змінюватися, що ще більш ускладнює застосування відповідних методів.

Умова стійкості і глибина локалізації несправностей на рівні елементарних компонент забезпечується методами параметричної ідентифікації, які характеризуються достатньою кількістю вимірювань. Об'єкти тут розглядаються як електричне коло, елементами якого є моделі елементарних двополюсників і еквівалентні схеми заміщення багатополусних компонент. На основі фундаментальних законів електричних кіл складається система рівнянь (1.25), яка внаслідок достатності кількості вимірювань має єдиний розв'язок стосовно значень параметрів елементарних компонент. При цьому несправними вважаються ті компоненти, значення параметрів яких виходять за межі допусків. У системах параметричної ідентифікації моделювання об'єктів здійснюється в процесі діагностування. Проте специфічні особливості даних методів, які характеризуються великою кількістю контрольних точок, і велика інтенсивність оперативних обчислень, яка пов'язана з великою розмірністю задачі, підвищує вартість діагностування і знижує його продуктивність.

Зменшити кількість тестових вузлів і знизити розмірність задачі дозволяє структурно-функціональне моделювання, в основі якого лежать декомпозиційні методи опису об'єктів, які отримують, наприклад, шляхом виділення домінуючих параметрів, редукції, агрегування змінних і т.п. [115, 116]. Теоретичною основою аналізу є діакоптичні методи дослідження складних об'єктів вроздріб [132]. При цьому вихідна задача розчленовується на ряд простіших задач. Обсяги автономних і оперативних обчислень при цьому знижуються, проте залишаються досить великими. Це обумовлюється тим, що оскільки під час декомпозиції структура об'єкта залишається незмінною, остаточний результат отримується за результатами аналізу взає-

много впливу фрагментів декомпозиції.

Уникнути цього можна, застосовуючи реконфігураційні методи декомпозиції, під час якої структура об'єктів зазнає таких змін, які дозволяють виключити взаємні впливи між досліджуваними фрагментами. Реконфігураційну декомпозицію об'єктів реалізують *методи покомпонентного діагностування* [53–55]. Фрагменти декомпозиції в них розглядаються як компоненти, які в загальному випадку можуть бути як простими, так і складними. Відповідно з цим покомпонентне діагностування може бути *поелементним* [54–68], де декомпозиція об'єктів здійснюється на рівні елементарних компонент (резистори, конденсатори, індуктивності, діоди, транзистори, інтегральні мікросхеми і т.п.) і *пофрагментним* [52–55], де декомпозиція здійснюється на рівні функціональних вузлів і блоків. Організація процесу діагностування даними методами ґрунтується на двох основних принципах: можливості подачі тестових сигналів у внутрішні точки ОД із забезпеченням неруйнівного характеру і забезпечення інваріантності вимірів реакцій досліджуваних компонент.

Методи і засоби пофрагментного діагностування на даний час отримали достатній розвиток тільки для цифрових об'єктів. Для цього використовуються спеціальні моделі, що передбачають встановлення так званих “початкових умов” для діагностування цифрових фрагментів декомпозиції [156, 157]. Після встановлення цих умов забезпечується можливість подачі незалежних тестів у внутрішні вузли об'єктів, що еквівалентно їх фізичної декомпозиції на незалежні фрагменти. Для аналогових об'єктів аналогічна задача пофрагментної декомпозиції об'єктів і забезпечення початкових умов для реалізації інваріантних перевірок є більш складною. Ці задачі розглядаються автором у [138–140] і детальніше будуть описані нижче.

Методи поелементного діагностування засновані на тому очевидному припущенні, що об'єкт буде правильно функціонувати, якщо всі його елементарні компоненти і топологія монтажу будуть відповідати технічній документації. Щоб оцінити параметри усіх елементарних компонент для кожного з них здійснюється поелементна декомпозиція на основі реконфігурації структури ОД [136]. Мінімальним фрагментом такої декомпозиції є коло типу трикутник, де одна з його гілок є двополюсником, параметри якого досліджуються, а дві інші гілки утворюються іншими компонентами ОД [54–68]. Після такої реконфігурації для отриманого кола типу трикутник можна сформулювати сис-



тему рівнянь, що буде розв'язувана щодо параметрів її гілок, а значить буде отримана інформація і про параметри досліджуваних гілок. Об'єкт же, при цьому, буде описуватись, в цілому,  $n$  незалежними рівняннями, кожне з яких містить лише одну змінну

$$y = \Phi x ,$$

де  $x = (x_j)^T$  і  $y = (y_j)^T$  – вектори вхідних і вихідних сигналів відповідно;  $\Phi = \text{diag}(\phi_j)$ ,  $(j = \overline{1, n})$  – діагональна матриця параметрів елементарних компонент. При цьому, область працездатності ОД буде визначається як перетин допусків на параметри елементарних компонент

$$O(\Phi) = \bigcap_j O_j(\phi_j), \quad (1.31)$$

де  $O_j(\phi_j) = (\phi_j : \phi_n \leq \phi_j \leq \phi_s)$ ,  $(j = \overline{1, n})$ .

Таким чином, у загальному випадку багатомірна задача діагностики розпадається на  $n$  незалежних задач одномірного контролю на допуск.

Поелементні методи діагностування в порівнянні з розглянутими вище методами характеризуються високою продуктивністю, уніфікацією тестових сигналів і засобів вимірювань, мінімальним обсягом як оперативних, так і автономних обчислень, є робастними і забезпечують глибину локалізації дефектів на рівні елементарних компонент. Необхідно відзначити також, що дані методи є практично єдиними, які забезпечують неруйнівний характер діагностування для будь-яких комбінацій дефектів в ОД. Це пояснюється тим, що вимірювання параметрів елементів за таким підходом можна виконувати на низьких значеннях тестових сигналів і за відсутності напруг живлення ОД.

Одним з основних недоліків поелементних методів є низьке значення методичної складової вірогідності діагностування [52, 88, 131]. Це обумовлюється тим, що відповідна їм область допусків визначається незалежними допусками на значення параметрів елементарних компонент. При цьому очевидно, що система обмежень (1.31) буде грубою апроксимацією області (1.27), яка внаслідок наявності функцій (1.29) точніше описує область працездатності об'єктів. У результаті під час поелементного діагностування неминуче виникають помилки першого і другого роду. Іншим недоліком методів поелемен-

тного діагностування є те, що вони добре пристосовані тільки лише для контролю параметрів пасивних компонент. Для активних компонент дані методи використовуються для оцінки пасивних параметрів їх характеристичних двополюсників [55]. Проте, при цьому, не завжди є можливість ідентифікації дефектів активних компонент, особливо для компонент високого ступеня інтеграції.

Системи поелементного діагностування сьогодні широко застосовуються на підприємствах електронної промисловості. Задачі синтезу таких систем присвячена досить велика кількість літератури [54–62]. Однак дані методи не достатньо формалізовані. В деяких джерелах розглядаються лише окремі випадки, а їх аналіз показує, що похибки перетворень відповідних засобів часто перевищують встановлені допуски. При цьому, не зважаючи на те, що задачі підвищення точності інваріантних перетворень параметрів елементів у складі замкнених електричних кіл приділялася достатня увага, наприклад, у таких роботах як [54–62, 75, 158–160], існуючі методи ще не задовольняють сучасним вимогам з точки зору точності, стійкості, швидкодії, універсальності методів і їх реалізації, що суттєво обмежує функціональні можливості їх застосування.

З вищевикладеного можна зробити висновок, що методи структурного і поелементного діагностування взаємодоповнюють один одного з точки зору забезпечення як високих показників вірогідності, так і локалізації дефектів на рівні елементарних компонент. Найбільш повно це реалізується методами комбінованого діагностування, де за різними стратегіями поєднуються загальні і поелементні перевірки. При цьому спільне застосування на систем ССД і СПД дозволяє істотно знизити рівень дефектів у вузлах, що надходять на системний контроль, оскільки системи СПД однозначно виявляють виробничі дефекти, а системи ССД виявляють дефекти функціонування, тобто на кожній стадії діагностики виявляються ті дефекти, що не можуть бути виявлені на інших стадіях.

Сьогодні на підприємствах, що займаються виробництвом РЕА, широко застосовуються три основні стратегії комбінованого діагностування, конфігурації яких ілюструються на рис. 1.5 [55].

У тандемній конфігурації (рис.1.5, а) об'єкти спочатку перевіряються системами СПД, що дозволяє швидко виявити виробничі дефекти і знизити загальний рівень дефектів у вузлах. Потім здійснюється етап загального діагностування. Це дозволяє спростити програмуван-

ня для систем ССД, сконцентрувавши його на задачах діагностики робочих характеристик ОД, і знизити витрати на функціональну діагностику. Застосування такої стратегії дозволяє збільшити продуктивність діагностики на 60... 80%, при цьому вихід придатної продукції може зростати з 45% до 85% [73].

Основним недоліком тандемної стратегії є те, що СПД характеризуються низькою вірогідністю прийняття рішень за результатами контрольно-вимірювальних операцій. Особливо це стосується помилок першого роду. При цьому підвищується собівартість продукції і знижується ефективність діагностики в цілому, оскільки заміні можуть підлягати елементи, що насправді є справними.

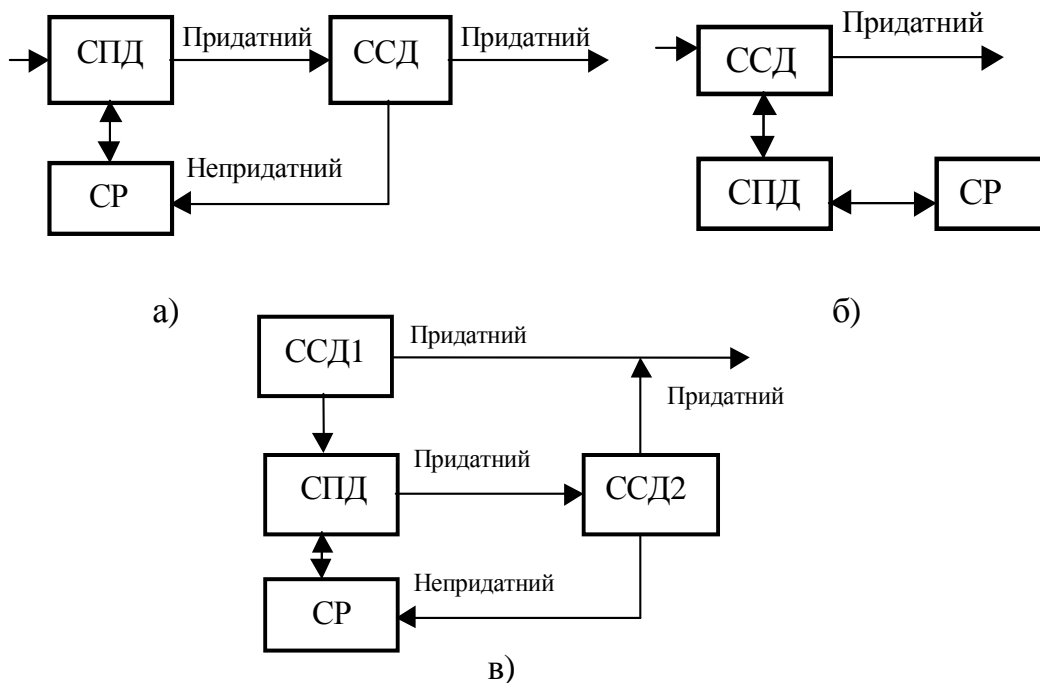


Рис. 1.5. Стратегії комбінованого діагностування

В паралельній конфігурації (рис. 1.5, б) об'єкти відбраковуються системою ССД за принципом "Придатний-Непридатний". Несправні об'єкти перевіряються системою СПД для локалізації місця виникнення дефектів. Після ремонту об'єкти знову перевіряються системою ССД для виявлення дефектів функціонування. Продуктивність паралельної конфігурації діагностування на 10 – 15% перевищує продуктивність тандемної, однак рівень виходу придатної продукції, при цьому, не збільшується у порівнянні з використанням однієї ССД.

Недоліком паралельної стратегії комбінованого діагностування є

те, що на першому етапі під час підключення до об'єктів джерел живлення за умови наявності виробничих дефектів, які в загальному випадку можна розглядати як первинні, можливе виникнення вторинних дефектів. При цьому також знижується ефективність діагностики через низьку вірогідність систем поелементного діагностування.

Для великих обсягів виробництва застосовують паралельно–тандемну конфігурацію (рис.1.5,в), де перевірка за принципом “придатний–непридатний” здійснюється окремою недорогою, зазвичай власного виготовлення, системою структурного діагностування ССД1 [55, 73], якою можуть бути прості стенди перевірки на функціонування. Покупна система ССД2 здійснює діагностику дефектів слідом за системою СПД. Вихід придатної продукції при цьому такий самий, що і для паралельної конфігурації, але покращується управління потоком дефектних ОД. Дана стратегія характеризується тими ж самими недоліками що і попередня.

## РОЗДІЛ 2

### МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КОМБІНОВАНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ

Як відомо, проектування систем технічної діагностики є досить складним ітеративним процесом, пов'язаним з побудовою математичної моделі системи, що поступово уточнюється, і, як прообрази системи на кожній ітерації усе більше наближаються за своїми характеристиками до характеристик, що задаються на стадії розробки тактико–технічними вимогами.

Першу ітерацію такого процесу моделювання називають апріорною. При цьому основними задачами, що на ній розв'язуються, є визначення апріорної множини класів ТС ОД, визначення апріорного простору параметрів діагностування, а також опис мовою цього простору апріорної множини класів ТС ОД. При цьому визначаються у деякому розумінні найкращі границі між класами ТС ОД у апріорному просторі параметрів діагностування, на основі яких визначаються критерії прийняття рішень.

Множина можливих ТС ОД існує об'єктивно визначається процесами виробництва, і, з огляду на специфіку задачі діагностики виробничих дефектів, саме її слід обрати як апріорну множину, з метою розпізнавання усього розмаїття комбінацій виробничих дефектів.

Розробка апріорного простору параметрів діагностування полягає у визначенні повного переліку параметрів, що характеризують ОД. Ця сукупність параметрів повинна бути сформована безвідносно до будь-яких обмежень, що пов'язані з отриманням як апріорної, так і апостеріорної інформації про ТС ОД. Для цього на основі апріорних даних необхідно отримати і проаналізувати математичну модель ОД з точки зору його опису на апріорній множині ТС ОД. По завершенні апріорної ітерації отримаємо у загальному випадку надлишкову математичну модель системи, що буде визначати так зване “конструктивне розмаїття”, що з точки зору системного підходу відіграє фундаментальну роль у задачах синтезу будь-яких систем [161].

Наступні ітерації задачі синтезу систем призначені для визначення робочого простору параметрів діагностування, що є загальною постановкою задачі і полягає в оптимізації простору параметрів діагностування з точки зору забезпечення, в умовах обмежень на ресурси, максимально доступної ефективності. Дана задача розв'язується методами математичного моделювання системи, що розробляється, шляхом послідовних наближень.

Під час побудови оптимального простору параметрів діагностування необхідно враховувати такі чинники. По–перше, треба виходити з наявності або можливості створення технічних засобів для визначення вимірювальної інформації, а також і з доцільності їх застосування. По–друге, необхідно в умовах цих обмежень забезпечити високу вірогідність діагностування одночасно з локалізацією дефектів на рівні елементарних компонент, оскільки саме ці показники в основному і визначають ефективність діагностичного забезпечення процесів виробництва РЕА.

Моделювання систем діагностування з урахуванням вищевказаних чинників дозволяє визначити остаточний варіант системи, тобто визначити оптимальний простір параметрів діагностування, координати якого будуть визначати склад технічних засобів вимірювальних підсистем для визначення апостеріорної інформації про ТС ОД.

### **2.1. Математична модель просторової декомпозиції об'єктів як апріорний простір параметрів діагностування**

Вище вказувалось, що на сьогодні для задач діагностування виробничих дефектів знайшли розвиток два основних підходи, що відповідають методам структурного діагностування і методам, що засновані на декомпозиції об'єктів. При цьому жоден з цих підходів, що узятий окремо, не буде ефективним для задач діагностики виробничих дефектів, де одночасно з високими показниками вірогідності глибина локалізації дефектів повинна визначатися на рівні елементарних компонент.

Методи структурного діагностування характеризуються високою вірогідністю, однак оскільки для даних методів розмірність систем рівнянь, що розв'язуються в процесі діагностування, менше кількості невідомих, значно ускладнюється задача локалізації дефектів на рівні елементарних компонент [44]. Так, наприклад, система з  $m$  рівнянь при  $n$  невідомих параметрах ( $n > m$ ) нерозв'язна щодо цих параметрів. При цьому прийняття рішень під час локалізації дефектів буде здійснюватись на множині неоднозначності, потужність якої буде визначатися як  $n - m$ . Очевидно, що якби додатково були відомі значення деякої підмножини параметрів діагностування такої ж потужності, то система рівнянь діагностики мала б єдиний розв'язок. Для отримання значень параметрів цієї підмножини відповідно методології комбіно-

ваного діагностування застосовуються методи, що засновані на декомпозиції об'єктів на різних рівнях деталізації, включаючи рівень елементарних компонент. При цьому слід відзначити, що об'єкти характеризуються також і так званими неінформативними параметрами, що не входять в функціональний опис ОД. До таких параметрів можна віднести, наприклад, параметри захисних діодів, підключених паралельно обмоткам реле, захисні елементи входів і виходів активних компонент, кола корекції і т.п. Діагностування параметрів таких параметрів можна здійснювати тільки методами декомпозиції на рівні елементарних компонент.

Застосування вищеописаного підходу знижує вимоги до повноти опису об'єктів за рахунок їх декомпозиції. Математичні моделі, при цьому, спрощуються, а розмірність задачі діагностування зменшується. Виходячи з вищеописаного, для опису ОД автором пропонується багаторівнева математична модель просторової декомпозиції [137], що описується як множина незалежних математичних моделей фрагментів декомпозиції, починаючи з рівня функціонального призначення ОД, як однієї структурної одиниці, до елементарних функцій двополюсних компонент і математичних моделей схем заміщення багатополюсних компонент.

*Структура багаторівневої математичної моделі ОД.* Розглянемо деякий об'єкт, що описується на множині рівнів декомпозиції  $M = \{M^v\}$ , ( $v = \overline{1, E}$ ). На кожному з цих рівнів об'єкт можна описати множиною компонент

$$A^v = \{a_j^v\}, (j = \overline{1, m^v}).$$

Кожному з цих компонент, як окремої структурної одиниці, належить деяка множина інтерфейсів, тобто зовнішніх входів та виходів

$$b_j^v = \{b_k^v\}, (k = \overline{1, n_j^v}),$$

де  $n_j^v$  – потужність множини інтерфейсів компонента  $a_j^v$ .

Для синтезу математичної моделі просторової декомпозиції ОД застосуємо теорією направлених дводольних графів [162, 163], якими відповідно визначенню є графи  $G = (V, U)$ , де множина його вершин  $V$  розбивається на дві підмножини  $V_1$  та  $V_2$  ( $V = V_1 \cup V_2$ ), що не пе-

ретинаються, в яких кожне ребро  $u_{ij} \in U_{V_1}^{V_2}$  з'єднує вершину  $v_i \in V_1$  з вершиною  $v_j \in V_2$ , а кожне ребро  $u_{jk} \in U_{V_2}^{V_1}$  з'єднує вершину  $v_j \in V_2$  з вершиною  $v_k \in V_1$ , при цьому,  $i \neq k$ ;  $U = U_{V_1}^{V_2} \cup U_{V_2}^{V_1}$ ;  $G = (V_1, V_2, U)$ .

Встановимо однозначну відповідність між наведеними поняттями і елементами опису компонент просторової декомпозиції об'єктів. Вершині дводольного графа  $v_i \in V_1$  поставимо у відповідність структурну одиницю  $a_j^v \in A^v$ , а вершинам графа  $v_j \in V_2$  поставимо у відповідність елементи інтерфейсу  $b_{jq}^v \in b_j^v$ . Вершини множини  $A^v$  будемо називати вершинами типу  $\alpha$ , а вершини множини  $b_j^v$  – типу  $\beta$ . Ребра графа  $G$  при цьому відображають інцидентність вершин типу  $\beta$  до входу або виходу вершин типу  $\alpha$ , при цьому, множина ребер утворюється об'єднанням підмножин  $c_j^v = c_{\alpha\beta}^v \cup c_{\beta\alpha}^v$ , у яких ребра  $c_{\alpha\beta}^v = \{c_{jk}^v\}$  направлені від вершин типу  $\alpha$  до вершин типу  $\beta$  (виходи компонент  $a_j^v$ ), а ребра  $c_{\beta\alpha}^v = \{c_{ij}^v\}$  направлені з вершин типу  $\beta$  до вершин типу  $\alpha$  (входи компонент  $a_j^v$ ). Таким чином, кожний компонент  $a_j^v \in A^v$  на рівні  $v$  буде описуватись дводольним графом, що описується сукупністю виразів:

$$\left. \begin{aligned} G_j^v &= (a_j^v, b_j^v, c_j^v), \quad (v = \overline{1, E}, j = \overline{1, m^v}) \\ c_j^v &= c_{\alpha\beta}^v \cup c_{\beta\alpha}^v, \quad (c_{\alpha\beta}^v = \{c_{jk}^v\}, c_{\beta\alpha}^v = \{c_{ij}^v\}) \\ b_j^v &= \{b_q^v\}, \quad (q = \overline{1, n_j^v}) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Слід відзначити, що для двох компонент  $a_i^v$  і  $a_j^v$  підмножини вершин  $b_j^v$  і  $b_i^v$ ;  $i \neq j$  у загальному випадку можуть бути перетнутими, оскільки одна і та ж сама вершина для одного з цих компонент може бути входом, а для іншого – виходом. Такі вершини будемо називати *точками з'єднання* графів. З урахуванням цього, якщо на деякому рівні декомпозиції  $v$  об'єднати елементарні дводольні графи у точках з'єднання, то як результат отримаємо направлений дводольний граф, що описує об'єкт у вигляді сукупності взаємозв'язаних компонент рівня опису  $v$ :



$$\left. \begin{aligned} \tilde{G}_j^v &= (A^v, B_j^v, C_j^v), (v = \overline{1, E}, j = \overline{1, m^v}); \\ A^v &= \{a_j^v\}, (B^v = \{b_j^v\}, C^v = \{c_j^v\}). \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

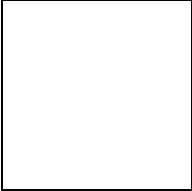
Очевидно, що сукупність графів (2.2) на всій множині  $M$  буде описувати об'єкт на всіх рівнях його опису відповідно виразу

$$\tilde{G} = \{\tilde{G}^v\}, (v = \overline{1, E}), \quad (2.3)$$

при цьому формулою (2.3) не будуть описуватися реально існуючі взаємозв'язки між рівнями опису, оскільки графи  $\tilde{G}^v$ ,  $(v \in M^E)$  як елементи множини  $\tilde{G}$  є незалежними. Щоб можна було описати взаємозв'язки введемо такі визначення.

**Визначення 3.1.** Компонент  $a_j^v$  а також і його граф  $\tilde{G}_j^v$  називаються *елементарними*, якщо вони не можуть бути описані як сукупність двох або більше взаємозв'язаних компонент, тобто якщо вони належать рівню опису  $v = E$ . Інакше компонент розглядається як складний або як фрагмент декомпозиції об'єкта, а його граф називається *складним графом* або *графом фрагмента декомпозиції*.

**Визначення 3.2.** Якщо для графа складного компонента або фра-

гмента декомпозиції на рівні  потужність множини вершин типу  $\alpha$  задовольняє умові  $m_j^v = 1$ , тоді цей граф і сам цей компонент (фрагмент) називаються *термінальними*. Такі графи описуються виразами (2.1), які у подальшому будемо позначати як  $G_j^v$ .

**Визначення 3.3.** Якщо у графі складного компонента (фрагмента) на рівні  $v$  потужність множини вершин типу  $\alpha$  задовольняє умові  $m_j^v > 1$ , тоді цей граф і сам цей компонент (фрагмент) називаються *структурними*. Такі графи визначаються за формулою (2.2) і позначаються як  $\tilde{G}_j^v$ .

Для будь-якого складного компонента (фрагмента) у моделі ОД характерний багатократний його опис. Тобто компонент (фрагмент) на одному рівні може бути описаний як одна структурна одиниця або у вигляді структурних схем на рівнях вищого ступеня деталізації. От-

же між однойменними термінальним  $G_j^v$  та структурним  $\tilde{G}_j^v$  графами повинно існувати деяке відношення еквівалентності. При цьому, можуть виникати випадки, коли компоненти, що утворюють структурні схеми термінальних компонент, не будуть належати одному рівню опису. Внаслідок цього, під час утворення термінальних компонент можуть формуватися міжрівневі зв'язки, які також не можуть бути описані формулами (2.1) – (2.3).

**Визначення 3.4.** Якщо у графі складного компонента (фрагмента) на рівні  $1 < v < E$ , множина його вершин типу  $\alpha$  порожня ( $m_j^v = \emptyset$ ), то такі компоненти (фрагменти) і відповідні їм графи, що позначаються як  $\tilde{G}_{j\emptyset}^v$ , будемо називати *порожніми*. Такі графи у загальному випадку еквівалентні термінальним графам того рівня  $\xi$ , ( $\xi > v$ ), який бере участь у визначенні термінального графа рівня  $v - 1$ . Дане визначення вводиться з метою формалізації опису міжрівневих зв'язків заміною компонента рівня  $\xi$  порожнім компонентом рівня  $v$ .

**Визначення 3.5.** Термінальний граф компонента  $a_j^v$  на рівнях опису  $1 < v < E - 1$  називається *комплексним*  $\tilde{G}_j^v$  тоді, коли для його структурного опису необхідно з'єднання графів компонент, що належать різним рівням декомпозиції об'єктів. Інакше даний граф є *дійсним*.

На основі даних визначень можна сформулювати таке твердження.

**Твердження 3.1.** Якщо термінальний граф деякого компонента  $G_j^v$  не є елементарним ( $v \neq E$ ), то для такого графа щодо його інтерфейсу на рівні опису  $v + 1$  існує еквівалентний структурний граф  $\tilde{G}_j^v$ , що описується виразом

$$G_j^v \Leftrightarrow \tilde{G}_j^v = \bigcup_{q \in M_j^{v+1}} G_q^{v+1}, (q = \overline{1, m_j^{v+1}}, v \neq E), \quad (2.4)$$

де символ  $\Leftrightarrow$  означає еквівалентність графів;  $M_j^{v+1}$  – множина індексів  $q$ ;  $m_j^{v+1}$  – потужність множини  $M_j^{v+1}$ , що дорівнює кількості компонент рівня  $v + 1$ , що визначають компонент  $j$  на рівні  $v$ .

Якщо граф  $G_j^v$  є дійсним, то твердження 1 очевидно. У випадку,

коли граф  $G_j^\nu$  є комплексним, то відповідно визначенню 5, для його опису існує хоча б один граф деякого компонента  $G_{(\cdot)}^\xi$ , для якого значення індексу рівня його опису  $\xi \in M^E$  повинно задовольняти умові  $\xi > \nu + 1$ . Проте, оскільки  $G_{(\cdot)}^\xi$ ,  $\xi \in M^E$ ,  $\xi > \nu + 1$  знаходиться у відношенні інцидентності графа  $G_j^{\nu+1}$  на рівні опису  $\nu + 1$ , утворюється слід, який за визначенням 4 визначає виникнення порожнього графа  $G_{\mu\emptyset}^{\nu+1} = G_{(\cdot)}^\xi$ ,  $\mu \in M_{js}^\nu$ . Звідси очевидно, що оскільки порожній граф  $G_{\mu\emptyset}^{\nu+1}$  бере участь в утворенні структурного графа  $\tilde{G}_j^\nu$ , то твердження 1 буде справедливим і для цього випадку.

Враховуючи (2.2) – (2.4), структурному графу  $G_j^\nu$  можна поставити у відношення еквівалентності структурний граф рівня  $\nu + 1$

$$\tilde{G}^\nu = \bigcup_{j=M^\nu} \left( G_j^\nu \Leftrightarrow \tilde{G}_j^\nu = \bigcup_{q \in M_j^{\nu+1}} G_q^{\nu+1} \right), (q = \overline{1, m_j^{\nu+1}}, \nu \neq E). \quad (2.5)$$

Для формалізації запису виразів (2.4) і (2.5) знову скористаємося направленими дводольними графів. При цьому, якщо звернутись до вищевказаних визначень елементів дводольних графів, а також і до виразу (2.2), підмножина вершин графа  $V_1$  вміщує тільки один елемент, якому поставимо у відповідність граф  $G_j^\nu$ .

Вершинам графа підмножини  $V_2$  нехай відповідає підмножина графів  $G_q^{\nu+1}$ , а знаку еквівалентності у (2.2) – множина ребер інцидентності графа, яку позначимо як множину  $D_j^\nu = \{d_q^{\nu+1}\}$ , ( $q = \overline{1, m_j^{\nu+1}}$ ). Кожний елемент множини  $D_j^\nu$  визначає відношення  $q$ -го компонента рівня  $\nu + 1$  як складової частини  $j$ -го компонента на рівні  $\nu$ . Таким чином вирази (2.2) і (2.3) є дводольними графами, що описуються формулами:

$$\tilde{G}_j^\nu = \left( G_j^\nu, \bigcup_{q \in M_j^\nu} G_q^{\nu+1}, D_j^\nu \right); \quad (2.6)$$

$$\tilde{G}^\nu = \bigcup_{j \in M^\nu} \left( G_j^\nu, \bigcup_{q \in M_j^{\nu+1}} G_q^{\nu+1}, D_j^\nu \right). \quad (2.7)$$

Вирази (2.6) і (2.7), у загальному випадку, можна розглядати як опис одного кроку деякої ітераційної процедури декомпозиції ОД на різних рівнях його опису. Сукупність графів вигляду (2.7) буде описувати ітераційну процедуру декомпозиції ОД в цілому, а вираз

$$\tilde{G} = \left\{ \tilde{G}^v = \bigcup_{j \in M^v} \left( G_j^v, \bigcup_{q \in M_j^{v+1}} G_q^{v+1}, D_j^v \right) \right\}, (v = \overline{1, E}), \quad (2.8)$$

що його описує, можна визначити як багаторівневу математичну модель ОД з точки зору апаратурної реалізації. Отриманий вираз є математичним записом просторового дводольного графа по вертикальній координаті якого ( $v = \overline{1, E}$ ) відображається ієрархічна декомпозиція об'єкта. При цьому горизонтальні перетини графа, що відповідають конкретному значенню  $v$ , визначають структуру об'єкта на відповідних рівнях його опису. На відміну від (2.1) формула (2.8) описує причинно-наслідкові міжрівневі зв'язки частин об'єкта на різних рівнях його опису.

**Математична модель просторової декомпозиції ОД.** Для того, щоб перейти від структурної багаторівневої моделі ОД до математичної моделі просторової декомпозиції в першу чергу треба визначити необхідні і достатні умови для реалізації діагностичних експериментів над досліджуваними фрагментами. Необхідною умовою для цього, поперше, є забезпечення доступу до інтерфейсів, а по-друге – забезпечення інваріантності досліджень під час діагностичних експериментів над фрагментами. Тобто, тільки за умови наявності методологічного забезпечення інваріантності досліджень фрагменти просторової декомпозиції можуть розглядатися як незалежні, на чому саме і засновані методології покомпонентного (пофрагментного і поелементного) діагностування.

Припускаючи наявність такого методологічного забезпечення, перехід до математичної моделі просторової декомпозиції ОД полягає у визначенні сукупності фрагментів декомпозиції, що описується виразами (2.6) – (2.8), які розглядаються як незалежні. При цьому під пофрагментною декомпозицією горизонтальних перетинів будемо розуміти розділення дводольного графа у точках його з'єднання, умовно вважаючи, що розділення здійснюється на фізичному рівні. Точками з'єднання графа, по яких здійснюється розділення оберемо елементи

зовнішніх інтерфейсів термінальних графів  $G_j^v$ . Внаслідок цього утворюється *розділений* граф  $G^v$ , що буде описуватись виразом, подібним до (2.5), при цьому операція об'єднання графів замінюється на відповідну сукупність незалежних підграфів

$$G^v = \left\{ G_j^v, \bigcup_{q \in M_j^v} (G_q^{v+1}, D_j^v) \right\}, (q = \overline{1, m_j^{v+1}}, j = \overline{1, m^v}). \quad (2.9)$$

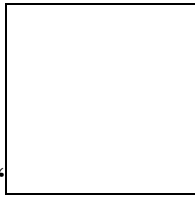
Здійснюючи розділення усіх горизонтальних перетинів, що описуються графом (2.7), отримаємо розподілений граф  $\overline{G}$ , що описує як вертикальну (ієрархічну) так і горизонтальну (покомпонентну) декомпозицію

$$G = \left\{ G^v = \left\{ G_j^v, \bigcup_{q \in M_j^{v+1}} (G_q^{v+1}, D_j^v) \right\} \right\}, (v = \overline{1, E}, j = \overline{1, m^v}, q = \overline{1, m_j^{v+1}}). \quad (2.10)$$

Наведений вираз визначає математичну модель просторової апаратурної декомпозиції об'єктів, що є деревом графа, коренем якого є граф  $G^1$ . При цьому перший крок декомпозиції описується дводольним графом, одна вершина якого є термінальним графом першого рівня опису, а решта вершин утворюють перший рівень ієрархічної декомпозиції. На другому кроці декомпозиції ( $v = 2$ ) формується другий рівень опису, на якому здійснюється горизонтальна декомпозиція на незалежні компоненти структурного графа першого рівня. При цьому, для кожного з цих компонент здійснюється і їх ієрархічна декомпозиція, тобто опис термінальних графів першого рівня структурними графами другого рівня декомпозиції. Таким чином на цьому рівні об'єкт описується змішаним графом, який визначається сукупністю незалежних структурних графів. На подальших рівнях об'єкти описується усе детальніше і для  $v = E$ , граф буде визначатися сукупністю незалежних графів усіх елементарних компонент.

З точки зору свого призначення кожен компонент ОД на будь-якому рівні декомпозиції виконує деяку функцію, яка може бути описана відповідними математичними моделями. Отже, якщо вважати що компоненти просторової декомпозиції ОД незалежні, всі вершини розділеного графа (2.9) можна записати відповідними функціями. Знак

об'єднання, при цьому, заміняється на знак композиції схемних функ-



цій “ $\square$ ”, яка утворюється за рахунок обмежень, які накладаються взаємозв'язками компонент рівня  $\nu + 1$  і фундаментальними законами обмежень теорії електричних кіл. Ребра інцидентності, у даному випадку, будуть нести ту саму функцію відношення моделей компонент рівня  $\nu + 1$  до моделі  $j$ -го компонента рівня  $\nu$ , який вони утворюють. У результаті граф (2.10) переписеться у вигляді

$$\Xi = \left\{ \Xi^\nu = \left( \mathbf{W}_j^\nu(\mathbf{R}_j^\nu, \theta), \bigotimes_{q \in M_j^{\nu+1}}^{L_j^{\nu+1}} \mathbf{W}_q^{\nu+1}(\mathbf{R}_q^{\nu+1}, \theta), \mathbf{D}_j^\nu \right) \right\}, \quad (2.11)$$

$$(\nu = \overline{1, E}, j = \overline{1, m^\nu}, q = \overline{1, m_j^{\nu+1}}).$$

де  $L_j^{\nu+1}$  – математичні моделі зв'язків компонент рівня  $\nu + 1$ , що утворюють  $j$ -ий компонент на рівні  $\nu$ ;  $\mathbf{R}_j^\nu$  і  $\mathbf{R}_q^{\nu+1}$  – вектори параметрів фрагментів просторової декомпозиції на відповідних рівнях.

Таким чином отриманий вираз буде описувати математичну модель просторової декомпозиції ОД, що складається з моделей горизонтальних перетинів  $\{\mathbf{W}_j^\nu(\mathbf{R}_j^\nu, \theta)\}$ ,  $(\nu = \overline{1, E})$ , кожна з яких розглядається як сукупність незалежних моделей фрагментів її вертикальної декомпозиції. При цьому, описується також ієрархічна декомпозиція кожної з цих функцій відповідними композиціями функцій  $\mathbf{W}_q^{\nu+1}(\mathbf{R}_q^{\nu+1}, \theta)$ .

## 2.2. Критерії формування і синтез математичних моделей фрагментів просторової декомпозиції об'єктів діагностування

Отримані вище вирази визначають тільки структуру математичної моделі просторової декомпозиції об'єктів. Щоб знайти її явну форму, дослідникам кожен раз необхідно розв'язувати ряд задач для визначення кількості рівнів опису об'єктів в моделі і для визначення способів здійснення і кількості вертикальних перетинів, що відповідає формуванню фрагментів просторової декомпозиції ОД на всіх рівнях його опису. Очевидно, що під час опису ОД можуть бути обрані найрізноманітніші способи його розчленування на фрагменти. При цьому

кількість рівнів просторового опису, а також і склад компонентів у фрагментах декомпозиції, може значно змінюватися залежно від кваліфікації дослідника. При цьому на передній план постає задача, яка з одного боку пов'язана з прагненням укрупнення фрагментів просторової декомпозиції, щоб досягти найбільшої вірогідності діагностування, а з іншого боку – пов'язана з необхідністю детальнішого опису, що забезпечує максимальну глибину локалізації дефектів. При цьому накладається умова обмеженості на вартість проведення контрольної-діагностичних операцій.

Критерієм оптимального вибору для такої задачі доцільно вибрати принцип “функціональної близькості” [29], що полягає у тому, що на будь-якому рівні опису кожний фрагмент просторової декомпозиції повинен мати мінімально можливу кількість виходів. У граничному випадку, на максимальному рівні деталізації об'єкти описуються як сукупність математичних моделей елементарних компонент. Інакше, коли об'єкт директивно не розділений, фрагментом декомпозиції є об'єкт у цілому. Кількість необхідних перевірок для фрагментів зменшується за наявності зв'язків, тобто функціональної взаємодії між його компонентами. Саме тому і вводиться поняття принципу функціональної близькості, в основі якого лежить те, що під час визначення компонент, що будуть входити до складу фрагментів декомпозиції, необхідно об'єднувати тільки ті компоненти, що працюють на формування загальних сигналів за умови мінімальної кількості виходів фрагменту. При цьому буде досягатися максимально-доступна вірогідність. Це забезпечується лише за наявності зворотних зв'язків, мінімальна кількість яких дасть мінімальну кількість компонент у фрагментах, що забезпечить максимально-доступну глибину локалізації дефектів. Таким чином, критерієм формування фрагментів просторової декомпозиції слід обрати наявність хоча б одного зворотного зв'язку. Виходячи з вищесказаного, розглянемо докладніше процедуру формування фрагментів просторової декомпозиції ОД. У першому розділі, відзначалося, що вихідними даними для моделювання об'єктів є списковий об'єкт, елементи якого замінені їх математичними моделями. Запишемо такий об'єкт у вигляді

$$W(\mathbf{R}^E, \theta) = \left\{ \left( W(\mathbf{R}_j^E, \theta) \right)^T, L^E \right\}, \quad (2.13)$$

де  $W(\mathbf{R}_j^E, \theta)$ ,  $(j = \overline{1, m^E})$  – матричні моделі елементарних компонент (ЕК);

$R_i^E$  – вектори параметрів ЕК;

$m^E$  – потужність множини ЕК;

$L^E$  – модель елементів зв'язків, що розглядається як різновид ЕК.

Очевидно, що отриману таким чином множину незалежних математичних моделей елементарних компонент можна розглядати як вертикальну декомпозицію елементарного рівня опису ОД, яку можна отримати безпосередньо з вихідних даних на ОД. Звідси ясно, що подальший процес синтезу математичної моделі просторової декомпозиції ОД доцільно здійснювати починаючи саме з цього рівня, тобто знизу догори. Наступним горизонтальним перетином просторової декомпозиції об'єктів є мінімальний фрагментарний рівень  $E-1$ , фрагменти якого будемо називати, також, *мінімальними*. Мінімальні фрагменти, у загальному випадку, можуть бути як пасивними, так і активними.

*Пасивним мінімальним фрагментом* декомпозиції об'єктів називається підмножина взаємозв'язаних елементарних пасивних компонент, що утворюється як результат умовного з'єднання виходів всіх активних компонент з шиною нульового рівня, при цьому входи активних компонент розглядаються у стані обриву. Пасивні мінімальні фрагменти, що отримуються таким чином, можуть бути як простими, так і складними.

*Прості мінімальні пасивні фрагменти* складаються з одного елементарного компонента або з кількох компонент, що з'єднуються тільки одним способом, тобто тільки послідовно або паралельно.

*Складні мінімальні пасивні фрагменти* складаються з множини пасивних компонент, що можуть бути з'єднані як послідовно, так і паралельно. При цьому, усі ці фрагменти обов'язково будуть незалежними.

*Активним мінімальним фрагментом* називається підмножина взаємозв'язаних елементарних компонент, що містить хоча б один активний елемент, охоплений хоча б одним зворотним зв'язком. При цьому входи активних компонент, що залишилися, якщо вони через пасивні елементарні компоненти впливають на входи фрагментів, що виділяються, розглядаються як незалежні джерела, а в інших випадках умовно з'єднуються з шиною нульового рівня. Тобто, критерієм визначення мінімального активного фрагмента є наявність хоча б одного зворотного зв'язку, який, у загальному випадку, охоплює один або де-



кілька активних елементів. Серед мінімальних активних фрагментів також розрізняють прості і складні активні фрагменти.

*Простим мінімальним активним фрагментом* називається сукупність взаємозв'язаних елементарних компонент, що містить у собі тільки один активний компонент, охоплений хоча б одним зворотним зв'язком.

*Складним мінімальним активним фрагментом* називається сукупність взаємозв'язаних елементарних компонент, що містить у собі декілька активних компонент і хоча б один із них не має зворотних зв'язків через пасивні компоненти. При цьому можуть виникати два типи фрагментів, тобто фрагменти з кількома активними компонентами, що охоплені одним зворотним зв'язком, і фрагменти, у яких серед активних компонент є такі, що охоплені своїми локальними зворотними зв'язками. Останні не повинні входити у множину фрагментів декомпозиції.

Таким чином, утворюючи за вище вказаними правилами мінімальні фрагменти декомпозиції, і вважаючи їх незалежними, математичну модель горизонтально-поперечного перетину рівня  $E-1$  можна записати як сукупність незалежних математичних моделей фрагментів і їх зв'язків

$$W(\mathbf{R}^{E-1}, \theta) = \left\{ \left( W(\mathbf{R}_j^{E-1}, \theta) \right)^T, \mathbf{L}^{E-1} \right\}, \quad (2.14)$$

де  $W(\mathbf{R}_j^{E-1}, \theta)$ ,  $(j = \overline{1, m_j^{E-1}})$  – моделі мінімальних фрагментів декомпозиції;

$\mathbf{R}_j^{E-1}$  – вектори параметрів відповідних фрагментів;

$m_j^{E-1}$  – потужність множини фрагментів;

$\mathbf{L}_j^{E-1}$  – модель взаємозв'язків між фрагментами.

Вище вказувалось, що математичні моделі будь-яких об'єктів або фрагментів їх декомпозиції формуються шляхом об'єднання компонентних і топологічних рівнянь. Компонентні рівняння визначаються моделями компонент, що їх складають, а топологічні рівняння накладають на параметри цих компонент обмеження, що обумовлюються фундаментальними законами теорії електричних кіл. Виявляючи сутність і характер цих обмежень, формуються системи рівнянь, що і будуть визначати відповідні математичні моделі фрагментів деком-

позиції. Позначаючи алгоритм формування таких систем рівнянь деяким оператором  $H[\cdot]$ , математичні моделі фрагментів просторової декомпозиції (2.14) можна записати виразом

$$\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^{E-1}, \theta) = H\left[\left(\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^E, \theta)\right), \mathbf{L}_j^E\right], \quad (2.15)$$

де  $\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^E, \theta)$  – матрична функція векторного аргументу  $\mathbf{R}_j^E$  ( $\cup \mathbf{R}_j^E = \mathbf{R}^E$ ) параметрів елементарних компонент у складі фрагмента  $\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^{E-1}, \theta)$ ;  $\mathbf{L}_j^E$  – модель зв'язків, що накладають обмеження на параметри елементарних компонент  $\mathbf{R}_j^E$ .

Перехід від (2.13) до (2.14) і (2.15) у загальному випадку можна розглядати як крок деякої ітераційної процедури синтезу математичної моделі просторової декомпозиції ОД. Тобто, якщо фрагменти декомпозиції об'єктів на попередніх рівнях розглядати як елементарні компоненти, які складають фрагменти наступних рівнів, то процес побудови математичної моделі просторової декомпозиції ОД можна описати сукупністю виразів

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{W}(\mathbf{R}, \theta) &= \left(\mathbf{W}(\mathbf{R}^v, \theta)\right)^T ; \quad v = \overline{1, E} ; \\ \mathbf{W}(\mathbf{R}^v, \theta) &= \left\{ \left(\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^v, \theta)\right)^T, \mathbf{L}_j^v \right\} ; \quad j = \overline{1, m_j^v} ; \\ \mathbf{W}(\mathbf{R}_j^v, \theta) &= H\left[\left(\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^{v+1}, \theta)\right), \mathbf{L}_j^{v+1}\right]. \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Процес формування фрагментів просторової декомпозиції ОД завершується за умови відсутності зворотних зв'язків, при цьому фрагменти даного рівня декомпозиції будуть складатись з послідовності фрагментів попереднього рівня опису ОД.

У загальному випадку задача синтезу математичних моделей будь-яких об'єктів або фрагментів їх декомпозиції, як це вже вказувалось у підрозділі 1.2 заснована на єдиній концепції, що полягає у визначенні множин операцій і відношень, розглядаючи спільно систему компонентних і топологічних рівнянь. При цьому на різних рівнях просторової декомпозиції ця задача відрізняється лише рівнем деталізації вихідних даних. Не зважаючи на це, залежно від того, параметри

компонент яких рівнів деталізації є вихідними, для спрощення і формалізації задачі доцільно застосовувати відповідні найпростіші і найбільш пристосовані методи. Так, наприклад, коли вихідні дані є параметрами елементарних компонент для синтезу функцій мінімальних фрагментів просторової декомпозиції доцільно застосовувати графові методи аналізу і синтезу електронних схем [52, 164]. Для синтезу ж функцій фрагментів декомпозиції, вихідними даними яких є параметри фрагментів попередніх горизонтальних перетинів, ефективнішими будуть алгоритми синтезу за правилами алгебри структурних схем [44, 45, 35–40]. Розглянемо детальніше обидва ці підходи.

Методи теорії графів за останні роки отримали бурхливий розвиток і значно прискорили процес аналізу і синтезу електронних схем. Найперспективнішими з них є методи двонаправлених графів, що є різновидом направлених графів Мезона і запропоновані Робішо для спрощення операцій. Подальший розвиток ці методи отримали у роботі Ю.В. Тимкіна [164]. Вибір цього апарату досліджень визначається його перевагами, що полягають у топологічній подоби електричних кіл з їх графом, відсутності нормалізуючих множників, можливості одержання передатних функцій, вільних від надлишкових членів і можливості простого об'єднання графів.

Пасивні електричні кола і їх невизначені двонаправлені графи топологічно подібні. При цьому, вузли і гілки графа відповідають вузлам і компонентам кола, а передача гілок графа дорівнює провідностям компонент, що відповідають цим гілкам. При цьому передачі є двонаправленими, що відображається на графі стрілками. Визначений двонаправлений граф отримують об'єднанням одного з вузлів невизначеного графа з базовим вузлом, опускаючи при цьому стрілки передач гілок, що спрямовані у базовий або у будь-який із незалежних вузлів.

Для опису активних компонент пропонується використовувати так званий узагальнений активний компонент [52]. Його граф має вигляд трикутника з шістьма передачами трьох двонаправлених гілок ( $a_{12}, a_{21}, a_{13}, a_{31}, a_{23}, a_{32}$ ). При цьому, перехід від узагальненого до реального активного компонента здійснюється співставленням відповідних передач узагальненого компоненту і схеми заміщення реального компоненту. Так, наприклад, для польового транзистора, якщо вузли його графа 1, 2, 3 орієнтовані щодо виводів транзистора відповідно як затвор, стік і витік, передачі гілок будуть визначатися як:

$$a_{21} = a_{31} = 0; a_{12} = y_{вх} + s; a_{23} = y_{вих} + s; a_{13} = -s; a_{32} = y_{вих}.$$

Винятком для такого узагальненого активного компонента є граф операційного підсилювача, який доповнюється до передач гілок трикутника  $a_{12} = a_{21} = y_{вх}$ ,  $a_{13} = -a_{23} = -ky_{вих}$  і  $a_{31} = a_{32} = 0$  гілкою  $a_{03} = y_{вих}$ , направленою від базового вузла до виходу. Функції передач таких графів, як для пасивних так і активних кіл, визначаються за формулою Робішо [164]

$$H_j^{E-1} [W(R_j^E, \theta), L_j^E] = Q_j^E / \Delta_j^E, \left( Q_j^E = \sum_{q=1}^{m^q} C_{jq}^E \Delta_{jq}^E \right), \quad (2.17)$$

де  $C_{jq}^E$  – передача  $q$ -го прямого шляху від вхідного до вихідного вузлів графа, що дорівнює доданку передач гілок прямого шляху графа;  $\Delta_{jq}^E$  – доповнення до шляху  $q$ , тобто визначник підграфа, що утворюється з вихідного, коли усі вузли прямого шляху з'єднати з базовим;  $\Delta_j^E$  – визначник графа, що обчислюється по подібній з (2.17) формулі

$$\Delta_j^E = \sum_{q=1}^{m^q} C_{onq}^{Ej} \Delta_{onq}^{Ej}, \quad (2.18)$$

де  $C_{onq}^{Ej}$  – передача  $q$ -го шляху з базового вузла  $0$  у вузол розкриття  $n$ ;  $\Delta_{onq}^{Ej}$  – визначник доповнення до цього шляху.

Під час знаходження визначника  $\Delta_j^E$  всі джерела напруги, у тому числі і вхідні вузли графа, замикаються з базовим вузлом, при цьому визначники  $\Delta_{jq}^E$  і  $\Delta_{onq}^{Ej}$  також визначаються за формулою (2.18).

У загальному випадку фрагменти декомпозиції можуть бути і багатополюсними. Під час синтезу функцій передач таких фрагментів також можна на основі (2.17), застосовуючи при цьому принцип суперпозиції. Тобто знаходяться передатні функції від кожного входу до кожного виходу фрагмента із з'єднаними з базовим вузлом всіх інших входів, що залишилися. Розглядаючи їх спільно отримаємо систему рівнянь

$$Y_j^{E-1} = H_j^{E-1} [W(R_j^E, \theta)] X_j^{E-1},$$

де  $X_j^{E-1}$  і  $Y_j^{E-1}$  – вектори вхідних і вихідних сигналів;  
 $H_j^{E-1}[W(R_j^E, \theta)]$  – шукана матрична функція досліджуваного фрагмента.

Формулу (2.17) можна розглядати як формальний алгоритм синтезу математичних моделей фрагментів будь-якої складності, причому з урахуванням реальних значень характеристик його компонент. Однак для активних фрагментів вирази функцій, що при цьому формуються, можуть бути досить складними. У той же час, оскільки ОД є виробами масового виробництва і вважається, що вони розроблені на достатньому рівні кваліфікації з урахуванням неідеальностей активних компонент.

З огляду на це, синтез математичних моделей можна значно спростити, використовуючи ідеалізовані моделі активних компонент. Як приклад розглянемо деякий фрагмент просторової декомпозиції, що виконує функцію операційного перетворення загального вигляду, і який складається з деякого кола пасивних компонент довільної конфігурації  $G_{ПК}$  і операційного підсилювача, що є найбільш універсальним активним елементом (рис.2.1).

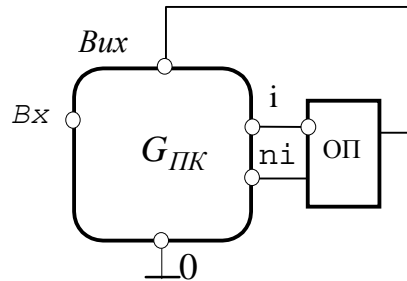


Рис. 2.1. Операційний перетворювач загального вигляду

Для ідеальних операційних підсилювачів виконується умова рівності потенціалів на їх входах, значення яких, застосовуючи (2.17), можна визначити як:

$$\varphi_i = U_{вх} \left( \sum_q C_{(вх\ i, вих\ к)q} A_{(вх\ i, вих\ к)q} / \Delta_{вх, вих\ к} \right) + U_{вих} \left( \sum_q C_{(вих\ i, вх\ к)q} A_{(вих\ i, вх\ к)q} / \Delta_{вх, вих\ к} \right);$$

$$\varphi_{ni} = U_{вх} \left( \sum_q C_{(вх\ ni, вих\ к)q} \Delta_{(вх\ ni, вих\ к)q} / \Delta_{вх, вих\ к} \right) + U_{вих} \left( \sum_q C_{(вих\ ni, вх\ к)q} \Delta_{(вих\ ni, вх\ к)q} / \Delta_{вх, вих\ к} \right),$$

де  $\varphi_i$  і  $\varphi_{ni}$  – потенціали входів ОП;  $C_{(вх\ i, вих\ к)q}$  і  $C_{(вх\ ni, вих\ к)q}$  – передачі прямих шляхів від вхідного вузла до вузлів  $i$  і  $ni$  відповідно у режимі короткого замикання вихідного вузла;  $C_{(вих\ i, вх\ к)q}$  і  $C_{(вих\ ni, вх\ к)q}$  – передачі прямих шляхів від вихідного вузла до вузлів  $i$  і  $ni$  відповідно у режимі короткого замикання вхідного вузла;  $\Delta_{(вх\ i, вих\ к)q}$ ,  $\Delta_{(вх\ ni, вих\ к)q}$ ,  $\Delta_{(вих\ i, вих\ к)q}$ ,  $\Delta_{(вих\ ni, вих\ к)q}$  – відповідно визначники підграфів до вищезазначених шляхів;  $\Delta_{вх, вих\ к}$  – визначник графа для з'єднаних вхідного і вихідного вузлів з базовим вузлом.

Прирівнюючи потенціали входів ОП знайдемо його передатну функцію досліджуваного фрагмента як відношення вихідного і вхідного сигналів, що може бути описане в операторній або комплексній формі

$$W_j^{E-1}(\mathbf{R}_j^{E-1}, \theta) = - \frac{(Q_{вх\ i, вих\ к} - Q_{вх\ ni, вих\ к})}{(Q_{вих\ i, вх\ к} - Q_{вих\ ni, вх\ к})}, \quad (2.19)$$

де

$$Q_{вх\ i, вих\ к} = \sum_q C_{(вх\ i, вих\ к)q} \Delta_{(вх\ i, вих\ к)q}; \quad Q_{вих\ i, вх\ к} = \sum_q C_{(вих\ i, вх\ к)q} \Delta_{(вих\ i, вх\ к)q};$$

$$Q_{вх\ ni, вих\ к} = \sum_q C_{(вх\ ni, вих\ к)q} \Delta_{(вх\ ni, вих\ к)q};$$

$$Q_{вих\ ni, вх\ к} = \sum_q C_{(вих\ ni, вх\ к)q} \Delta_{(вих\ ni, вх\ к)q}.$$

З наведеного виразу видно, що всі операції під час визначення функції передачі здійснювались тільки над елементами пасивної частини графа, причому у склад функції не входить визначник графа, знаходження якого потребує найбільших витрат. Наведемо практичний приклад.

Нехай досліджуваним фрагментом є підсилювач, що інвертує, з елементами  $R_1$  і  $R_2$  у колах прямого і зворотного зв'язків відповідно. Коефіцієнт передачі такого фрагменту, знайдений по (2.19) визна-

читься як  $K = -R_2 / R_1$ . Якщо ж знайти функцію передачі за алгоритмом (2.17), то з огляду на реальне значення коефіцієнта підсилення ОП, одержимо вираз

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{k} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^{-1}.$$

Реальні значення коефіцієнтів підсилення для більшості існуючих ОП перевищують значення  $10^4$ . Звідси очевидно, що навіть для значення  $R_2 / R_1 = 100$ , похибка моделі у вигляді  $K = -R_2 / R_1$  не буде перевищувати одного відсотка. Тобто похибки моделювання за наближеним виразом (2.19) для більшості випадків будуть зневажливо малими.

Аналогічний підхід можна застосувати під час визначення математичних моделей мінімальних активних фрагментів, що містять кілька активних компонент (На рис. 2.2 наведено узагальнену структурну схему деякого узагальненого досліджуваного об'єкта з  $n$  активними елементами).

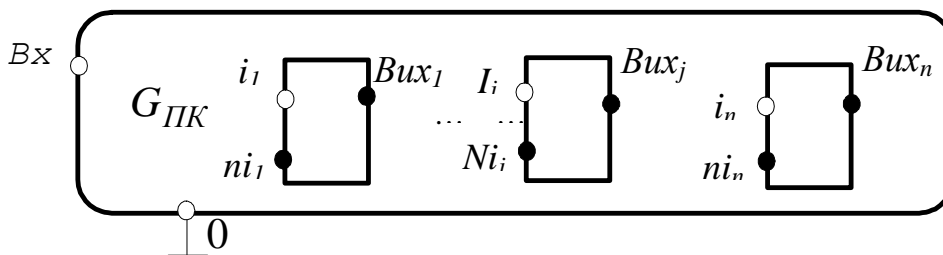


Рис. 2.2. Граф складного активного фрагменту загального вигляду

Ідеалізуючи властивості ОП, і застосовуючи для даного досліджуваного об'єкта метод двонаправлених графів з урахуванням принципу суперпозиції, отримуємо таку систему рівнянь:

$$U_{вих\ 1} \Delta Q_{вих\ 11} + \dots + U_{вих\ j} \Delta Q_{вих\ j1} + \dots + U_{вих\ n} \Delta Q_{вих\ nj} = -U_{вх} \Delta Q_{вх\ 1};$$

.....

$$U_{вих\ j} \Delta Q_{вих\ 1j} + \dots + U_{вих\ j} \Delta Q_{вих\ jj} + \dots + U_{вих\ n} \Delta Q_{вих\ nj} = -U_{вх} \Delta Q_{вх\ j};$$

.....

$$U_{вих 1} \Delta Q_{вих 1n} + \dots + U_{вих j} \Delta Q_{вих jn} + \dots + U_{вих n} \Delta Q_{вих nn} = -U_{вх} \Delta Q_{вх n},$$

де  $\Delta Q_{вх ij} - \Delta Q_{вх nij} = \Delta Q_{вх j}$ ;  $\Delta Q_{вихj ij} - \Delta Q_{вихj nij} = \Delta Q_{вих jj}$ ;

$$\Delta Q_{вихj in} - \Delta Q_{вихj nin} = \Delta Q_{вих jn}.$$

Для наведеної системи значення сигналів на виходах кожного з ОП можуть бути визначені за правилом Крамера  $U_{вих j} = \Delta_j / \Delta$ ,

де  $\Delta = \begin{vmatrix} \Delta Q_{вих 11} \dots \Delta Q_{вих j1} \dots \Delta Q_{вих n1} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1j} \dots \Delta Q_{вих jj} \dots \Delta Q_{вих nj} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1n} \dots \Delta Q_{вих jn} \dots \Delta Q_{вих nn} \end{vmatrix}$  – визначник вищенаведеної системи;

$$\Delta_j = \begin{vmatrix} \Delta Q_{вих 11} \dots U_{вх} \Delta Q_{вх 1} \dots \Delta Q_{вих n1} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1j} \dots U_{вх} \Delta Q_{вх j} \dots \Delta Q_{вих nj} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1n} \dots U_{вх} \Delta Q_{вх n} \dots \Delta Q_{вих nn} \end{vmatrix} = -U_{вх} \Delta'_j$$
 – визначник заміщення;

$$\Delta'_j = \begin{vmatrix} \Delta Q_{вих 11} \dots \Delta Q_{вх 1} \dots \Delta Q_{вих n1} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1j} \dots \Delta Q_{вх j} \dots \Delta Q_{вих nj} \\ \dots \dots \dots \\ \Delta Q_{вих 1n} \dots \Delta Q_{вх n} \dots \Delta Q_{вих nn} \end{vmatrix}.$$

При цьому функції передачі досліджуваних фрагментів до виходів будь-якого з їх активних компонент визначаються за формулою

$$W_{вх вихj} = S_{вих j}(\theta) / S_{вх}(\theta) = -\Delta'_j / \Delta. \tag{2.20}$$

Таким чином, формули (2.17), (2.19) і (2.20) описують достатньо формалізовані алгоритми синтезу математичних моделей досліджуваних фрагментів декомпозиції мінімального фрагментарного рівня де-



талізації.

Формування математичних моделей фрагментів інших просторових моделей ОД, як це вже відзначалось нижче, доцільно здійснювати застосовуючи модель “компоненти – зв’язки” (див. підрозділ 1.2) за якою математичні моделі фрагментів отримуються як розв’язок відповідної системи рівнянь у вигляді

$$U(\theta) = H[W(R, \theta), L_s]V(\theta),$$

де  $H[W(R, \theta), L_s] = L_{22} + L_{21}(I - W(R, \theta)L_{11})^{-1}W(R, \theta)L_{12}$ ;

$L_{11}$ ,  $L_{12}$ ,  $L_{21}$  і  $L_{22}$  – комутаційні матриці, що описують зв’язки між компонентами досліджуваних фрагментів [52];

$V(\theta)$  і  $U(\theta)$  – вектори вхідних і вихідних сигналів у точках керування і спостереження відповідно.

Виходячи з вищеописаного, математична модель просторової декомпозиції об’єктів може бути записана комплексом виразів:

$$\left. \begin{aligned} W(R, \theta, L) &= (W(R^v, \theta, L^v))^T ; \quad v = \overline{1, E}; \\ W(R^v, \theta, L^v) &= \left\{ (W(R_j^v, \theta))^T, L^v \right\}; \quad j = \overline{1, m_j^v}; \\ W(R_j^v, \theta) &= H\left[ (W(R_j^{v+1}, \theta)), L_j^{v+1} \right]; \\ Y^v(\theta) &= H\left[ (W(R_j^{v+1}, \theta)), L_j^{v+1} \right] X^v(\theta), \\ H\left[ W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1} \right] &= L_{22}^{j(v+1)} + \\ &+ L_{21}^{j(v+1)}(I - W(R_j^{v+1}, \theta)L_{11}^{j(v+1)})^{-1}W(R_j^{v+1}, \theta)L_{12}^{j(v+1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

У загальному випадку  $H[W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1}]$  є матриця, що описує матричну функцію векторного аргументу, а оскільки зручніше працювати з векторною функцією векторного аргументу, функцію  $H[W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1}]$  перетворимо у вектор–стовпець

$$\text{vec}\left[ H\left[ W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1} \right] \right] = \left( H_h\left[ W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1} \right] \right)^T,$$

де  $H_h[\cdot]$  означає  $h$ -ий стовпчик матриці  $H[\cdot]$ . Тоді, скориставшись

співвідношенням  $vec[XZY] = [Z^T \otimes X] vec Y$ , де знак  означає доданок матриць Кронекера, (2.21) можна привести до векторного рівняння [45]

$$vec[H[W(R_j^{v+1}, \theta), L_j^{v+1}]] = vec[L_{22}^{v+1}] + \left[ \begin{array}{l} (L_{12}^{v+1})^T \otimes L_{21}^{v+1} \times \\ \times (I - W(R_j^{v+1}, \theta) L_{11}^{v+1})^{-1} \end{array} \right] vec[W(R_j^{v+1}, \theta)].$$

Розглянутий вище метод синтезу математичних застосовано для лінійних об'єктів. Проте, як показано в роботі [35], даний підхід може бути застосовний і для об'єктів, що містять нелінійні елементи. Для цього функцію  $W(R_j^v, \theta)$  у (2.21) заміняють так званим передатним числом, що визначається як відношення інтегралу (суми) вихідного сигналу досліджуваних фрагментів, що обчислюється для достатньо великого скінченного інтервалу спостереження, до аналогічного інтегралу (суми) вхідного сигналу. Таке відношення із збільшенням інтервалу спостереження прагне до статичного коефіцієнта підсилення.

Таким чином, для синтезу математичних моделей нелінійних фрагментів декомпозиції оператори фрагментів необхідно замінити передатними числами  $W(R_j^v, T)$  і перейти до інтегралів (сум) відповідних функцій часу на інтервалі  $T$ . Такий підхід дозволяє розглядати фрагменти просторової декомпозиції як статичну систему з коефіцієнтом передачі, що визначається передатним числом за правилами алгебри структурних схем.

### 2.3. Аналіз розв'язуваності рівнянь діагностики математичної моделі просторової декомпозиції об'єктів

Математична модель просторової декомпозиції об'єктів, що описана у попередньому розділі у загальному випадку, є надлишковою, оскільки параметри кожного з елементарних компонент, відповідно числу горизонтальних перетинів, мають багатократний опис. Це зумо-

влює у ній наявність залежних рівнянь, чим саме і забезпечується формування так званого діагностичного різноманіття апріорного простору параметрів діагностування, що у системному підході до задач синтезу [161] носить фундаментальний характер, оскільки таке різноманіття відіграє роль бази знань про множину можливих варіантів систем (потужність і склад простору параметрів діагностування), серед яких є і такий варіант, що відповідає висунутим до неї вимогам. Подальші етапи синтезу систем полягають в оптимізації цього простору за умови забезпечення накладених на нього обмежень.

Нижче вказувалось, що такими обмеженнями є забезпечення високих показників вірогідності прийняття рішень одночасно з локалізацією дефектів на рівні елементарних компонент. У загальному випадку ці обмеження суперечливі оскільки перше з них вимагає включати до складу простору параметрів діагностування більш узагальнені параметри, а друге вимагає детальнішої декомпозиції ОД. Очевидно, що така задача пов'язана із синтезом рівнянь діагностики і аналізом їх розв'язуваності.

У загальному випадку методи діагностування відрізняються по тому, лінійні чи нелінійні відповідні їм рівняння. Лінійні рівняння визначають глобально єдині, а нелінійні рівняння – локально єдині розв'язки. Однак, зазвичай, нелінійні рівняння утворюються навіть і для лінійних об'єктів, зокрема, коли не всі вузли об'єктів використовуються як контрольні точки. Тому, в обох випадках можна застосувати єдиний підхід, задача діагностування для якого характеризуються такими особливостями [141]: кількість залежних змінних у рівняннях діагностики фрагментів декомпозиції щодо параметрів горизонтальних перетинів просторової моделі ОД детальнішої декомпозиції у загальному випадку перевищує кількість рівнянь; обчислення змінних у рівняннях діагностики є складною процедурою, пов'язаною з розв'язанням системи нелінійних рівнянь; значення залежних змінних у рівняннях діагностики можуть бути однозначно визначені тільки локально.

*Аналіз розв'язуваності рівнянь діагностики лінійних фрагментів декомпозиції об'єктів діагностування.* У загальному випадку фрагменти неелементарного рівня декомпозиції можуть бути як термінальними фрагментами даного рівня опису, так і фрагментами, що описуються структурними схемами термінальних фрагментів детальніших рівнів опису.

У першому випадку моделі фрагментів описуються у просторі термінальних параметрів, а у другому випадку – еквівалентними моделями у просторі параметрів фрагментів, що їх складають. Для термінальних фрагментів, компоненти декомпозиції його складових розглядаються як елементарні, а відповідні їм простори параметрів розглядаються як простори елементарних параметрів.

Оскільки теоретичні результати аналізу розв'язуваності рівнянь діагностики для лінійних ОД не залежать від методів їх опису [44], розглянемо один з них, наприклад у частотній області [165, 166], що на сьогодні зрозуміло більшості дослідників. Відповідно з цим, лінійні фрагменти декомпозиції у відповідних просторах параметрів діагностування описуються рівняннями:

$$Y_j^v(s) = W_j^v(R_j^v, s) X_j^v(s); \quad (2.22)$$

$$Y_j^v(s) = W_j^v(R_j^{\mu(v)}, s) X_j^v(s), \quad (2.23)$$

де  $s$  – означає комплексну частоту;  $W_j^v(R_j^v, s)$  – у загальному випадку матриця передатних функцій у просторі параметрів  $R_j^v \in R^v$ ;

$W_j^v(R_j^{\mu(v)}, s) = L_{j22}^{\mu(v)} + L_{j21}^{\mu(v)}(I - D(R_j^{\mu(v)}, s)L_{j11}^{\mu(v)})D(R_j^{\mu(v)}, s)L_{j12}^{\mu(v)}$  – та ж сама функція у просторі параметрів  $R_j^{\mu(v)} \in R^\mu$  ( $\mu > v$ );

$D(R_j^{\mu(v)}, s)$  – діагональна матриця передатних функцій термінальних фрагментів декомпозиції горизонтального перетину  $\mu$ ;

$L_{j11}^{\mu(v)}, L_{j12}^{\mu(v)}, L_{j21}^{\mu(v)}, L_{j22}^{\mu(v)}$  – комутаційні матриці.

При цьому взаємозв'язок між векторами  $R_j^v \in R^v$  і  $R_j^{\mu(v)} \in R^\mu$  описується будь-яким з матричних рівнянь [38, 39]

$$R_j^v = Z_j^v R_j^{\mu(v)}; \quad R_j^{\mu(v)} = [(Z_j^v)^T Z_j^v]^{-1} (Z_j^v)^T R_j^v,$$

де  $R_j^v = \{R_{jk}^v\}$ , ( $k = \overline{1, m_j^v}$ ) – вектор незалежних змінних;

$R_j^{\mu(v)} = \{R_{jq}^{\mu(v)}\}$ , ( $q = \overline{1, m_j^{\mu(v)}}$ ) – вектор залежних змінних;

$Z_j^v$  – матриця коефіцієнтів системи рівнянь розмірністю  $m_j^{\mu(v)} \times m_j^v$ .

Функція  $W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s)$  у загальному випадку є матричною функцією векторного аргументу. Щоб спростити викладки, опишемо її вектор–стовпцем, для чого введемо перетворення  $vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s)) = \{W_{jp}^v(\mathbf{R}_j^v, s)\}$ , де  $W_{jp}^v(\mathbf{R}_j^v, s)$  означає стовпець  $p$  матриці  $W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s)$ . Оскільки функція  $W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s)$  раціональна, вона повністю визначена на скінченному наборі частот [44, 45]. При цьому, якщо потужність множини значень частот дорівнює потужності множини координат вектора  $\mathbf{R}_j^v$ , тобто для  $S_j^v = (s_{jk}^v)$ ,  $(k = \overline{1, m_j^v})$  рівняння діагностики у просторі  $\mathbf{R}_j^v \in \mathbf{R}^v$  може бути записане як векторне рівняння

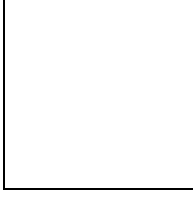
$$W_j^v(\mathbf{R}_j^v, S_j^v) = \begin{bmatrix} vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s_{j1}^v)) \\ vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s_{j2}^v)) \\ \dots \\ vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^v, s_{jm_j^v}^v)) \end{bmatrix},$$

що буде розв'язуваним щодо координат вектора  $\mathbf{R}_j^v$ .

Аналогічно, для цього ж набору частот може бути отримане рівняння діагностики у просторі параметрів  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)} \in \mathbf{R}^\mu$

$$W_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, S_j^v) = \begin{bmatrix} vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j1}^v)) \\ vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j2}^v)) \\ \dots \\ vec(W_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{jm_j^v}^v)) \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Тут вектор–перетворення матриць  $W_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{(\cdot)}^v)$  здійснюють застосовуючи співвідношення  $vec[ABC] = [C^t \otimes A]vec B$ , де знак



означає доданок матриць Кронекера [45]

$$\begin{aligned} \text{vec}\left[\mathbf{W}\left(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v\right)\right] = \text{vec}\left[\mathbf{L}_{22}^{\mu(v)}\right] + \left[ \left(\mathbf{L}_{j12}^{\mu(v)}\right)^t \otimes \mathbf{L}_{j21}^{\mu(v)} \times \right. \\ \left. \times \left(\mathbf{I} - \mathbf{D}\left(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v\right)\mathbf{L}_{j11}^{\mu(v)}\right)^{-1} \right] \times \\ \times \text{vec}\left[\mathbf{D}\left(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v\right)\right]. \end{aligned} \quad (2.25)$$

При цьому виникають два принципових питання [102]:

– які оптимальні частоти сигналів тестового впливу необхідно застосовувати, щоб система рівнянь (2.22) була розв'язувана щодо координат вектору  $\mathbf{R}_j^v$ ;

– наскільки буде розв'язна система рівнянь (2.23) щодо координат вектору  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)}$  при оптимальному виборі тестових частот. Отримання відповідей на ці питання пов'язане з визначенням міри розв'язності рівнянь діагностики.

Як відомо, для систем лінійних рівнянь  $\mathbf{m} = \mathbf{F}\mathbf{r}$ , де  $\mathbf{r} \in n$  – вектор,  $\mathbf{m} \in p$  – вектор, а  $\mathbf{F}$  – матриця  $p \times n$ , число змінних параметрів у розв'язку визначається рівністю  $\rho = n - \text{rank}(\mathbf{F})$ . Однак, рівняння діагностики, в загальному випадку, є нелінійними навіть і для лінійних об'єктів.

Тому, щоб ввести міру розв'язуваності, слід звернутися до теореми про неявну функцію [167], щодо якої, якщо параметрична точка  $\tilde{\mathbf{R}}_j^{(\cdot)}$  є розв'язком рівнянь (2.22) чи (2.23), то в її околиці розв'язок рівнянь містить у собі кількість змінних параметрів не більше як

$$\lambda\left(\tilde{\mathbf{R}}_j^{(\cdot)}, \mathbf{S}_j^v\right) = m_j^{(\cdot)} - \text{rank}\left[\frac{d\mathbf{W}\left(\tilde{\mathbf{R}}_j^{(\cdot)}, \mathbf{S}_j^v\right)}{d\mathbf{R}_j^{(\cdot)}}\right],$$

де  $m_j^{(\cdot)}$  – розмірність вектора  $\mathbf{R}_j^{(\cdot)}$ ;

$\text{rank}[\cdot] = \text{rank}\left(\mathbf{J}\left(\mathbf{R}_j^{(\cdot)}, \mathbf{S}_j^v\right)\right)$  – ранг матриці часткових похідних.

Аналізувати розв'язуваність рівнянь діагностики доцільно у просторі параметрів  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)}$ , підставою для чого є те, що матриці Якобі в обох просторах мають одне значення рангу. При цьому у просторі  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)}$  ранг відповідної матриці в загальному випадку неповний.

Матрицю Якобі у просторі  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)}$  можна отримати з виразів (2.24) і (2.25), якщо скористатись матричним співвідношенням [45]

$$d(\mathbf{M}^{-1})/d\mathbf{r} = -\mathbf{M}^{-1}[d(\mathbf{M})/d\mathbf{r}]\mathbf{M}^{-1}$$

$$\frac{d\mathbf{W}_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v)}{d\mathbf{R}_j^{\mu(v)}} = \begin{bmatrix} d \operatorname{vec}(\mathbf{W}_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j1}^v))/d\mathbf{R}_j^{\mu(v)} \\ d \operatorname{vec}(\mathbf{W}_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j2}^v))/d\mathbf{R}_j^{\mu(v)} \\ \dots\dots\dots \\ d \operatorname{vec}(\mathbf{W}_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{jm_j}^v))/d\mathbf{R}_j^{\mu(v)} \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

де  $d\mathbf{W}(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v)/d\mathbf{R}_j^{\mu(v)} = \left\{ \left[ \left( \mathbf{I} + \mathbf{L}_{j11}^{v(v)}(\mathbf{I} - \mathbf{D}(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v))\mathbf{L}_{j11}^{\mu(v)} \right)^{-1} \times \right. \right.$   
 $\times \mathbf{D}(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v) \mathbf{L}_{j12}^{\mu(v)} \left. \right\} \otimes \mathbf{L}_{j21}^{\mu(v)}(\mathbf{I} - \mathbf{D}(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, s_{j(\cdot)}^v)) \times$   
 $\times \mathbf{L}_{j11}^{(v)\mu} \left. \right\}^{-1} \left[ d \operatorname{vec} \mathbf{D}(\mathbf{R}_j^{(v)\mu}, s_{j(\cdot)}^v) \right] / d\mathbf{R}_j^{(v)\mu}.$

Проблема, при цьому, полягає у тому, що теорема про неявну функцію дає тільки локальну оцінку міри розв'язності рівняння діагностики. Проте, якщо скористатись спеціальними властивостями матриці (2.26), можна показати, що за умови раціональності  $\mathbf{W}_j^v(\mathbf{R}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v)$  у просторі  $\mathbf{R}_j^{\mu(v)}$  ранг матриці Якобі буде майже “повсюди” постійним.

Функцію називають майже повсюди постійною, якщо її значення дорівнюють константі для всіх значень її аргументу, виключаючи ті значення аргументу, що належать деякому алгебраїчному різноманіттю, яким є простір розв'язань системи поліноміальних рівнянь від  $m$  змінних, при цьому міра Лебега алгебраїчного різноманіття є нуль.

Виходячи з вище описаного, оцінка міри

$$\lambda(\tilde{\mathbf{R}}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v) = m_j^{\mu(v)} - \text{rank} \left[ \frac{d\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v)}{d\mathbf{R}_j^{\mu(v)}} \right],$$

також буде майже повсюди постійною, тобто є загальною мірою розв'язуваності рівнянь діагностики. Беручи до уваги, що фрагменти горизонтальних перетинів просторової моделі розглядаються як незалежні, наведені вище викладки неважко узагальнити для об'єкта в цілому на відповідних рівнях його декомпозиції. При цьому міра розв'язуваності рівняння діагностики горизонтального перетину просторової моделі ОД буде визначатися як сума оцінок міри розв'язуваності фрагментів декомпозиції

$$\lambda(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v) = \sum_{j=1}^{m^v} \lambda(\tilde{\mathbf{R}}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v) \equiv m^\mu - \text{rank} \left[ \frac{d\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v)}{d\mathbf{R}^\mu} \right], \quad (2.27)$$

де  $\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v) = (\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}_j^{\mu(v)}, \mathbf{S}_j^v))^t$ ;  $\tilde{\mathbf{R}}^\mu = (\tilde{\mathbf{R}}_j^{\mu(v)})^t$ ;  $\mathbf{S}^v = (\mathbf{S}_j^v)^t$ .

Очевидно, що вигляд вектору  $\mathbf{W}(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^v)$  залежить від числа тестових частот. При цьому вибір частот сигналів повинен максимізувати міру розв'язуваності рівнянь, тобто мінімізувати значення  $\lambda^v(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^v)$ . Існує теорема [102], відповідно з якою, якщо функція  $\mathbf{W}(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^v)$  раціональна у  $\mathbf{R}^\mu$  і  $\mathbf{S}^v$ , то мінімальне значення оцінки (2.27) визначиться як

$$\lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v) = m^\mu - \rho \left( \text{rank} \left[ \frac{d\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v)}{d\mathbf{R}^\mu} \right] \right), \quad (2.28)$$

де  $m^\mu$  – розмірність вектора параметрів  $\mathbf{R}^\mu$ ;  $\rho(\text{rank}[\cdot])$  є родовим значенням числа лінійно незалежних стовпців раціональної матриці  $d\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v)/d\mathbf{R}^\mu$ .

При цьому значення  $\lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v)$  досягається майже на будь-кому наборі  $m^\mu - \lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v)$  різних частот.

Доведення теореми одночасно дозволяє визначити алгоритм вибору тестових частот і саме тому вона формулюється у термінах вектор-стовпців, а не як матричні функції, оскільки аналіз здійснювався у



припущенні апріорного вибору частот.

Теорема доводиться методом математичної індукції, причому тільки для скалярних функцій  $W(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^\nu)$ . Нехай  $\mathbf{R}^\mu = \mathbf{R}_*^\mu$ . У цьому випадку  $dW(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^\nu)/d\mathbf{R}^\mu$  можна звести до вектор-рядка раціональних функцій

$$\mathbf{H}(\mathbf{S}^\mu) = [\mathbf{H}_1(\mathbf{S}^\mu) \ \mathbf{H}_2(\mathbf{S}^\mu) \ \dots \ \mathbf{H}_{m^\mu}(\mathbf{S}^\mu)]$$

де  $\mathbf{H}_q(\mathbf{S}^\mu) = [dW(\tilde{\mathbf{R}}_*^\mu, \mathbf{S}^\nu)/d\mathbf{R}_q^\mu]$ ,  $q = \overline{1, m^\mu}$ , і теорема зводиться до доведення того, що кількість лінійно-незалежних стовпців  $\mathbf{H}_q(\mathbf{S}^\nu)$  у полі комплексних скалярів дорівнює максимальному значенню рангу матриці

$$\mathbf{H}(\mathbf{S}^\nu) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(s_1^\nu) & \mathbf{H}_2(s_1^\nu) & \dots & \mathbf{H}_{m^\mu}(s_1^\nu) \\ \mathbf{H}_1(s_2^\nu) & \mathbf{H}_2(s_2^\nu) & \dots & \mathbf{H}_{m^\mu}(s_2^\nu) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{H}_1(s_{m^\mu}^\nu) & \mathbf{H}_2(s_{m^\mu}^\nu) & \dots & \mathbf{H}_{m^\mu}(s_{m^\mu}^\nu) \end{bmatrix}.$$

Не втрачаючи загальності можна припустити, що перші  $p$  функції  $\mathbf{H}_1(\mathbf{S}^\nu), \mathbf{H}_2(\mathbf{S}^\nu), \dots, \mathbf{H}_p(\mathbf{S}^\nu)$  є лінійно-незалежними. Нехай знайдена послідовність частот  $s_1^\nu, s_2^\nu, \dots, s_p^\nu$ , ( $p < m^\mu$ ) таких, що стовпці матриці

$$\overline{\mathbf{H}}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(s_1^\nu) & \mathbf{H}_2(s_1^\nu) & \dots & \mathbf{H}_p(s_1^\nu) \\ \mathbf{H}_1(s_2^\nu) & \mathbf{H}_2(s_2^\nu) & \dots & \mathbf{H}_p(s_2^\nu) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{H}_1(s_p^\nu) & \mathbf{H}_2(s_p^\nu) & \dots & \mathbf{H}_p(s_p^\nu) \end{bmatrix}$$

лінійно-незалежні. Покажемо, що можна вибрати майже будь-яку частоту  $s_{p+1}^\mu$  таку, що стовпці матриці

$$\bar{\mathbf{H}}_{p+1}(s^v) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(s_1^v) & \mathbf{H}_2(s_1^v) & \dots & \mathbf{H}_p(s_1^v) & \mathbf{H}_{p+1}(s_1^v) \\ \mathbf{H}_1(s_2^v) & \mathbf{H}_2(s_2^v) & \dots & \mathbf{H}_p(s_2^v) & \mathbf{H}_{p+1}(s_2^v) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{H}_1(s_p^v) & \mathbf{H}_2(s_p^v) & \dots & \mathbf{H}_p(s_p^v) & \mathbf{H}_{p+1}(s_p^v) \\ \mathbf{H}_1(s_{p+1}^v) & \mathbf{H}_2(s_{p+1}^v) & \dots & \mathbf{H}_p(s_{p+1}^v) & \mathbf{H}_{p+1}(s_{p+1}^v) \end{bmatrix}$$

лінійно-незалежні для  $s^v = s_{p+1}^v$ . Оскільки  $\mathbf{W}(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^v)$  є скалярна функція, матриці  $\bar{\mathbf{H}}_p$  і  $\bar{\mathbf{H}}_{p+1}(s^v)$  квадратні, причому очевидно, що

$$\det(\bar{\mathbf{H}}_p(s^v)) = \sum_{q=1}^{p+1} (-1)^{p+i+1} \Delta_{(p+1)q} \mathbf{H}_q(s^v).$$

Легко побачити, що права частина отриманого виразу не дорівнює нулю тотожно. Тобто досить вибрати значення частоти  $s_{p+1}^v$ , що не дорівнюють кореням полінома, щоб визначник  $\bar{\mathbf{H}}_{p+1}(s^v)$  не дорівнював нулю. Наприклад, можна вибирати так частоти, щоб принаймні одна з них була нижче найменшої ненульової частоти спряження АЧХ, одна з них була вище максимальної і щоб по одній з них потрапило у інтервали між усіма частотами спряження [44]. Як показано у [168], узагальнення вищенаведених висновків у загальному випадку не має труднощів.

З огляду на те, що тестові частоти вибрані оптимальним чином, значення міри (2.28) характеризує ступінь розв'язуваності діагностичних рівнянь. При цьому в загальному випадку рівняння діагностики

$$\mathbf{Y}^v(s) = \mathbf{W}^v(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{S}^v) \mathbf{X}^v(s^v)$$

не буде покоординатно розв'язуваним щодо вектора  $\mathbf{R}^\mu$ , оскільки кількість його координат перевищує кількість рівнянь. Тобто існує  $\lambda(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^v) > 0$  – мірне різноманіття еквівалентних по спостереженню точок розв'язку.

У той же час, значення міри (2.28) не залежить від вибору тестових сигналів, алгоритмів діагностування і значення параметрів. Вона визначається тільки структурою досліджуваних фрагментів та розта-

шуванням контрольних точок, що розглядаються як їх входи і виходи [44, 45, 141]. Тобто по її значенню можна вибрати конфігурацію термінальних фрагментів просторової декомпозиції для кожного з горизонтальних перетинів, яка дасть мінімально можливе значення міри  $\lambda_{min}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^\nu)$ . При цьому, коли  $\lambda_{min}(\tilde{\mathbf{R}}^\mu, \mathbf{S}^\nu) = 0$  рівняння діагностики буде поелементно діагностованим щодо параметрів термінальних фрагментів горизонтального перетину  $\mu$ .

Для ілюстрації проаналізуємо міру розв'язуваності рівнянь діагностики для  $RC$  кола на рис. 2.3.

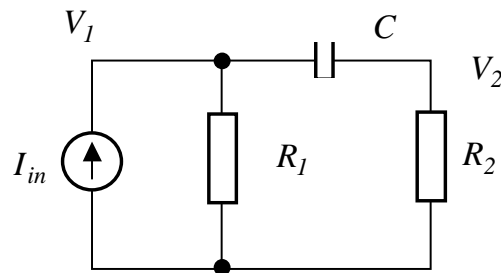


Рис. 2.3. Пасивне електричне  $RC$  коло

Якщо досліджується сигнал напруги  $V_2$ , то для передатної функції кола  $V_2/I_{in} = sCR_1R_2/[1 + sC(R_1 + R_2)]$  матриця Якобі, наприклад, у точці  $\mathbf{R} = (1, 1, 1)^t$ , визначиться як

$$\mathbf{J}_2 = \left\| \begin{array}{ccc} \frac{s(1+s)}{(1+2s)^2} & \frac{s(1+s)}{(1+2s)^2} & \frac{s}{(1+2s)^2} \end{array} \right\|$$

і має тільки два незалежних стовпця. Отже,  $\rho_2 = 1$ . При цьому досліджуване коло не буде поелементно-діагностованим. Якщо ж досліджується напруга  $V_1$ , то матриця Якобі  $V_1/I_{in} = R_1(sCR_2 + 1)/[1 + sC(R_1 + R_2)]$  для того ж вектора параметрів описується виразом

$$\mathbf{J}_1 = \left\| \begin{array}{ccc} (1+s)^2 & s^2 & -s \\ (1+2s)^2 & (1+2s)^2 & (1+2s)^2 \end{array} \right\|.$$

При цьому утворюється три незалежних стовпця, міра розв'язуваності рівняння діагностики дорівнює нулю, а досліджуване коло буде поелементно діагностованим. Тобто вимірюючи значення  $V_1/I_{in}$

на трьох частотах, можна обчислити значення координат вектора  $(R_1, R_2, C)^t$ .

Таким чином, для лінійних об'єктів міра розв'язуваності рівнянь діагностики  $\lambda_{\min}(X^v(\theta), R_*^\mu)$  характеризується незалежністю її значення від значень вибраної множини тестових сигналів, алгоритмів діагностування і від значень координат простору параметрів діагностування. Її значення залежить тільки від структури і розміщення входів і виходів фрагментів просторової декомпозиції ОД. Отже, на етапі моделювання ОД дану міру можна застосовувати як критерій для визначення оптимального простору параметрів діагностування.

**Аналіз розв'язуваності рівнянь діагностики нелінійних фрагментів декомпозиції об'єктів діагностування.** У загальному випадку теорія діагностики нелінійних об'єктів виникла з аналогічної теорії багаточастотного діагностування лінійних об'єктів. Тому, як і для лінійних об'єктів, проаналізуємо розв'язуваність рівнянь діагностики горизонтальних перетинів відповідно у просторах  $R^v$  і  $R^\mu$

$$\left. \begin{aligned} Y^v(\theta) &= H^v(X^v(\theta), R^v) \\ Y^v(\theta) &= H^v(X^v(\theta), R^\mu) \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

де  $H^v(\cdot) = \{ \text{vec } H_j^v(\cdot) \}$ ,  $(j = \overline{1, n_j^v})$  – вектор функцій термінальних фрагментів горизонтального перетину  $v$  потужністю  $m^\mu$ ;  $X^v(\theta) = \{ X_j^v(\theta) \}$  і  $Y^v(\theta) = \{ Y_j^v(\theta) \}$  – вектори вхідних і вихідних сигналів;  $R^v = (R_j^v)^t$  – простір термінальних параметрів діагностування рівня  $v$ ;  $R^\mu = (R_j^{\mu(v)})^t$  – простір параметрів фрагментів перетинів  $\mu \geq v$ ;  $R_j^{\mu(v)}$  – вектор параметрів тих термінальних фрагментів перетину  $\mu$ , що складають  $j - m_i$  термінальні фрагменти перетину  $v$ .

Для нелінійних об'єктів розрізняють методи, що засновані на тестових сигналах постійного струму і методи діагностування у часовій області. В обох випадках будь-яка зміна тестових сигналів породжує нову лінійно-незалежну множину вихідних сигналів. Тим самим надається можливість формування систем незалежних рівнянь.

Щоб охарактеризувати локальну розв'язуваність рівнянь діагнос-

тики вводиться перевірна матриця  $M(X^v, R^{(\cdot)})$ , що залежить тільки від координат відповідного простору параметрів  $R^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}$ . Так, наприклад, нехай для деякого нелінійного досліджуваного фрагмента здійснюється перевірка на постійному струмі. До того ж нехай  $\omega(X_j^v)$  є неперервна скалярна вагова функція, причому така, що для всіх  $X_j^v(\theta) \in \mathfrak{X}_j^{m_j^v}$  функція  $\omega(X_j^v) > 0$ .

Тоді перевірочні матриці для відповідних рівнянь (2.29) будуть визначатися за таким узагальненим виразом [44]

$$M(X_j^v, R_j^{(\cdot)}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \omega(X_j^v) \left[ \nabla_{R_j^{(\cdot)}} H^t(X_j^v, R_j^{(\cdot)}) \right] \times \\ \times \left[ \nabla_{R_j^{(\cdot)}} H^t(X_j^v, R_j^{(\cdot)}) \right]^t dX_{j1}^v dX_{j2}^v \cdots dX_{jm_j^v}^v, \quad (2.30)$$

де як  $\nabla_{R_j^{(\cdot)}}$  позначені градієнти функції  $H(X_j^v, R_j^{(\cdot)})$  по параметрах  $R_j^{(\cdot)}$ .

Відзначимо, що  $M(X_j^v, R_j^{(\cdot)})$  є симетричною позитивно напіввизначеною матрицею, елементи якої є неперервними функціями від  $R_j^{(\cdot)}$ . Говорять [143], що множина значень параметрів  $R_{j*}^{(\cdot)}$  є регулярною точкою матриці  $M(X_j^v, R_j^{(\cdot)})$ , якщо існує така відкрита околиця точки  $R_{j*}^{(\cdot)}$ , у якій ранг цієї матриці не змінюється. При цьому, відповідно теореми [142], якщо  $\omega(\cdot)$  – довільна вагова функція, така, що для усіх  $R_j^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}_j^{m_j^{(\cdot)}}$  існує матриця  $M(X_j^v, R_j^{(\cdot)})$ , і якщо  $R_{j*}^{(\cdot)}$  є регулярною точкою матриці  $M(X_j^v, R_j^{(\cdot)})$ , множина значень параметрів  $R_{j*}^{(\cdot)}$  буде локально діагностована тоді і тільки тоді, коли матриця  $M(X_j^v, R_{j*}^{(\cdot)})$  буде позитивно визначена. Якщо ранг матриці  $M(X_j^v, R_{j*}^{(\cdot)})$  дорівнює значенню  $\rho(X_j^v, R_{j*}^{(\cdot)})$ , то міра розв'язуваності відповідної системи щодо точки  $R_{j*}^{(\cdot)}$  визначиться як

$$\lambda(X_j^v, R_{j*}^{(\cdot)}) = m_j^{(\cdot)} - \rho(X_j^v, R_{j*}^{(\cdot)}).$$

У випадку, коли  $\lambda(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}) = 0$ ,  $\mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}$  є локально єдиною параметричною точкою розв'язку, і якщо властивість локальної розв'язуваності є загальною властивістю, відповідне рівняння буде локально розв'язуваним. Коли ж  $m_j^{(\cdot)} > \rho(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)})$ , то існує  $(m_j^{(\cdot)} - \rho(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}))$  – мірна множина еквівалентних по спостереженню точок, що містить також і точку  $\mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}$ .

Нехай, наприклад, ранг перевірконої матриці визначається як

$$\rho_*(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}) = \max_{\mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}_j^{m_j^{(\cdot)}}} \text{rank } \mathbf{M}(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)})$$

і є загальним рангом матриці  $\mathbf{M}(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)})$ .

Тоді за теоремою [142] всі точки  $\mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}_j^{m_j^{(\cdot)}}$  є регулярними точками перевірконої матриці  $\mathbf{M}(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)})$ , а відповідна система рівнянь буде локально розв'язуваною тоді і тільки тоді, коли  $\rho_*(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}) = m_j^{(\cdot)}$ .

Узагальнюючи вище викладене, і беручи до уваги, що фрагменти декомпозиції горизонтальних перетинів просторової моделі незалежні у розумінні контрольно-діагностичних операцій, міра розв'язуваності рівняння діагностики для будь-якого горизонтального перетину аналогічно з (2.28) буде визначатися виразом

$$\lambda(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \sum_{j=1}^{m^v} \lambda(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)}) \equiv m^{(\cdot)} - \rho(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}),$$

де  $\rho(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \sum_j \rho(\mathbf{X}_j^v, \mathbf{R}_{j*}^{(\cdot)})$ . При цьому, якщо функція  $H(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}^{(\cdot)})$

є аналітичною по  $\mathbf{R}^{(\cdot)}$ , значення  $\rho_*(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})$ , що визначається як

$$\rho_*(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \max_{\mathbf{R}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}} \text{rank } \mathbf{M}(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}),$$

є загальним рангом матриці  $\mathbf{M}(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})$ , а значення  $\lambda(\mathbf{X}^v, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})$ , яке з урахуванням наведеного вище виразу обчислюється за формулою

$$\lambda_{\min}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = m^{(\cdot)} - \max_{\mathbf{R}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}} \text{rank } \mathbf{M}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}), \quad (2.31)$$

має загальне значення і може розглядатися як міра діагностованості відповідних горизонтальних перетинів дослідження щодо області визначення координат простору параметрів діагностування.

З (2.30) видно, що розрахунок матриці  $\mathbf{M}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}^{(\cdot)})$  досить складний, внаслідок необхідності обчислення багатомірного інтегралу у нескінченних межах. Однак за умови, що функція  $\mathbf{H}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}^{(\cdot)})$  аналітична по  $\mathbf{X}^V$  і  $\mathbf{R}^{(\cdot)}$ , для довільної випадково обраної кінцевої множини тестових сигналів  $\mathbf{X}_i^V$ , ( $i = \overline{1, n^V}$ ) і випадково обраної параметричної точки  $\mathbf{R}_*^{(\cdot)}$ , достатньо перевірити ранг матриці [44]

$$\mathbf{M}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \sum_{i=1}^{n_i^V} \left[ \nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \mathbf{H}^t(\mathbf{X}_i^V, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) \right] \left[ \nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \mathbf{H}^t(\mathbf{X}_i^V, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) \right]^T. \quad (2.32)$$

Якщо ранг матриці (2.32) дорівнює  $m^V$ , то рівняння діагностики є локально розв'язуваним і будь-яка довільно обрана множина тестових сигналів  $\mathbf{X}^V = \{\mathbf{X}_i^V\}$ , ( $i = \overline{1, m^V}$ ) буде забезпечувати локально єдиний розв'язок. При цьому, щодо координат вектора  $\mathbf{R}^{(\cdot)}$ , використовуючи стабілізований алгоритм Ньютона [169] розв'язується система рівнянь

$$\mathbf{H}(\mathbf{X}_i^V, \mathbf{R}^{(\cdot)}) - \mathbf{Y}^V = 0, \quad (i = \overline{1, m^V}).$$

Зазвичай, щоб уникнути труднощів під час числових розрахунків, потужність множини вхідних тестових сигналів обирається не менше потужності множини координат простору параметрів діагностування. У роботі [170] запропоновано субоптимальний алгоритм вибору тестових сигналів, підвищуючи, наскільки це можливо, ранг матриці  $\mathbf{M}(\mathbf{X}^V, \mathbf{R}^{(\cdot)})$ . Особливе значення при цьому має задача вибору напруг зсуву, для яких не відбувається запирання несправних компонентів досліджуваних фрагментів, а несправності виявляються у кінцевих тестових точках. У роботі [171] для цієї мети сформульовані умови, що змінюються залежно від типу елементів досліджуваних кіл і з'єднань між ними.

Під час діагностування нелінійних фрагментів у часовій області для аналізу міри розв'язуваності можна застосувати аналогічну теорію

[143]. Вхідні і вихідні сигнали, при цьому, є функціями часу і розглядаються як елементи нескінченномірного гільбертового простору. При цьому передбачається, що ці функції кусково–неперервні на інтервали часу  $[0, T]$ , а розв’язуваність рівнянь у точці  $\mathbf{R}_*^{(\cdot)}$  на скінченній множині тестових сигналів  $\mathbf{X}^v(t) = \{\mathbf{X}_i^v(t)\}$ ,  $(i = \overline{1, n_i^v})$  може бути оцінена виразом

$$\lambda_{\min}(\mathbf{X}^v(t), \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = m^{(\cdot)} - \max_{\mathbf{R}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}} \text{rank } \mathbf{M}(\mathbf{X}^v(t), \mathbf{R}_*^{(\cdot)}), \quad (2.33)$$

$$\text{де } \mathbf{M}(\mathbf{X}^v(t), \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \sum_{i=1}^{n^v} \int_0^T [\nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \mathbf{H}^t(\mathbf{X}_i^v(t), \mathbf{R}_*^{(\cdot)})] [\nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \mathbf{H}^t(\mathbf{X}_i^v(t), \mathbf{R}_*^{(\cdot)})]^t. \quad (2.34)$$

Для спрощення визначення функції вхід-вихід у явному вигляді нелінійні фрагменти описують розрідженими табличними рівняннями [172]

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}(\boldsymbol{\Psi}^v(t), \mathbf{X}_d^v(t), \mathbf{Y}_d^v(t), \mathbf{R}^{(\cdot)}) &= 0; \\ \mathbf{X}^v(t) &= \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_d^v(t); \\ \mathbf{Y}^v(t) &= \mathbf{A}_2 \mathbf{Y}_d^v(t); \\ \boldsymbol{\Psi}^v(t) &= \mathbf{A}_3 \begin{bmatrix} \mathbf{X}_d^v(t) \\ \mathbf{Y}_d^v(t) \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\}, \quad (2.35)$$

де  $\boldsymbol{\Psi}^v(t)$  – вектор змінних стану;  $\mathbf{X}_d^v(t)$  і  $\mathbf{Y}_d^v(t)$  – відповідно вектори вхідних і вихідних сигналів;  $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{A}_3$  – матриці відповідних перетворень.

При цьому, для спрощення обчислень похідних, що фігурують у (2.35), у роботі [143] пропонується дискретизація системи за допомогою оберненого чисельного диференціювання, при цьому  $\dot{\boldsymbol{\Psi}}^v(t)$  у момент часу  $t$  можна визначити у вигляді

$$\dot{\boldsymbol{\Psi}}^v(t_q) = \frac{1}{\tau_q} \sum_{i=0}^k \mathbf{B}_{iq} \boldsymbol{\Psi}^v(t_{q-i}),$$

де  $\tau_q = t_q - t_{q-1}$ , а  $\mathbf{B}_{iq}$  – формується по коефіцієнтах формули чисельного диференціювання. Таким чином дискретизована система розріджених табличних рівнянь (2.35) буде визначатися за формулою



$$\begin{aligned}
H(\Psi^v(t_q), X_d^v(t_q), Y_d^v(t_q), \mathbf{R}^{(\cdot)}) &= 0; \\
X^v(t_q) &= A_1 X_d^v(t_q); \\
Y^v(t_q) &= A_2 Y_d^v(t_q); \\
\frac{1}{\tau_q} \sum_{i=0}^k \mathbf{B}_{iq} \Psi^v(t_{q-i}) &= A_3 \begin{bmatrix} X_d^v(t_q) \\ Y_d^v(t_q) \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Тут передбачається, що дискретизовані вихідні сигнали досліджуваних фрагментів  $Y^v(t_q)$  аналітичні по  $\mathbf{R}^{(\cdot)}$  і  $X^v(t_q)$ ,  $q = \overline{1, n_q^v}$ . Крім того передбачається, що досліджувані фрагменти мають єдину робочу точку по постійному струму і для послідовності тестових сигналів має єдиний розв'язок  $\Psi^v(t_q)$ ,  $X_d^v(t_q)$ ,  $Y_d^v(t_q)$  і  $Y^v(t_q)$ .

Дискретизоване рівняння буде  $q$ -кроково локально розв'язуваним, якщо знайдеться така послідовність тестових сигналів  $X_d^v(t_q)$ ,  $q = \overline{1, n_q^v}$ , що майже для всіх  $\mathbf{R}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}$  існує відкрита околиця параметричної точки  $\mathbf{R}_*^{(\cdot)}$ , у якій немає інших еквівалентних по спостереженню точок, тобто виконується умова, що  $Y^v(t_q, \mathbf{R}^{(\cdot)}) \neq Y^v(t_q, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})$  для  $q \in \{1, 2, \dots, n_q^v\}$ . Тестова матриця, при цьому, може бути обчислена за формулою [44]

$$M(\{X^v(t_q)\}, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = \sum_{q=1}^{n_q^v} \left[ \nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \{Y^v(t_q, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})\} \right] \left[ \nabla_{\mathbf{R}^{(\cdot)}} \{Y^v(t_q, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})\} \right]^t,$$

де значення  $Y^v(t_q, \mathbf{R}_*^{(\cdot)})$  обчислюються для послідовності вхідних тестових сигналів  $X^v(t_q)$ ,  $q = \overline{1, n_q^v}$ .

Міра розв'язуваності дискретизованого рівняння діагностики у даному випадку оцінюється виразом

$$\lambda_{\min}(\{X^v(t_q)\}, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}) = m^{(\cdot)} - \max_{\mathbf{R}^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}} \text{rank } M(\{X^v(t_q)\}, \mathbf{R}_*^{(\cdot)}), \quad (2.36)$$

при цьому говорять, що дискретизоване рівняння діагностики буде  $q$ -кроково локально розв'язуваним тоді і тільки тоді, коли загальний

ранг тестової матриці  $\text{rank } M\left(\left\{X_q^v(t_q)\right\}, R_*^{(\cdot)}\right) = m^{(\cdot)}$ , тобто коли  $n^v = m^{(\cdot)}$ .

З вище викладеного неважко побачити подібність виразів (2.31), (2.33) і (2.36), які відрізняються тільки областю визначення тестових сигналів. Тому, узагальнюючи проведені дослідження, для будь-яких фрагментів просторової декомпозиції ОД міра розв'язуваності рівнянь діагностики будь-якого з горизонтальних перетинів  $v \in \overline{1, E-1}$  щодо координат простору параметрів їх опису буде визначатися виразом

$$\lambda_{\min}\left(X^v(\theta), R_*^{(\cdot)}\right) = m^{(\cdot)} - \max_{R^{(\cdot)} \in \mathfrak{R}^{m^{(\cdot)}}} \text{rank } M\left(X^v(\theta), R_*^{(\cdot)}\right),$$

де під час аналізу на постійному струмі  $X^v(\theta) = \{X_i^v\}$ ,  $i = \overline{1, n_i^v}$ , а під час аналізу у часовій області  $X^v(\theta) = \{X^v(t_q)\}$ ,  $q = \overline{1, n_q^v}$ .

В усіх випадках рівняння діагностики горизонтальних перетинів, що описуються у просторі параметрів термінальних фрагментів на власному рівні дослідження, завжди буде розв'язуваним щодо цих параметрів. Тобто можна буде знайти таку потужність множини тестових сигналів  $\theta_*^v \in \Theta^v$ , для якої значення рангу перевірконої матриці  $\rho_*(X^v(\theta_*^v), R_*^v) = m^v$ , що забезпечує нульове значення міри  $\lambda_{\min}(X^v(\theta_*^v), R_*^v) = 0$ . У той же час, для рівнянь діагностики горизонтальних перетинів, які описуються у просторі параметрів термінальних фрагментів більш детальних рівнів декомпозиції  $\mu > v$ , значення рангу відповідних перевірочних матриць буде таким самим, що і у попередньому випадку, тобто

$$\rho_*(X^v(\theta_*^v), R_*^\mu) = \rho_*(X^v(\theta_*^v), R_*^v).$$

При цьому, значення міри розв'язуваності такої системи рівнянь відповідає умові  $\lambda_{\min}(X^v(\theta), R_*^\mu) \geq 0$ , ( $\mu > v$ ) і існує  $\lambda_{\min}(X^v(\theta), R_*^\mu)$  – мірне різноманіття еквівалентних по спостереженню параметричних точок.

Для нелінійних фрагментів просторової декомпозиції, як і для лінійних, зберігається така ж властивість незалежності міри розв'язуваності рівнянь. Отже, на етапі моделювання ОД її можна застосовувати як критерій для визначення оптимального простору параметрів діагностування.

## 2.4. Оптимізація простору параметрів діагностування

Результати аналізу попереднього підрозділу дають підставу для визначення математичної моделі задачі оптимізації простору параметрів діагностування. Загальна концепція, при цьому буде така. Нехай апріорі об'єкти характеризуються простором параметрів апріорної множини фрагментів просторової декомпозиції у вигляді вектору  $\mathbf{R} = \{\mathbf{R}^\nu = \{\mathbf{R}_j^\nu\}\}$ , де верхні індекси  $\nu = \overline{1, E}$  при зазначених підвекторах відносять дані підмножини параметрів діагностування відповідним горизонтальним перетинам просторової моделі ОД. Їх значення позначають відповідно функціональний  $\nu = 1$ , фрагментарні  $\nu = \overline{2, E-1}$  і елементарний  $\nu = E$  рівні декомпозиції. Вертикальні перетини просторової моделі позначені нижніми індексами  $j = \overline{1, m^\nu}$ , де  $m^\nu$  – визначає потужність множин термінальних фрагментів (елементів) на відповідних рівнях декомпозиції.

У результаті проведення контрольно–вимірювальних операцій над фрагментами просторової декомпозиції апріорної множини маємо вектор даних  $\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}^\nu = \{\mathbf{Y}_j^\nu\}\}$ , що отримується як результат вимірювань реакцій фрагментів на тестові сигнали  $\mathbf{X} = \{\mathbf{X}^\nu = \{\mathbf{X}_j^\nu\}\}$ . Тут, для спрощення подальших викладок, і не порушуючи загальності, вважається, що кожен із фрагментів має по одному входові і виходові. У результаті маємо апріорну математичну модель просторової декомпозиції ОД як рівняння

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{R}), \quad (2.37)$$

де  $\mathbf{R}$  – вектор залежних змінних;  $\mathbf{X}$  і  $\mathbf{Y}$  – вектори незалежних змінних.

Розв'язати задачу діагностики – означає розв'язати в загальному випадку нелінійне матричне рівняння (2.37) і за результатами розв'язку визначити координати простору параметрів діагностування, значення яких вийшли за межі допусків. Оскільки кожний елементарний компонент відповідно числу горизонтальних перетинів математичної моделі просторової декомпозиції ОД має багатократний опис, (2.37) в загальному випадку є надлишковою системою. З точки зору

системного підходу система рівнянь (2.37) описує діагностичне різноманіття, на якому здійснюється оптимальний синтез діагностичної моделі об'єктів, що полягає у формуванні оптимального простору параметрів діагностування. Отже, з системи рівнянь (2.37) треба отримати таку систему незалежних рівнянь

$$Y_* = F(X_*, R_*), (R_* \subset R; Y_* \subset Y; X_* \subset X), \quad (2.38)$$

за результатами розв'язку якої можна забезпечити максимально можливу вірогідність і локалізувати дефекти на рівні елементарних компонент.

Перша умова встановлює обмеження на якісний склад простору параметрів діагностування. Щоб задовольнити це обмеження, необхідно під час формування шуканої системи рівнянь віддавати перевагу тим, що описуються більш узагальненими параметрами. При цьому умова поелементної локалізації дефектів накладає з одного боку обмеження на кількісний склад системи і полягає у тому, щоб кількість координат вектора  $R_* = \{R_q\}$ , ( $q = \overline{1, m_*}$ ) була не менше кількості координат вектора параметрів елементарних компонент  $R^E = \{R_j^E\}$ , ( $j = \overline{1, m^E}$ ), а з іншого боку – накладає обмеження на якісний склад простору параметрів діагностування. Це означає, що шуканий вектор повинен складатися з такого набору параметрів діагностування, для якого можна скласти, наприклад, у матричній формі деяку систему рівнянь  $R_* = AR^E$ , де  $A$  – матриця коефіцієнтів, що буде розв'язувана щодо параметрів елементарних компонент, тобто

$$R^E = (A^t A)^{-1} A^t R_*. \quad (2.39)$$

Сукупність систем (2.38) і (2.39) саме і буде визначати діагностичну модель ОД, яка буде відповідати вимогам оптимальності з точки зору забезпечення високої вірогідності прийняття рішень і глибини локалізації дефектів на рівні елементарних компонент. При цьому діагностика буде полягати у тому, що на першому етапі виявляється працездатність ОД за критерієм належності вектору  $Y^*$  області його допустимих значень. Якщо ж ця умова не виконується, то здійснюється локалізація дефектів шляхом розв'язування систем рівнянь (2.38) і (2.39) і визначення елементарних компонент, значення параметрів

яких вийшли за межі допусків. Математично це можна описати як пошук мінімальної потужності координат простору параметрів діагностування в умовах вищевказаних обмежень.

З вищевикладеного очевидно, що одним з головних аспектів задачі діагностики є розв'язуваність відповідних рівнянь. При цьому в основі прийняття рішень під час формування оптимального простору параметрів діагностування доцільно застосовувати її міру. При цьому будемо виходити з таких міркувань. Для будь-якого неелементарного горизонтального перетину просторової моделі ОД ( $\mu = \overline{1, E-1}$ ) система рівнянь може описуватися у просторах параметрів  $\mathbf{R}^\mu$  і  $\mathbf{R}^\eta$ , де  $\eta = \overline{2, E}$ ,  $\eta > \mu$ . Узагальнюючи результати попередніх досліджень міру розв'язуваності будемо оцінювати за формулою [50, 52, 173]

$$\lambda^\mu(\mathbf{X}^\mu, \mathbf{R}^{(\cdot)}) = \sum_{j=1}^{m^{(\cdot)}} (n_j^{(\cdot)} - \text{rank } M[\mathbf{X}_j^\mu, \mathbf{R}_j^{(\cdot)}]) \equiv n^{(\cdot)} - \text{rank } M[\mathbf{X}^\mu, \mathbf{R}^{(\cdot)}],$$

де  $(\cdot) = \mu, \eta$  – індекси, що визначають простори параметрів відповідних горизонтальних перетинів;  $M[\mathbf{X}_j^\mu, \mathbf{R}_j^{(\cdot)}]$  – тестові матриці, що формуються на основі матриць часткових похідних досліджуваних рівнянь у деякій зоні визначення параметрів тестових сигналів  $\mathbf{X}_j^\mu$ ;  $n^{(\cdot)}$  і  $n_j^{(\cdot)}$  – відповідно загальна кількість параметрів і кількість параметрів  $j$ -х фрагментів декомпозиції горизонтальних перетинів  $(\cdot)$  математичної моделі просторової декомпозиції.

Для рівнянь діагностики у просторі параметрів  $\mathbf{R}^\mu$  завжди можна вибрати такий набір тестових сигналів, що відповідні рівняння будуть мати єдиний розв'язок, при цьому  $\lambda^\mu(\mathbf{X}^\mu, \mathbf{R}^\mu) = 0$ . Для рівнянь діагностики у просторі параметрів  $\mathbf{R}^\eta$ , на тому ж наборі тестових сигналів, значення рангу матриці  $M[\mathbf{X}^\mu, \mathbf{R}^\eta]$  не зміниться. При цьому, оскільки зазвичай  $n^\eta \geq n^\mu$ , рівняння діагностики у просторі параметрів  $\mathbf{R}^\eta$  у загальному випадку не буде мати єдиного розв'язку і  $\lambda^\mu(\mathbf{X}^\mu, \mathbf{R}^\eta) \neq 0$ .

Виходячи з вищеописаного, для задачі оптимізації у цілому можна дійти висновку, що для того, щоб забезпечити високу вірогідність контролю, шукана система рівнянь повинна містити всі рівняння у

просторі параметрів  $\mathbf{R}^\mu$ . А для того, щоб забезпечити максимальну глибину локалізації дефектів, система рівнянь повинна бути доповнена рівняннями у просторі параметрів  $\mathbf{R}^\eta$ , кількість яких буде визначатися значенням міри  $\lambda^\mu(\mathbf{R}^\mu, \mathbf{R}^\eta)$ . Беручи це до уваги, можна запропонувати таку процедуру формування оптимального простору параметрів діагностування.

Починаючи з рівня  $\mu = E - 1$ , для кожного з горизонтальних перетинів математичної моделі декомпозиції  $\mu = \overline{1, E - 1}$  послідовно формуються рівняння діагностики у просторі параметрів  $\mathbf{R}^{\mu+1}$ . Для отриманих рівнянь визначається їх міра розв'язуваності і знаходиться її мінімальне значення у зоні визначення параметрів тестових сигналів на рівні опису  $\mu$

$$\lambda_*^\mu(\mathbf{R}_*^\mu, \mathbf{R}^{\mu+1}) = n^{\mu+1} - \max_{\mathbf{R}_*^\mu \in \mathbf{R}^\mu} \text{rank } M[\mathbf{R}_*^\mu, \mathbf{R}^{\mu+1}].$$

Значення отриманих таким чином мір будуть визначати у просторі параметрів відповідних горизонтальних перетинів  $\mu + 1$  потужності підмножин параметрів діагностування на даних рівнях

$$\mathbf{R}_*^{\mu+1} = \{ \mathbf{R}_{*p}^{\mu+1} \}, (p = \overline{1, \lambda_*^\mu(\mathbf{R}_*^\mu, \mathbf{R}^{\mu+1})}).$$

За результатами такого послідовного аналізу шуканий оптимальний простір параметрів діагностування буде складатися із сукупності підмножин параметрів усіх горизонтальних перетинів просторової моделі

$$\mathbf{R}_* = \{ \mathbf{R}_*^1, \mathbf{R}_*^2, \dots, \mathbf{R}_*^E \},$$

де потужності підмножин параметрів діагностування горизонтальних перетинів  $\mu = \overline{2, E}$  визначаються за вищенаведеним виразом, а потужність множини параметрів на функціональному рівні визначиться максимальним значенням рангу тестової матриці горизонтального перетину  $\mu = 2$

$$\mathbf{R}_*^1 = \{ \mathbf{R}_{*k}^1 \}, (k = \overline{1, \max_{\mathbf{R}_*^1 \in \mathbf{R}^1} \text{rank } M[\mathbf{R}_*^1, \mathbf{R}^2]}).$$

Підсумовуючи вищесказане, для об'єктів у цілому можна сформулювати цільову функцію задачі оптимального вибору простору параметрів діагностування в умовах обмежень, які зумовлені вимогами забезпечення максимально доступної вірогідності контролю і глибини локалізації дефектів на рівні елементарних компонент. Така функція буде визначатися виразом

$$\lambda_*(\mathbf{X}, \mathbf{R}) = n - \max_{\mathbf{X}_* \in \mathbf{X}} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}, \mathbf{R}], \quad (2.40)$$

де 
$$n = \sum_{\mu=1}^{E-1} \sum_{j=1}^{m^\nu} \left( \max_{\mathbf{X}_*^{\mu} \in \mathbf{X}^{\mu}} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}_*^{\mu}, \mathbf{R}_j^{\mu}] + n_j^{\mu} \right) - n^E ;$$

$$\text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}, \mathbf{R}] = \sum_{\mu=1}^{E-1} \sum_{j=1}^{m^\nu} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}_j^{\mu}, \mathbf{R}_j^{\mu+1}].$$

Запропонований підхід формалізує задачу вибору оптимального простору параметрів діагностування. При цьому, в процесі визначення цього простору параметрів для відповідних фрагментів просторової декомпозиції ОД визначається також і оптимальний склад множини тестових сигналів і відповідних реакцій на них, тобто формалізується також і формування системи рівнянь діагностики (2.38).

Процес діагностування, за таким підходом, здійснюється у два етапи. На першому з них за результатами контрольнo-вимірювальних операцій формується рівняння діагностики (2.38). Отримана система розв'язується і перевіряються на допуск координати вектора її розв'язку  $\mathbf{R}_*$ . За результатами перевірки приймається рішення про технічний стан ОД. Якщо об'єкт визнається як несправний, то на другому етапі здійснюється локалізація місця виникнення дефектів, яка полягає у розв'язуванні системи рівнянь  $\mathbf{R}_* = \mathbf{A}\mathbf{R}^E$  з наступною перевіркою на допуск координат вектора  $\mathbf{R}^E$ . При цьому несправними визнаються компоненти, значення параметрів яких виходять за межі допусків.

## 2.5. Забезпечення інваріантності досліджень фрагментів просторової декомпозиції об'єктів діагностування

Побудова математичної моделі просторової декомпозиції, що бу-

ла описана у підрозділі 2.1, полягала у методологічному забезпеченні інваріантності досліджень фрагментів декомпозиції. Очевидно, що при цьому слід розглядати два випадки, тобто коли фрагменти декомпозиції є елементарними (кожен елементарний компонент розглядається окремо, чому відповідає методологія поелементного діагностування) або складними, які у загальному випадку можуть містити і активні елементи, при цьому дослідження фрагментів засноване на методології пофрагментного діагностування. Розглянемо докладніше обидва з цих випадків.

З точки зору методології поелементного діагностування об'єкти, як складні багатополюсні кола, є замкненими структурами взаємозв'язаних елементарних компонент. Такі структури можуть бути охарактеризовані множиною полюсів (провідників)  $L = \{l_i\}$ , ( $i = \overline{1, n}$ ) і множиною гілок  $W(\mathbf{R}) = \{W_x(\mathbf{R}_{ij})\}$ , ( $x = \overline{1, m}$ ), що зв'язують ці полюси, і які описуються відповідними функціями  $W_x(\mathbf{R}_{ij})$ , ( $i \neq j$ ,  $1 \leq i, j \leq n$ ). Усі гілки, при цьому, розглядаються як двополюсні кола, при цьому, багатополюсні елементи описуються як деякі набори характеристичних двополюсників [55].

Існує теорема [177, 178], за якою для двополюсників, що зв'язують доступні полюси  $l_i \in L$  і  $l_j \in L$ , ( $i \neq j$ ,  $1 \leq i, j \leq n$ ) можна здійснити інваріантні перетворення параметрів тоді і тільки тоді, коли кожний шлях від вузла  $l_i$  до вузла  $l_j$ , виключаючи шлях через двополюсник  $W_x(\mathbf{R}_{ij})$  містить щонайменше один доступний полюс. Очевидно, що для того, щоб забезпечити інваріантні перетворення параметрів усіх елементів множини  $W(\mathbf{R})$ , треба забезпечити доступ до всієї множини полюсів  $L = \{l_i\}$ , ( $i = \overline{1, n}$ ), що є необхідною умовою для реалізації поелементних методів діагностування. Якщо ця умова виконується, то поелементна декомпозиція полягає у тому, що спочатку для кожного елемента множини  $W(\mathbf{R})$  здійснюється реконфігурація структури ОД до найпростішого замкненого кола. Таким колом очевидно є коло типу трикутник і його доцільно вибрати як одиничний компонент реконфігураційної моделі декомпозиції. Щоб отримати таке коло визначають множину  $n_p$  шляхів з полюса  $l_i$  до полюса  $l_j$ , які утворюють з гілкою  $W_x(\mathbf{R}_{ij})$  контури. Затим для кожного шляху вибирають по одному полюсу  $l_p^{ij}$ , ( $p = \overline{1, n_p}$ ), утворюючи підмно-



жину точок  $l_{\Sigma}^{ij} = \{l_p^{ij}\}_{k3}$ , що фізично об'єднуються в один полюс. У результаті отримаємо компоненту реконфігураційної декомпозиції у вигляді кола типу трикутник, що описується виразом

$$W_x^{\Delta}(\mathbf{R}_{ij}) = \{W_x(\mathbf{R}_{ij}), W_i^{\Sigma}(\mathbf{R}_{i\Sigma}), W_j^{\Sigma}(\mathbf{R}_{j\Sigma})\},$$

де  $W_i^{\Sigma}(\mathbf{R}_{i\Sigma})$  і  $W_j^{\Sigma}(\mathbf{R}_{j\Sigma})$  – передатні функції двох шунтувальних гілок, що утворюються як композиція решти елементів ОД у результаті об'єднання підмножини полюсів  $l_{\Sigma}^{ij} = \{l_p^{ij}\}_{k3}$ , і які примикають відповідно до полюсів  $l_i$  і  $l_j$ , ( $i, j = \overline{1, n}$ ,  $i \neq j$ ,  $p = \overline{1, n_p}$ ,  $n_p \in n$ ,  $i, j \notin n_p$ ). При цьому, коли досліджувані двополюсники  $W_x^{\Delta}(\mathbf{R}_{ij})$  мають загальний полюс з деяким багатополюсним елементом, то об'єднанню у полюс  $l_{\Sigma}^{ij}$  підлягають усі інші їх полюси, оскільки через їх внутрішню структуру можуть утворюватися контури [136]. У цілому математична модель ОД буде визначатися як множина  $m$  незалежних кіл типу трикутник, що описується вектором

$$W_{\Delta}(\mathbf{R}) = [W_x^{\Delta}(\mathbf{R}_{ij})]^T, (x = \overline{1, m}).$$

Здійснюючи таку реконфігурацію можна визначити параметри всіх двополюсників  $W_x(\mathbf{R}_{ij})$ , ( $x = \overline{1, m}$ ), розв'язуючи рівняння, які формуються у результаті вимірювальних операцій над кожним двополюсником досліджуваного кола типу трикутник. Такі рівняння можуть бути отримані, наприклад, на основі вимірювань вхідних опорів або провідностей, або на основі вимірювання струмів і потенціалів у різних режимах на полюсах досліджуваного кола типу трикутник [179, 180].

Так, наприклад, здійснюючи вимірювання параметрів комплексного опору  $Z_{i\Sigma}^{j\Sigma k3}$  між полюсами  $l_i$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$  при замкнених полюсах  $l_j$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$ , опору  $Z_{j\Sigma}^{i\Sigma k3}$  між полюсами  $l_j$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$  при замкнених полюсах  $l_i$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$ , а також параметрів досліджуваного двополюсника  $Z_x^{\Sigma хол}$  у режимі холостого ходу полюса  $l_{\Sigma}^{ij}$ , будемо мати систему трьох рівнянь з трьома невідомими, розв'язуючи можна визначити опір досліджуваного двополюсника за виразом

$$\mathbf{Z}_x = \mathbf{Z}_{i\Sigma}^{j\Sigma \kappa 3} \mathbf{Z}_{j\Sigma}^{i\Sigma \kappa 3} \mathbf{Z}_x^{\Sigma \text{хол}} / (\mathbf{Z}_{i\Sigma}^{j\Sigma \kappa 3} - \mathbf{Z}_{j\Sigma}^{i\Sigma \kappa 3}).$$

Розмірність системи рівнянь можна зменшити, якщо для досліджуваного кола типу трикутник застосовувати метод виключення з розгляду одну із шунтувальних гілок. Так, наприклад, здійснюючи вимірювання комплексного опору між полюсами  $l_j$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$  при замкнених полюсах  $l_i$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$  і вимірювання потенціалу полюса  $l_j$ , який формується під дією тестового сигналу  $V_o^i$  між полюсами  $l_i$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$ . У результаті отримаємо систему рівнянь

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{j\Sigma}^{i\Sigma \kappa 3} &= \mathbf{Z}_{j\Sigma} \mathbf{Z}_x / (\mathbf{Z}_{j\Sigma} + \mathbf{Z}_x); \\ U_{i\Sigma} &= V_o^i \mathbf{Z}_{j\Sigma} / (\mathbf{Z}_{j\Sigma} + \mathbf{Z}_x), \end{aligned}$$

з якої видно, що поділивши перше рівняння на друге, параметри досліджуваного двополюсника можуть бути визначені за виразом  $\mathbf{Z}_x = \mathbf{Z}_{j\Sigma}^{i\Sigma \kappa 3} V_o^i / U_{j\Sigma}$ .

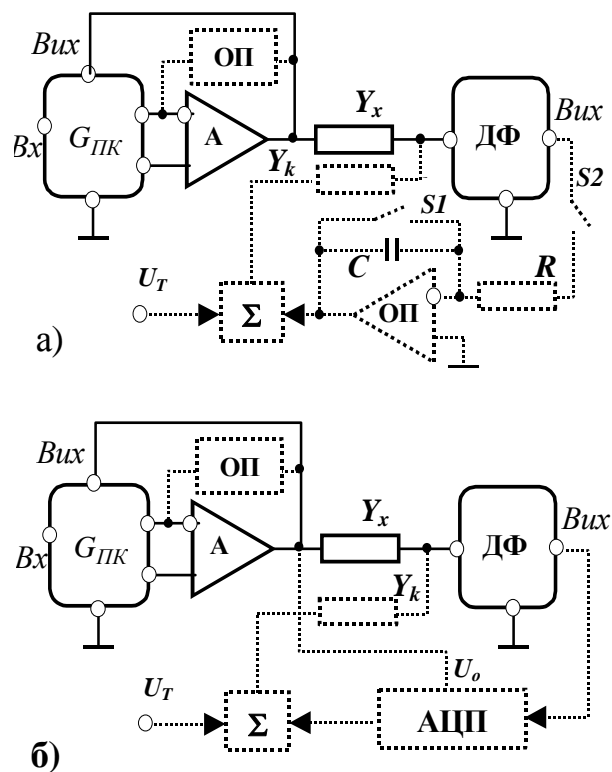
Параметри елементів кола типу трикутник можна отримати також шляхом порівняння значень параметрів досліджуваного кола з відповідними значеннями параметрів її моделі [158]. Для цього застосовують схеми багатомірних перетворень, проте такий підхід, як правило, потребує складних алгоритмів врівноваження, що суттєво ускладнює їх реалізацію.

Одними з найефективніших методів визначення параметрів елементів у замкнених колах є методи, що засновані на штучному розчленуванні замкнених кіл. Для цього досліджуване коло підключають у деяку електричну схему, що створює такий електричний режим, для якого різниця потенціалів на полюсах гілки  $\mathbf{W}_x(\mathbf{R}_{ij})$  або струм в ній залежать тільки від параметрів елементів, що складають досліджуваний двополюсник. Так, наприклад, якщо на полюсах  $l_i$  і  $l_{\Sigma}^{ij}$  даного кола створити рівність потенціалів, то через гілку  $\mathbf{W}_i^{\Sigma}(\mathbf{R}_{i\Sigma})$  буде протікати нульовий струм, що еквівалентно у ній режиму електричному розриву, чим і досягається електричне розчленування замкненого кола. Такі методи були застосовані для вимірювання опору кіл заземлення опор ліній електропередач [181], опору гілок електроінтегратора [182], для контролю електронних схем [54–68], вимірювання параметрів біологічних тканин у задачах меди-

чної діагностики [183, 184]. При цьому, як це вже відзначалось у першому розділі, незважаючи на численну бібліографію, що присвячена таким методам, розв’язання задач побудови і підвищення метрологічних характеристик відповідних вимірювальних підсистем ще далеке від досконалості. Тому саме цим питанням і присвячені розділи 4–6 даної роботи.

Для задач пофрагментного діагностування у роботах [138–140] автором запропоновано аналогічний підхід для задачі розчленування взаємозв’язаних складних активних фрагментів просторової декомпозиції. При цьому розглядається кілька підходів. Один з них, що є найпростішим, полягає у подачі на виходи фрагментів, зв’язаних з досліджуванним, зовнішніх і так званих “сильних” сигналів, тут має-ся на увазі, що джерела зовнішніх сигналів містять потужні вихідні каскади. Передумовою такого підходу є те, що вихідні каскади сучасних інтегральних схем, зокрема, аналогових у своїй більшості оснащені схемними засобами захисту по струму. Однак, не на всіх підприємствах погоджуються з таким підходом, наприклад, на виробництвах, де висуваються високі вимоги до надійності продукції, що виробляється.

В основі інших підходів лежать методи компенсації і методи адитивного коригування впливу на досліджувані фрагменти вихідних сигналів зв’язаних з ними інших фрагментів ОД. Суть і реалізація вищевказаних методів ілюструється на рис. 2.4, де наведено ряд структур.



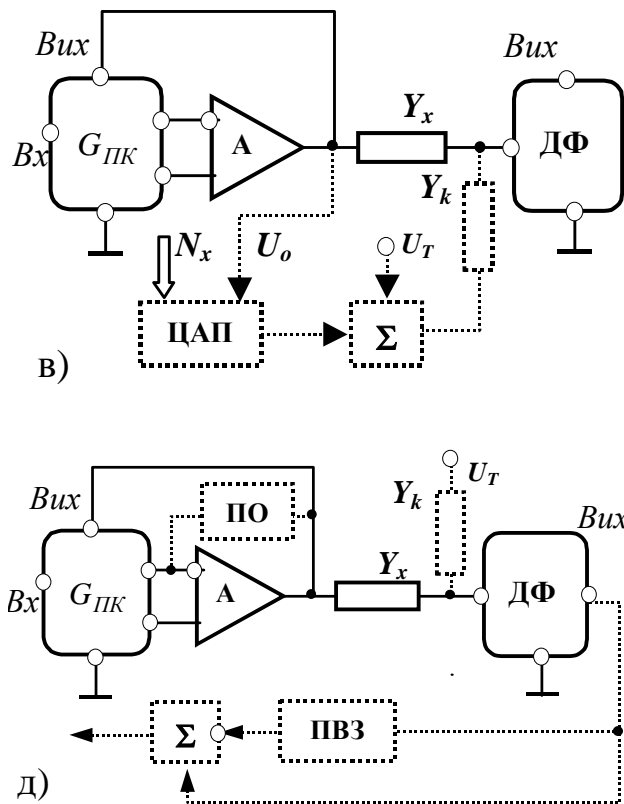


Рис. 2.4. Методи розчленування фрагментів декомпозиції ОД

Тут ОД складається з досліджуваного фрагмента декомпозиції (ФД), підключеного через один із своїх елементів  $Y_x$  з іншим фрагментом, що розглядається як узагальнений перетворювач, утворений активним елементом  $A$ , прямі і зворотні зв'язки якого описуються елементами кола довільної конфігурації  $G_{ПК}$ . При цьому штриховими лініями позначені необхідні для реалізації методів технічні засоби з відповідними зв'язками.

Так, наприклад, на рис. 2.4, а наведена структура, що реалізує методи компенсації, причому з установкою так званих “початкових умов”, що полягають, по-перше, у розірванні зворотних зв'язків елемента  $A$ . Цього можна досягти, наприклад, об'єднанням їх входів, що виводить їх з лінійного режиму, з обмеженням, для забезпечення неруйнівного характеру процесів досліджень, рівня вихідної напруги. Відповідні обмежуючі пристрої (ОП), при цьому, можуть бути реалізовані, наприклад, як послідовне з'єднання двох пар зустрічно-

паралельних діодів з деяким резистором, підключеним між точкою послідовного з'єднання і шиною нульового рівня. По-друге, для нульового значення тестового сигналу  $U_T$  під час зміни положення перемикачів (у вихідному стані  $S_1$  замкнений, а  $S_2$  – розімкнений) досліджуваний фрагмент охоплюється від'ємним зворотним зв'язком через послідовно з'єднані інтегратор, утворений ОП з елементами  $R$  і  $C$  у колах прямого і елемент компенсації  $Y_k$ . Через деякий час, що визначається постійною інтегрування, на виході досліджуваного фрагмента встановлюється нульове значення напруги. На цьому закінчується етап встановлення початкових умов, що фіксується розмиканням перемикача  $S_2$ , переводячи інтегратор у режим зберігання.

На другому етапі подаються необхідні тестові сигнали для проведення діагностичних експериментів над досліджуваними фрагментами, забезпечуючи, при цьому, інваріантність досліджень.

У структурі на рис. 2.4, б компенсаційні процеси розчленування фрагментів практично аналогічні вищеописаному, функції інтегратора виконує аналого–цифровий перетворювач (АЦП), при цьому, функцію компаратора (по струму) перетворень виконує сам досліджуваний фрагмент. При цьому, слід відзначити, що додатковою перевагою обох вищеописаних методів є те, що остаточні вихідні сигнали як інтегратора, так і АЦП пропорційні значенням параметрів елемента  $Y_x$ , що дає можливість одночасного здійснення як по елементних, так і пофрагментних перевірок. А це, у свою чергу може суттєво підвищити швидкодію процесів діагностування у цілому.

У структурі на рис. 2.4, в реалізується компенсація впливу реальних значень вихідних сигналів попередніх фрагментів, що забезпечується формуванням у каналі компенсації, утвореним послідовно з'єднаними цифро–аналоговим перетворювачем (ЦАП) і елементом  $Y_k$ , протилежного за знаком струму, значення якого визначається кодом  $N_x$ , що відповідає результатам вимірювальних перетворень параметрів елемента  $Y_x$ , отриманим під час поелементних перевірок.

Реалізація адитивних методів розчленування реалізуються структурою на рис. 2.3, д. Тут також спочатку встановлюються вищеописані початкові умови. При цьому, результат впливу вихідних напруг попередніх фрагментів декомпозиції запам'ятовується деяким пристроєм вибірки і зберігання (ПВЗ). Під час же діагностичних експериментів над досліджуваними фрагментами отримані таким чином значення віднімаються від остаточних результатів перетворень.

## 2.6. Організація систем комбінованого діагностування з моделюванням функціональних перевірок

Описана вище процедура діагностування відповідає традиційним стратегіям комбінованого діагностування, де загальні перевірки передують перевіркам детальніших рівнів декомпозиції. Тобто аналізуються результати загальних і пофрагментних перевірок. Недоліками такої стратегії є необхідність усієї сукупності технічних засобів для визначення апостеріорної інформації на всіх рівнях опису об'єктів. При цьому, оскільки структурні і пофрагментні перевірки потребують наборів технічних засобів, що самі по собі характеризуються високою вартістю, значно підвищується вартість систем діагностування в цілому. Крім того, надзвичайно широке різноманіття функцій сучасних виробів РЕА призводить до відсутності універсальності діагностичних експериментів. Задача ускладнюється також і внаслідок того, що методи інваріантної декомпозиції складних фрагментів на сьогодні ще не достатньо розвинені і теж не є універсальними. Суттєвим недоліком є і те, що за даними стратегіями під час підключення до об'єктів джерел живлення внаслідок наявності первинних дефектів можуть виникати і вторинні дефекти. Поелементні ж методи не призводять до виникнення вторинних дефектів, а технічні засоби, що реалізують вимірювальні операції характеризуються простотою реалізації, невисокою вартістю і універсальністю.

Виходячи з вищеописаного, пропонується стратегія комбінованого діагностування, де контрольна–вимірювальна інформація отримується тільки поелементними методами, при цьому одразу забезпечується поелементна локалізація дефектів. А якщо є такі елементарні компоненти, які підозрюються як дефектні, то остаточне рішення про технічний стан об'єктів приймається за результатами контролю на допуск узагальнених показників якості, значення яких можна визначити розв'язуючи обернену щодо попередньої стратегії задачу [50, 52]. Такий процес прийняття рішень можна інтерпретувати як моделювання функціональних перевірок фрагментів просторової декомпозиції і об'єкту в цілому, що і стало в основі назви запропонованого підходу. Дана стратегія в загальному випадку є новим різновидом тандемної стратегії комбінованого діагностування, причому побудову відповідних систем можна розглядати як оптимальний синтез систем діагностування за критерієм мінімальної вартості.

Розглянемо основні принципи організації таких систем. Як і ра-

ніше, будемо виходити з апіорної математичної моделі просторової декомпозиції об'єктів у вигляді рівняння  $Y = F(X, R)$ , де  $R = \{R^v = \{R_j^v\}\}$  – апіорний простір параметрів діагностування;  $X = \{X^v = \{X_j^v\}\}$  і  $Y = \{Y^v = \{Y_j^v\}\}$  – відповідно апіорні вектори вхідних і вихідних сигналів, ( $v = \overline{1, E}$ ,  $j = \overline{1, m^v}$ ).

Технічний стан об'єктів характеризується показниками якості, якими для кожного з горизонтальних перетинів просторової моделі можуть бути вибрані відповідні сукупності вихідних сигналів фрагментів, які в загальному випадку вичерпно описуються залежностями, що ставлять у відповідність їх номінальні значення  $Y_N^\mu = (Y_{N_j}^\mu)$ , ( $j = \overline{1, m^\mu}$ ) з номінальними значеннями параметрів  $R_N^\eta = (R_{N_k}^\eta)$ , ( $k = \overline{1, m^\eta}$ ) [155]

$$Y_N^\mu = F(R_N^\eta, X), (1 \leq \mu < E, \mu \leq \eta \leq E). \quad (2.41)$$

У процесі виробництва РЕА неминуче з'являються і накопичуються похибки, які обумовлюються різними чинниками, характерними даному виробництву. (2.41), що можна записати системою рівнянь

$$Y^\mu = F(R^\eta, X^\mu), \quad (2.42)$$

де  $Y^\mu = \{Y_{N_j}^\mu + \delta Y_{N_j}^\mu\}$ , ( $j = \overline{1, m^\mu}$ );  $R^\eta = \{R_{N_k}^\eta + \delta R_{N_k}^\eta\}$ , ( $k = \overline{1, m^\eta}$ ).

Похибки показників якості зумовлюють втрату якості функціонування РЕА. Для забезпечення якісного функціонування об'єктів відхилення від номінальних значень допустимі тільки у межах області гранично допустимих значень, які визначаються у технічних завданнях на об'єкт і на їх складові частини, а також в інших конструкторських документах. Такою областю для кожного з горизонтальних перетинів просторової моделі є простори з координатами, які співпадають з координатами відповідних векторів показників якості. При цьому за результатами контрольно-діагностичних операцій під час діагностування для кожного з горизонтальних перетинів об'єкт визнається працездатним, якщо його технічний стан визначається точкою, що знаходиться у середині простору

$$\mathbf{O}(\mathbf{Y}^v) = \bigcap_{i=1}^{m^v} \mathbf{O}_j^v(\mathbf{Y}_j^v); \quad \mathbf{O}_j^v(\mathbf{Y}_j^v) = \{\mathbf{Y}_j^v : \mathbf{Y}_{j\mu}^v \leq \mathbf{Y}_j^v \leq \mathbf{Y}_{j\epsilon}^v\}, \quad (2.43)$$

де  $\mathbf{Y}_{j\mu}^v$  і  $\mathbf{Y}_{j\epsilon}^v$  – відповідно нижнє і верхнє допустиме значення  $j$ -го показника якості на рівні опису  $v$ . При цьому з підвищенням узагальненості показників якості, відповідні області (2.43) усе точніше наближаються до реальної і у граничному випадку область  $\mathbf{O}(\mathbf{Y}^1)$  можна вважати фактичною областю працездатності [50, 52]. Показники якості  $\mathbf{Y}^\mu = \{\mathbf{Y}_j^\mu\}$ , ( $j = \overline{1, m^\mu}$ ) у просторі параметрів  $\mathbf{R}^\eta = \{\mathbf{R}_k^\eta\}$ , ( $k = \overline{1, m^\eta}$ ,  $\mu \leq \eta$ ) утворюють області допустимих значень, рівняння границь для яких отримуються під час трансформації (2.43) з простору показників якості  $\mathbf{Y}^\mu$  у простір параметрів  $\mathbf{R}^\eta$  внаслідок наявності описуючих функцій (2.42):

$$\mathbf{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) = \bigcap_j \mathbf{O}_j^\mu(\mathbf{R}_k^\eta); \quad \mu \leq \eta; \quad \mathbf{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) = \{\mathbf{R}^\eta : \mathbf{F}(\mathbf{R}^\eta, \mathbf{X}^\mu) \in \mathbf{O}(\mathbf{Y}^\mu)\}. \quad (2.44)$$

Під час завдання допусків на показники якості у вигляді функцій (2.44) може бути досягнута максимально доступна вірогідність прийняття рішень. Однак на сьогодні основним способом завдання допусків на показники якості є система незалежних допусків на координати простору параметрів діагностування  $\mathbf{R}^\eta = \{\mathbf{R}_k^\eta\}$ , ( $k = \overline{1, m^\eta}$ ) [89]

$$\tilde{\mathbf{O}}^\mu(\mathbf{R}^\eta) = \bigcap_j \tilde{\mathbf{O}}_j^\mu(\mathbf{R}_k^\eta); \quad \mu \leq \eta; \quad \tilde{\mathbf{O}}^\mu(\mathbf{R}^\eta) = \{\mathbf{R}_k^\eta : \mathbf{R}_{k\mu}^\eta \leq \mathbf{R}_k^\eta \leq \mathbf{R}_{k\epsilon}^\eta\}, \quad (2.45)$$

де  $\mathbf{R}_{k\mu}^\eta$  і  $\mathbf{R}_{k\epsilon}^\eta$  – відповідно нижнє і верхнє гранично припустиме значення  $k$ -ої координати простору  $\mathbf{R}^\eta = \{\mathbf{R}_k^\eta\}$ .

У результаті для кожного з горизонтальних перетинів, у загальному випадку, багатомірна задача діагностики розпадається на  $m^\eta$  незалежних одномірних задач допускового контролю. При цьому область допусків (2.45) є апроксимацією області (2.44), де похибки апроксимації [131]

$$\begin{aligned} \Delta_{\Pi} &= \mathbf{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) \setminus [\mathbf{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) \cap \tilde{\mathbf{O}}^\mu(\mathbf{R}^\eta)]; \\ \Delta_H &= \tilde{\mathbf{O}}^\mu(\mathbf{R}^\eta) \setminus [\mathbf{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) \cap \tilde{\mathbf{O}}^\mu(\mathbf{R}^\eta)], \end{aligned}$$



зумовлюють виникнення помилок 1–го і 2–го роду. При цьому очевидно, що похибки апроксимації будуть зростати зі збільшенням значення  $\eta - \mu$ .

Оскільки дана стратегія діагностування заснована на поелементних методах, у результаті вимірювань формується система незалежних рівнянь

$$Y^E = F(X^E, R^E) = D(R^E)X^E, \quad (2.46)$$

де  $D(R^E)$  – діагональна матриця параметрів елементарних компонент ОД, розв'язуючи яку отримують вектор  $R^E = \{R_k^E\}$ , ( $k = \overline{1, m^E}$ ).

Для отриманого вектора, на основі даних, що містяться у переліках елементів схем електричних принципів, встановлюється область допусків  $O(Y^E) = O^E(R^E)$ , яка ставить у відповідність кожній координаті простору  $R^E$  норму у вигляді обмежень

$$O^E(R^E) = \bigcap O(R_k^E); \quad O(R_k^E) = \{R_k^E : (R_{kn}^E \leq R_k^E \leq R_{ks}^E)\}, \quad (2.47)$$

де  $R_{kn}^E$  і  $R_{ks}^E$  – відповідно нижнє і верхнє допустиме значення  $k$ -го елементарного параметра ОД.

При цьому, апроксимація фактичної області працездатності ОД, яку ми визначили як  $O(Y^I)$ , областю незалежних допусків на параметри елементарного рівня опису  $O(Y^E) = \tilde{O}^E(R^E)$  буде здійснюватись з максимальними похибками. На рис. 2.5 ілюструється приклад для деякого фрагмента, який характеризується показником якості, що визначається, наприклад, як відношення значень параметрів елементарних компонент  $h = R_1/R_2$ .

Вважаємо, що на значення узагальненого параметру  $h$  та на значення параметрів елементарних компонент щодо технічної документації на ОД  $R_1$  і  $R_2$  задані обмеження:  $h_n \leq h \leq h_s$ ;  $R_{kn} \leq R_k \leq R_{ks}$ ,  $k = \overline{1, 2}$ .

Відповідно методології поелементного діагностування область працездатності досліджуваного фрагмента  $\tilde{O}^E(R^E)$  буде площиною прямокутника  $abcd$ , координати якого і його сторони визначаються

відповідно значеннями параметрів елементарних компонент і їх допусками. Показник  $h$  можна інтерпретувати як функцію  $h = \operatorname{tg} \theta = R_1/R_2$ . Досліджуваний фрагмент, при цьому, розглядається як однопараметричний, де показником якості є значення кута  $\theta$ , для якого можна визначити відповідну область працездатності

$$O(\theta) = [\theta : (\theta_h < \theta < \theta_e)].$$

Переходячи з простору  $\theta$  у простір  $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$  область  $O(\theta)$  трансформується у площину  $O^E(\mathbf{R}^E)$ , що визначається різницею кутів  $\Delta\theta = |\theta_e - \theta_h|$ .

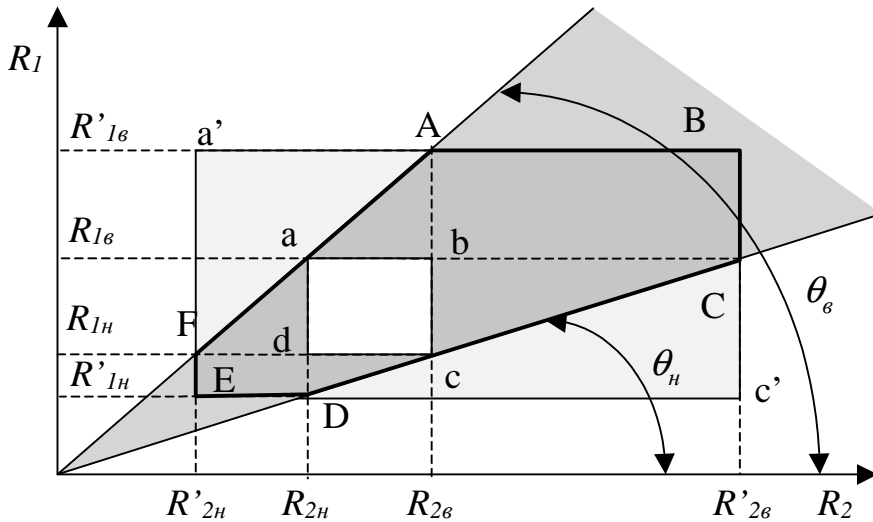


Рис. 2.5. Области працездатності ОД

У загальному випадку області  $\tilde{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  і  $O^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  можуть перетинатися, що відповідає випадку виникнення помилок першого і другого роду. Однак, як показує аналіз процесів виробництва, з тактичних міркувань допуски на координати простору параметрів елементарних компонент  $\mathbf{R}$  завжди вибираються такими, щоб  $\tilde{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta) \subset O^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  і були відсутні похибки невиявлених відмов. Тобто, якщо параметри елементарних компонент знаходяться у межах допусків, то наперед відомо, що об'єкти працездатні. Якщо область працездатності досліджуваного фрагмента  $O^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  наперед задана і відомо, що вона покриває область незалежних допусків  $\tilde{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta)$ , то граничні значення цих областей в загальному випадку можуть не мати спільних точок. Коли ж область  $O^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  не задана, рівняння її границь можна обчис-

лити, при цьому окремі граничні значення  $\tilde{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  і  $O^\mu(\mathbf{R}^\eta)$  будуть дотичними. Области допусків на показники якості, оскільки їх залежність від внутрішніх параметрів відома і відомі також допуски на ці параметри, можна визначити відповідно виразу [25]

$$\Delta Y_j^\mu = \frac{1}{4K_h} \sqrt{\sum_{k=1}^{m^\eta} \left( dY_j^\mu / dR_k^\eta \right) K_k^2 (\Delta R_k^\eta)^2},$$

де  $dY_j^\mu / dR_k^\eta$  – часткова похідна показника  $Y_j^\mu$  при номінальних значеннях внутрішніх параметрів;  $\Delta R_k^E$  – поле розсіювання  $k$ -го параметра;  $K_k$  – коефіцієнт відносного розсіювання  $K = 2\sigma / \Delta R \lambda_k$ ;  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення;  $\lambda_k$  – відносне середньоквадратичне відхилення для еталонного розподілу, яке зазвичай визначається як  $\lambda_k = 1/3$ , що відповідає розподілу Гауса з максимальним відхиленням  $\Delta R = 6\sigma$ .

Наведений вираз справедливий тільки для таких обмежень: параметри  $R_k^\eta$  незалежні, а їх закони розподілу і кількість  $k = \overline{1, m^\eta}$  такі, що  $Y_j^\mu$ , ( $j = \overline{1, n_h}$ ) виявляються розподілені по закону Гауса; відхилення значень параметрів  $Y_j^\mu$  є лінійними функціями значень  $R_k^\eta$ ; коефіцієнти впливу  $dY_j^\mu / dR_k^E$  лишаються постійними у межах поля розсіювання  $\Delta R_k^\eta$ . Реально ж, якщо відомі функціональні залежності  $Y^\mu = F(\mathbf{R}^\eta)$ , то максимальні відхилення показників якості об'єктів можуть бути визначені як

$$Y_j^\mu = \Delta [\ln F(\mathbf{R}^\eta)] = \sum_{k=1}^{m^\eta} R_k^\eta \delta R_k^\eta = \sum_{k=1}^{m^\eta} R_k^\eta \Delta R_k^\eta / R_k^\eta.$$

У загальному випадку, якщо не встановлювати будь-яких припущень, межі допусків на узагальнені показники якості ОД можуть бути отримані у результаті розв'язання задачі математичного програмування, яка полягає у пошуку  $\max \Delta Y^\mu$  для обмежень на допуски параметрів.

На рис. 2.5 ілюструється випадок саме дотичних областей, де підобласті, що визначаються трикутниками  $aAb$  і  $dDc$ , відповідають помилковим відмовам, якщо рішення приймаються за правилами (2.47).

З рисунка також видно, що об'єкт буде працездатним у широкому діапазоні зміни значень координат простору параметрів діагностування  $\mathbf{R}$ , що істотно перевищує вихідні обмеження  $R_{kn} \leq R_k \leq R_{k\bar{e}}$ ,  $k = \overline{1, 2}$ . Так, наприклад, для випадку екстремальних значень одного з параметрів  $R_{(\cdot)n}$  або  $R_{(\cdot)\bar{e}}$  відповідні їм допустимі екстремальні відхилення іншого параметру можуть бути збільшені до значень  $R'_{(\cdot)n}$  або  $R'_{(\cdot)\bar{e}}$ . Виходячи з цього, можна встановити нову область допусків  $a'bc'E$ , для якої за умови

$$\tilde{O}'(\mathbf{R}^E) = \cap \tilde{O}'(R_k^E); \tilde{O}'(R_k^E) = \left\{ R_k^E : \left( R'_{kn} \leq R_k^E \leq R'_{k\bar{e}} \right) \right\},$$

значно зменшуються похибки 1-го роду (помилкові відмови). Однак, при цьому, з'являються похибки 2-го роду (невиявлені відмови), яким відвідають підобласті, котрі визначаються трикутниками  $Fa'A$  і  $Dc'S$ .

Похибки 2-го роду, що з'явилися, можна врахувати якщо встановити додаткові обмеження на узагальнений показник якості  $h_n \leq h \leq h_{\bar{e}}$ , які у просторі елементарних параметрів для даного випадку можна записати, наприклад, лінійними нерівностями типу  $R_{(\cdot)}^E - h_n R_{(\cdot)}^E \geq 0$  і  $R_{(\cdot)}^E - h_{\bar{e}} R_{(\cdot)}^E \leq 0$ , кожне з яких визначатиме допустиму півплощину простору  $\mathbf{R}^E$ . Якщо взяти до уваги, що умови (2.47) є конкретними випадками лінійних обмежень, то область апроксимації  $ABCDEF$ , для загального випадку показників якості  $\mu$ -го горизонтального перетину і параметрів діагностування на рівні  $\eta$  можна описати лінійно-незалежними допусками

$$\tilde{O}'(\mathbf{R}^\eta) = \left\{ R_k^\eta : \left( \sum_{k=1}^{m^\eta} h_{ki}^\eta R_k^E \leq \lambda_i^\eta; i = \overline{1, n_i^\eta} \right) \right\},$$

де  $n_i^\eta$  – кількість нерівностей у системі обмежень;  $h_{ki}^\eta$  і  $\lambda_i^\eta$  – константи.

Аналогічно, для нелінійних об'єктів можна визначити області нелінійно-залижних допусків, які більш точно будуть визначати фактичну область працездатності ОД. При цьому очевидно, що апроксимація області працездатності ОД залежними допусками  $\tilde{O}^{\mu'}(\mathbf{R}^\eta)$  здійснюється з більшою точністю ніж апроксимація незалежними допусками  $\tilde{O}^\mu(\mathbf{R}^\eta)$ .

Зворотна задача визначення допусків на аргументи за відомими допустимими відхиленнями функції  $Y^\mu = F(R^\eta)$  взагалі є невизначеною. Для виключення невизначеності іноді приймають, що для будь-якого  $k = \overline{1, m^\eta}$   $\Delta R_k^\eta = \Delta Y_j^\mu / m^\eta$ . В реальних умовах, оскільки відхилення параметрів елементарних компонент в одну сторону мало ймовірно, значення допусків на них приймають у 1,5 ... 2 рази більше отриманих [25]. Для точнішого визначення нових допусків на значення параметрів компонент, оскільки аналітичні вирази для показників якості відомі і можуть бути описані раціональною дробовою функцією, можна застосовувати метод визначення функцій чутливості [164, 174–176].

Під функцією чутливості показників якості  $Y_j^\mu$  до зміни значень параметра  $R_k^\eta$  розуміють відношення  $(Y_j^\mu / R_k^\eta) / (dY_j^\mu / dR_k^\eta)$  [164]. Якщо для визначення чутливості скористатися оберненим значенням даного виразу, то чутливість можна визначити як

$$dY_j^\mu / Y_j^\mu = S_Y dR_k^\eta / R_k^\eta,$$

звідки видно, що коефіцієнт чутливості  $S_Y$  визначає міру відносної зміни показника якості  $Y_j^\mu$  для деякої відносної зміни значення параметра  $R_k^\eta$ . Нехай, наприклад,  $Y_j^\mu = Q/W$ , де  $Q = Q(R_q^\eta, q = \overline{1, n_q})$ ,  $W = W(R_e^\eta, e = \overline{1, n_e})$ . Тоді  $dY_j^\mu = (Q'W - W'Q)dR_k^\eta / W^2$ . Розділимо ліву і праву частини отриманого виразу відповідно на ліву і праву частини виразу для визначення  $Y_j^\mu$  (після попереднього множення і ділення правої частини виразу для  $dY_j^\mu$  на  $R_k^\eta$ ). У результаті отримаємо вираз відношення  $dY_j^\mu / Y_j^\mu = S_Y dR_k^\eta / R_k^\eta$ , де  $S_Y = R_k^\eta (Q'W - W'Q) / QW$ , звідки видно, що чутливість можна визначити, минаючи стадію диференціювання функції  $Y_j^\mu = Q/W$ . В загальному випадку, якщо покласти, що показник степеня параметра  $R_k^\eta$  у чисельнику функції  $Y_j^\mu$  дорівнює  $m$ , а у знаменнику  $n$ , то здійснюючи диференціювання, після нескладних перетворень аналітичний вираз функції чутливості по параметру  $R_k^\eta$  буде описуватися виразом

$$S_Y = (mQ(R_k^\eta)/Q) - (nW(R_k^\eta)/W), \quad (2.48)$$

де  $Q(R_k^\eta)$  і  $W(R_k^\eta)$  – частини чисельника і знаменника функції  $Y_j^\mu$ , в які входить параметр  $R_k^\eta$ . При цьому для лінійних функцій (2.48) мати вигляд

$$S_Y = Q(R_k^\eta)/Q - W(R_k^\eta)/W.$$

Якщо параметр  $R_k^\eta$  не входить у знаменник функції  $Y_j^\mu$ , то функція чутливості для нелінійних досліджуваних функцій буде визначатися за виразом  $S_Y = mQ(R_k^\eta)/Q$ , а для лінійних функцій – за виразом  $S_Y = Q(R_k^\eta)/Q$ . Аналогічно, якщо  $R_k^\eta$  не входить у чисельник, то для нелінійних функцій  $S_Y = nW(R_k^\eta)/W$ , а для лінійних функцій  $S_Y = W(R_k^\eta)/W$ .

Виходячи з вище описаного, процес діагностування за стратегією, що пропонується, буде здійснюватись за такими правилами прийняття рішень.

1. На першому етапі відповідно методології поелементного діагностування формуються рівняння (2.46), розв'язуючи яке отримують вектор параметрів елементарних компонент  $\mathbf{R}^E = \{R_j^E\}$ , ( $j = \overline{1, m^E}$ ).

2. Отримані результати перевіряються на допуск за правилами (2.47) і якщо параметри елементарних компонент знаходяться в межах допусків, то приймається рішення що технічний стан ОД є працездатним. Інакше здійснюється моделювання функціональних перевірок.

3. Для моделювання функціональних перевірок, розглядаючи координати вектора елементарних параметрів  $\mathbf{R}^E$  як незалежні змінні, розв'язується зворотна задача визначення координат оптимального простору параметрів діагностування

$$(\mathbf{R}_* = \{R_*^1, R_*^2, \dots, R_*^E\}) = \mathbf{A}^t \mathbf{A} (\mathbf{A}^t)^{-1} \mathbf{R}^E. \quad (2.49)$$

Розв'язок (2.49) знаходиться послідовно для кожного з горизонтальних перетинів просторової моделі. При цьому по мірі отримання результатів формуються і перевіряються на допуск області відповідних показників якості за правилами (2.44). Якщо на будь-якому перетині (2.45) виконується, приймається рішення про працездатний

технічний стан ОД. Інакше розв'язування рівняння (2.49) продовжується до рівня  $\mu = 1$ . І тільки тоді, коли (2.45) не виконується і на рівні  $\mu = 1$ , приймається рішення про непрацездатність ОД.

Принципи формування оптимального простору параметрів  $\mathbf{R}_*$  з апіорної моделі ОД аналогічні описаним у попередньому розділі. При цьому якісний склад параметрів в межах одного горизонтального перетину повинен визначатися таким чином, щоб вони функціонально зв'язували параметри попередніх рівнів опису, які вийшли за межі допусків. Крім того, для зменшення кількості функціональних перевірок, які моделюються, необхідно шукати не максимальне а мінімальне значення рангу тестових матриць. Тобто цільова функція задачі оптимізації буде визначатися як

$$\lambda_*(\mathbf{X}, \mathbf{R}) = n - \min_{\mathbf{X}_* \in \mathbf{X}} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}, \mathbf{R}], \quad (2.50)$$

$$\text{де } n = \sum_{\mu=1}^{E-1} \sum_{j=1}^{m^\nu} \left( \min_{\mathbf{X}_*^1 \in \mathbf{X}^1} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}^1, \mathbf{R}_j^2] + n_j^\mu \right) - n^E;$$

$$\text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}, \mathbf{R}] = \sum_{\mu=1}^{E-1} \sum_{j=1}^{m^\nu} \text{rank } \mathbf{M}[\mathbf{X}_j^\mu, \mathbf{R}_j^{\mu+1}].$$

## 2.7. Аналіз синергетичного ефекту задачі синтезу систем комбінованого діагностування

Як відомо, задача синтезу будь-яких систем передбачає системний підхід, інструментом яком якого є системний аналіз, що заснований на теорії систем. При цьому, серед загальних процедур системного аналізу однією з основних є задача оцінки системного (синергетичного) ефекту з огляду на його системоутворююче значення для класифікації сукупності об'єктів як системи [161]. У зв'язку з цим розглянемо визначення системи. При цьому відзначимо, що єдиного визначення системи не існує. Кожний дослідник вкладає у своє визначення лише ті особливості систем, що його цікавлять. Однак існує загальний підхід, притаманний будь-яким визначенням, за яким системою називають таку сукупність об'єктів (елементів), яка характеризується властивостями, що відрізняються від суми властивостей елементів її складових. При цьому залежно від характеристик, що цікавлять системного аналітика, одна і та ж сукупність елементів мо-

же утворювати систему або ні. Нові властивості з'являються завдяки зв'язкам, у які вступають між собою елементи. Оскільки не всі зв'язки мають однакове значення для властивостей, що цікавлять системного аналітика, то спеціально виділяють частину зв'язків, що називають системоутворюючими.

Таким чином, для формулювання задачі системного аналізу необхідно формалізувати поняття системи. Відповідно з цим для визначення сутності системного ефекту цього введемо такі позначення:

$E$  – множина типів елементів, що входять у склад досліджуваної системи, де кожен елемент  $e_j \in E$ , ( $j = \overline{1, m^E}$ ) виконує деяку функцію  $\mathfrak{R}_j$ ;

$S$  – множина зв'язків, у які можуть вступати елементи  $e_j \in E$ , і завдяки яким накладаються на них обмеження, при цьому, кожний зв'язок  $s_k \in S$  ( $k = \overline{1, m^S}$ ) являє собою множину ролей  $R_s$ , які можуть замінятися елементами, їх множинами або іншими системами (підсистемами);

$Q$  – множина властивостей, що цікавлять системного аналітика, якими можуть бути величини, або властивість виконувати деякі функції. У загальному випадку кожна властивість вимірюється у своїй шкалі, наприклад множина дійсних чисел, міра наявності властивості, скінченний набір значень властивості тощо. Однак, системний аналіз завжди направлений на дослідження корисності застосування досліджуваної системи з точки зору інтересів системного аналітика. Тому досліджувані властивості класифікують як

$$Q = Q^{\wp} \cup Q^{\mathfrak{R}} \cup Q^{\mathfrak{K}},$$

де  $Q^{\wp}$  – цільові властивості, у силу яких досліджувана система цікавить аналітика, при цьому їх прийнято розділяти на екстремальні, стабілізаційні і обмежувальні;

$Q^{\mathfrak{R}}$  – ресурсні властивості, у силу яких досліджувана система споживає деякі ресурси, чим визначається втрати суб'єктів;

$Q^{\mathfrak{K}}$  – пізнавальні властивості, які вводяться аналітиком для зручності обчислення  $Q^{\wp}$  і  $Q^{\mathfrak{R}}$  або з пізнавальних міркувань;

$O$  – множина організованих сукупностей елементів, де кожна



$o_i \in \mathbf{O}$ , ( $i = \overline{1, m^{\mathbf{O}}}$ ) є множиною зв'язків, ролі яких визначеним чином розподілені між елементами;

$F : \mathbf{O} \rightarrow \mathbf{Q}$  – функція (правило), що ставить у відповідність організованій сукупності елементів  $o_i \in \mathbf{O}$  деякий вектор, компонентами якого є властивості  $\mathbf{Q}$ . При цьому вважається, що на множині векторів властивостей задано операцію покомпонентного додавання (віднімання).

Виходячи з вищеприведеного, системою буде така організована сукупність взаємозв'язаних елементів  $\Theta$ , для якої

$$F(\Theta) \neq \sum_{e \in E_{\Theta}} F(e), \quad (2.51)$$

де  $E_{\Theta}$  – множина типів елементів, що утворюють сукупність  $\Theta$ .

Якщо ж вищевказана умова не виконується, то така сукупність не буде системою щодо властивостей  $\mathbf{Q}$ , що цікавлять відповідного аналітика.

Виходячи з основних положень аналізу синергетизму, проаналізуємо системний ефект інтеграції структурних і поелементних методів в системах комбінованого діагностування. При цьому як системоутворюючу властивість будемо розглядати прибуток, що отримується у результаті впровадження відповідних систем. Прибуток від впровадження будь-яких систем діагностування у загальному випадку можна обчислити за формулою  $P = Ap$ , де  $A$  – об'єм виробництва продукції, а  $p$  – прибуток, що отримується під час виробництва одиниці продукції за рахунок впровадження системи діагностування.

Нехай, наприклад, на деякому підприємстві виготовляється РЕА, що складається з двох вузлів, складність яких для спрощення розрахунків і без втрати загальності будемо вважати однаковою. Нехай, при цьому, для одного з вузлів застосовується система ССД, а для іншого – система СПД. Тоді загальний прибуток від впровадження обох систем буде визначатися виразом  $P_{\Sigma} = A(p^{CCD} + p^{CPD})$ , звідки видно, що така стратегія не буде новою системою, оскільки не виконується умова (2.51). Тепер визначимо прибуток, що отримується за рахунок застосування методів структурного і поелементного діагностування для кожного з вузлів продукції, що виробляється. При цьому будемо виходити з того, що

$$p^{CCD} = C_{DL} - C_{DL}^{CCD} - C_{Loc}^{CCD}; \quad p^{CPD} = C_{DL} - C_{DL}^{CPD} - C_{PR}^{CPD},$$

де  $C_{DL}$  – вартість виявлення і локалізації дефектів без застосування систем діагностування;  $C_{DL}^{CCD}$  – вартість виявлення і локалізації дефектів методами структурного діагностування;  $C_{Loc}^{CCD}$  – втрати за рахунок неоднозначності локалізації дефектів методів структурного діагностування;  $C_{DL}^{CPD}$  – вартість виявлення і локалізації дефектів методами поелементного діагностування;  $C_{PR}^{CPD}$  – втрати за рахунок похибок прийняття рішень методів поелементного діагностування.

Очевидно, що під час застосування методів комбінованого діагностування втрати  $C_{Loc}^{CCD}$  і  $C_{PR}^{CPD}$  можна виключити з розгляду, оскільки неоднозначність локалізації дефектів компенсується поелементними методами, а недостатня вірогідність поелементних методів компенсується структурними методами. Тобто можна записати, що  $p^{CKD} = C_{DL} - C_{DLK}^{CCD} - C_{DLK}^{CPD}$ , де у загальному випадку можна вважати, що  $C_{DLK}^{CCD} \leq C_{DL}^{CCD}$  і  $C_{DLK}^{CPD} \leq C_{DL}^{CPD}$ , оскільки в системах комбінованого діагностування зменшуються вимоги до глибини локалізації дефектів методами структурного діагностування і зменшується об'єм діагностичних операцій методами поелементного діагностування. З вищевикладеного можна побачити, що прибуток за рахунок застосування даної стратегії комбінованого діагностування буде визначатися виразом

$$P_{CKD} = 2Ap^{CKD} > A(p^{CCD} + p^{CPD}),$$

при цьому системний ефект визначиться як

$$\xi_{CKD} = A(2p^{CKD} - p^{CCD} - p^{CPD}),$$

що і є оцінкою показника синергетизму методології комбінованого діагностування. При цьому для підвищення ефективності таких систем необхідно максимізувати значення цього показника, що забезпечується оптимальним застосуванням методів структурного і поелементного діагностування.

### РОЗДІЛ 3

## СИНТЕЗ І АНАЛІЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ У СКЛАДІ ЗАМКНЕНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

### 3.1. Узагальнена математична модель задачі поелементних перетворень у замкнених колах

Вище, у підрозділі 2.5 даної роботи були розглянуті основні принципи забезпечення інваріантності перетворень параметрів елементів у замкнених електричних колах. При цьому було відзначено, що найефективнішими є методи, що засновані на штучному розчленуванні замкнених кіл. У даному підрозділі пропонується узагальнена математична модель поставленої задачі з метою формалізації синтезу і аналізу відповідних перетворювачів.

У вимірювальній техніці перетворення параметрів ізольованих двополюсників здійснюють за допомогою дільників напруги, що утворюються послідовно-з'єднаними зразковим і досліджуваним двополюсниками. Аналогічний підхід можна застосувати і для даної задачі. При цьому розглядається досліджуване коло у вигляді чотириполюсника, що утворюється після реконфігурації структури ОД як послідовно з'єднані еталонний двополюсник  $\dot{Y}_o$  і колом типу трикутник, в якому одна з його гілок є досліджуваним двополюсником  $\dot{Y}_x$ , що шунтується двополюсниками  $\dot{Y}_s$  і  $\dot{Y}_h$ , які утворюються під час реконфігураційної декомпозиції ОД (рис.3.1).

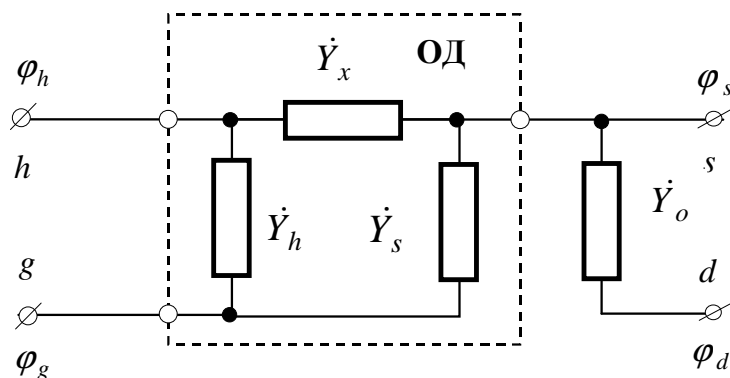


Рис. 3.1. Чотириполюсник дослідження після реконфігурації ОД

Як вказувалось вище, для того, щоб реалізувати інваріантні перетворення параметрів елементів у замкнених колах, в першу чергу необхідно розв'язати задачу штучного розчленування замкнутого кола. Розглянемо цю задачу із загальної точки зору. Нехай на полюсах досліджуваного чотириполюсника діють напруги, що визначаються щодо потенціалу деякого базового полюса  $\varphi_o$  відповідними

потенціалами  $\varphi_h, \varphi_g, \varphi_d$  і  $\varphi_s$ . Припустимо, що потенціали  $\varphi_h, \varphi_g$  і  $\varphi_d$  формуються деякими джерелами сигналів, що мають низькі вихідні опори. З огляду на це запишемо вираз для визначення потенціалу, що формується на полюсі  $s$

$$\varphi_s = (\varphi_h \dot{Y}_x + \varphi_g \dot{Y}_s + \varphi_d \dot{Y}_o) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o). \quad (3.1)$$

Як видно з (3.1), у даний вираз не входить провідність двополюсника  $\dot{Y}_h$ , що пояснюється тим, що даний двополюсник шунтується з обох сторін низькими вихідними опорами джерел потенціалів  $\varphi_h$  і  $\varphi_g$ . Звідси безпосередньо випливає, що для того, щоб розв'язати задачу штучного розчленовування кола типу трикутник, необхідно ізолювати двополюсник  $\dot{Y}_x$  від двополюсника  $\dot{Y}_s$ . Для цього достатньо створити рівність потенціалів на полюсах  $s$  і  $g$ , при цьому, оскільки через двополюсник  $\dot{Y}_s$  в даному випадку буде протікати нульовий струм, на ньому організується режим електричного розриву. Інакше задача розчленовування замкненого кола зводиться до задачі врівноваження чотириполюсника, що з математичної точки зору еквівалентно задачі розв'язання рівняння  $\varphi_g - \varphi_s = 0$ . З урахуванням (3.1), після нескладних перетворень отримаємо вираз

$$\varphi_g \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} - \varphi_h \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} - \varphi_d \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} = 0, \quad (3.2)$$

який назовемо *рівнянням врівноваження* досліджуваного кола.

Розв'язання рівняння (3.2) полягає у тому, щоб знайти такі значення потенціалів  $\varphi_h, \varphi_g$  і  $\varphi_d$ , для яких його ліва частина обертається в нуль. У загальному випадку рівняння (3.2) є *невизначеним*, оскільки в ньому існує три невідомих ( $\varphi_h, \varphi_g, \varphi_d$ ), що дає нескінченну множину розв'язків. Однак відомо, що для організації процесу врівноваження досліджуваній чотириполюсник підключають в деяку структуру, яка визначена щодо шини нульового рівня, і яка містить також деяке джерело тестового сигналу  $V_o$  і джерело сигналу, що приводить досліджуване коло у стан рівноваги. При цьому, визначається орієнтація полюсів досліджуваного чотириполюсника щодо цих сигналів і шини нульового рівня, а оскільки значення тестового сигналу і потенціал шини нульового рівня є величинами незалежними, в рівнянні (3.2) визначиться тільки один залежний потенціал, значення якого формується джерелом сигналу врівноваження.

Таким чином, розглядаючи значення сигналу врівноваження як шукану змінну, за умови визначення орієнтації полюсів чотириполюсника, що лишилися, рівняння врівноваження (3.2) буде мати єдиний розв'язок, що і забезпечить розчленування кола типу трикутник. При цьому, неоднозначність вибору полюсів для підключення тестового сигналу, шини нульового рівня і сигналу врівноваження зумовлюють широке різноманіття методів розв'язання задачі штучного розчленування замкнених кіл [185].

З виразу (3.2) очевидні три можливих варіанти вибору шуканої змінної:  $\dot{u}_h = \varphi_h$ ;  $\dot{u}_d = \varphi_d$ ;  $\dot{u}_g = \varphi_g$ . При цьому для кожного з них можна реалізувати по дві інверсні конфігурації підключення тестового сигналу і шини нульового рівня. Крім того, джерело тестового сигналу може підключатися як стосовно шини нульового рівня, так і полюсу шуканої змінної. Отже, існує дванадцять можливих способів розв'язання задачі розчленування замкнених кіл. Для кожного з цих способів з невизначеного рівняння врівноваження (3.2) можна отримати відповідні рівняння врівноваження, що будуть вже *визначеними*, і які будуть описувати різні методи ізоляції двополюсника  $\dot{Y}_x$  від двополюсників  $\dot{Y}_s$  і  $\dot{Y}_h$ .

Проаналізуємо рівняння (3.2) з метою отримання визначених рівнянь врівноваження. При цьому, шукані змінні відповідних рівнянь будемо позначати як змінну  $\dot{u}_k$ , де значення індексу при ній може приймати одно із значень  $k = h, d, g$  і означає відношення інцидентності цієї змінної потенціалу відповідного полюса досліджуваного чотириполюсника. Нехай, наприклад, шуканою змінною є потенціал полюсу  $h$  ( $\dot{u}_h = \varphi_h$ ). Винесемо за дужки співмножник при цій змінній, внаслідок чого (3.2) перепишеться як

$$\left\{ \dot{u}_h - \left( \varphi_g \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o}{\dot{Y}_x} - \varphi_d \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x} \right) \right\} \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0. \quad (3.3)$$

В отриманому рівнянні полюс  $h$  визначається як полюс шуканої змінної, однак при цьому ще не визначений полюс, що підключається до шини нульового рівня, а також не визначений спосіб підключення джерела тестового сигналу. Рівняння такого типу назовемо *визначеними рівняннями стосовно шуканої змінної* або *частково-визначеними рівняннями першого степеня*. Дорівнюючи по черзі до нуля потенціали незалежних полюсів чотириполюсника, що лишилися після визначення полюса підключення шуканої змінної, рівняння (3.3) розіб'ється на два рівняння:

$$\left( \dot{u}_{hg}^d + \varphi_d \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x} \right) \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \quad (3.4)$$

$$\left( \dot{u}_{hd}^g - \varphi_g \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o}{\dot{Y}_x} \right) \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0, \quad (3.5)$$

де верхній індекс визначає полюс надходить тестовий сигнал, а другий нижній індекс визначає полюс, що підключається до шини нульового рівня. Такі рівняння називатимемо *визначеними щодо шуканої змінної і нуля*, або *частково-визначеними рівняннями другого степеня*.

Тепер, якщо у кожному з рівнянь (3.4) і (3.5) визначити спосіб підключення джерела тестового сигналу, для кожного з них отримаємо по два *повністю визначених рівняння*, які відповідають випадкам заземленого і незаземленого джерела тестового сигналу. При цьому, в першому випадку значення напруги на полюсі, куди буде надходити тестовий сигнал, визначається значенням  $V_o$ , а в другому випадку – визначатися як додатак  $V_o + \dot{u}_h$ . Таким чином кожне з частково-визначених рівнянь другого степеня (3.4) і (3.5) породжують по два повністю визначених рівняння, які описуються відповідно виразами:

$$\left. \begin{aligned} & \left( \dot{u}_{hg}^{dg} + V_o \dot{Y}_o / \dot{Y}_x \right) \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ & \left( \dot{u}_{hg}^{dh} + V_o \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) \right) \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

$$\left. \begin{aligned} & \left( \dot{u}_{hd}^{gd} - V_o (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_x \right) \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ & \left( \dot{u}_{hd}^{gh} + V_o (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_o \right) \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

В отриманих рівняннях два верхні індекси при шуканій змінній відповідають полюсам чотириполюсника врівноваження, різниця потенціалів між якими визначається значенням сигналу джерела тестового впливу. Так, наприклад, рівняння врівноваження із змінними  $\dot{u}_{hg}^{dg}$  і  $\dot{u}_{hg}^{dh}$  означають, що шуканими змінними є значення потенціалів на полюсах  $h$ , полюс  $g$  підключається до шини нульового рівня, при цьому в першому випадку джерело тестового сигналу підключається між полюсами  $d$  і  $g$ , а в другому – між полюсами  $d$  і  $h$ . Дотримуючись тих самих правил індексації, для шуканих змінних  $\dot{u}_d = \varphi_d$  і  $\dot{u}_g = \varphi_g$  можна записати відповідні вирази для частково-визначених рівнянь врівноваження першого степеня:

$$\left\{ \dot{u}_d - \left( \varphi_g \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o}{\dot{Y}_o} - \varphi_h \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} \right) \right\} \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \quad (3.8)$$

$$\left\{ \dot{u}_g - \left( \varphi_d \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o} + \varphi_h \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o} \right) \right\} \frac{\dot{Y}_o + \dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \quad (3.9)$$

вирази для частково-визначених рівнянь врівноваження другого степеня:

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{dg} + \varphi_h \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} \right) \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \\ \left( \dot{u}_{dh} - \varphi_g \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o}{\dot{Y}_o} \right) \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{gh} - \varphi_d \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o} \right) \frac{\dot{Y}_o + \dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \\ \left( \dot{u}_{gd} - \varphi_h \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o} \right) \frac{\dot{Y}_o + \dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

а також вирази повністю визначених рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{dg}^{hg} + V_o \dot{Y}_x / \dot{Y}_o \right) \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ \left( \dot{u}_{dg}^{hd} + V_o \dot{Y}_x / (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) \right) \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{dh}^{gh} - V_o (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / \dot{Y}_o \right) \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ \left( \dot{u}_{dh}^{gd} + V_o (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / \dot{Y}_x \right) \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{gh}^{dh} - V_o \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) \right) (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ \left( \dot{u}_{gh}^{dg} - V_o \dot{Y}_o / \dot{Y}_x \right) (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

$$\left. \begin{aligned} \left( \dot{u}_{gd}^{hd} - V_o \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) \right) (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0; \\ \left( \dot{u}_{gd}^{hg} - V_o \dot{Y}_x / \dot{Y}_o \right) (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

Таким чином, як випливає з виразів (3.6),(3.7),(3.12) – (3.15), можна отримати дванадцять повністю визначених рівнянь, кожне з яких

описує конкретні методи врівноваження досліджуваних кіл. Сукупність цих рівнянь можна розглядати як узагальнену математичну модель задачі штучного розчленовування замкнених кіл. Для спрощення викладень таку модель зручно було б описати як матричне рівняння, що дозволило б здійснювати подальші дослідження із загальної точки зору. Для того, щоб здійснити такий перехід від конкретних рівнянь до загального, введемо для складових членів цих рівнянь такі позначення.

У рівняннях (3.3), (3.8) і (3.9) множники при виразах у фігурних дужках назвемо нормалізуючими множниками і будемо позначати їх через  $\beta_k$ . Тут, як і раніше, значення індексу  $k$ , що може приймати одне із значень  $\{h, d, g\}$ , встановлює відношення інцидентності рівнянь вибору полюса, потенціал якого є шуканою змінною. Вирази в круглих дужках у цих рівняннях є додатками добутоків, доданками яких є активні незалежні змінні і співвідношення незалежних пасивних змінних, що утворюються при активних змінних після винесення за фігурні дужки множників  $\beta_k$ .

Якщо доданки цих добутоків описати відповідними векторами, то ці вирази можна записати як векторний добуток  $\varphi_k^* \dot{w}_k^*$ , де  $\varphi_k^* = [\varphi_{\bar{k}_q}]$  – вектор-рядок активних змінних, а  $\dot{w}_k^* = [\dot{w}_{\bar{k}_q}]^T$  – вектор-стовпець співвідношень параметрів пасивних змінних. Елементи наведених векторів позначаються тут індексами  $\bar{k}_q$ , ( $q = \overline{1,2}$ ). При цьому, їх значення, що змінюються зі зміною значення родового індексу  $k$ , умовимося визначати з упорядкованих двійок значень за такими правилами:

$$\bar{k}_q = \begin{cases} \bar{h}_q = \langle \bar{h}_1, \bar{h}_2 \rangle = \langle d, g \rangle \text{ при } k = h, \\ \bar{d}_q = \langle \bar{d}_1, \bar{d}_2 \rangle = \langle h, g \rangle \text{ при } k = d, \\ \bar{g}_q = \langle \bar{g}_1, \bar{g}_2 \rangle = \langle h, d \rangle \text{ при } k = g. \end{cases} \quad (3.16)$$

Таким чином, з урахуванням прийнятих вище позначень, сукупність частково-визначених рівнянь врівноваження першого степеня (3.3), (3.8) і (3.9) можна буде записати як векторне рівняння



$$\left[ \left( \dot{\mathbf{u}}_k^* - \boldsymbol{\varphi}_k^* \dot{\mathbf{w}}_k^* \right) \boldsymbol{\beta}_k \right]^T \equiv \begin{bmatrix} \left( \dot{\mathbf{u}}_h^* - \boldsymbol{\varphi}_h^* \dot{\mathbf{w}}_h^* \right) \boldsymbol{\beta}_h \\ \left( \dot{\mathbf{u}}_d^* - \boldsymbol{\varphi}_d^* \dot{\mathbf{w}}_d^* \right) \boldsymbol{\beta}_d \\ \left( \dot{\mathbf{u}}_g^* - \boldsymbol{\varphi}_g^* \dot{\mathbf{w}}_g^* \right) \boldsymbol{\beta}_g \end{bmatrix} = 0. \quad (3.17)$$

Винесемо за дужки нормалізуючі множники таким чином, щоб вони утворювали векторний множник і перетворимо (3.17) у матричну форму. Щоб здійснити таке перетворення, скористаємося поняттям клітинної матриці, якою відповідно визначення [186] є матриця  $\mathbf{M}$ , на діагоналі якої розташовані квадратні підматриці  $\mathbf{M}_r$ , ( $r = 1, 2, \dots$ ), а іншими елементами є нульові підматриці  $[0]$ . Математично, такі матриці записуються як пряма сума її діагональних підматриць:  $\mathbf{M} = \bigoplus_r \mathbf{M}_r$ ;  $r = 1, 2, \dots$ , де знак прямої суми позначається символом  $\bigoplus$ .

Таким чином, застосовуючи поняття клітинної матриці, сукупність частково-визначених рівнянь першого степеня запишеться як матричне рівняння

$$\left[ \bigoplus_{k=h,d,g} \left( \dot{\mathbf{u}}_k^* - \boldsymbol{\varphi}_k^* \dot{\mathbf{w}}_k^* \right) \right] \left[ \boldsymbol{\beta}_k \right]^T = 0. \quad (3.18)$$

Для переходу від частково-визначених рівнянь врівноваження першого степеня, до частково-визначених рівнянь другого степеня, необхідно врахувати можливі варіанти підключення до шини нульового рівня одного із полюсів чотириполюсника врівноваження, що лишилися після визначення полюсу шуканої змінної. Таких полюсів, за винятком полюса  $s$ , є тільки два і кожен з них відносно його підключення до шини нульового рівня може бути у двох станах – підключений він чи ні.

Для того, щоб відобразити це, вираз, що укладений у (3.18) в круглі дужки, перетворимо у діагональну матрицю. Для такого перетворення знову скористаємося поняттям клітинної матриці і кожен з векторів виразу, укладеного в круглих дужках у формулі (3.18) опишемо як пряму суму відповідних їм елементів

$$\dot{\mathbf{u}}_k = \left[ \bigoplus_{\bar{k}_q = \bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{\mathbf{u}}_{\bar{k}\bar{k}_q}^{\bar{k}_q} \right], \quad \dot{\mathbf{w}}_k = \left[ \bigoplus_{\bar{k}_q = \bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{\mathbf{w}}_{\bar{k}\bar{k}_q}^{\bar{k}_q} \right], \quad \boldsymbol{\varphi}_k = \left[ \bigoplus_{\bar{k}_q = \bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \boldsymbol{\varphi}_{\bar{k}\bar{k}_q}^{\bar{k}_q} \right]. \quad (3.19)$$

Правила індексації елементів вказаних матриць аналогічні правилам, за якими встановлювались індекси при шуканих змінних в фо-

рмулах (3.4), (3.5) і (3.10), (3.11). Перший нижній індекс, що позначається символом  $k$ , визначає полюс чотириполосника, значення сигналу на якому є шуканою змінною. Другий нижній індекс визначає полюс, що підключається до шини нульового рівня. При цьому верхній індекс визначає полюс, куди буде надходити тестовий сигнал.

Таким чином, враховуючи (3.19), і (3.18) можна записати матричне рівняння, що описує сукупність частково-визначених рівнянь врівноваження другого степеня

$$\left[ \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} (\dot{u} - \varphi \dot{w})_{kk_q}^{\bar{k}_q} \right] [\beta_k]^T = 0. \quad (3.20)$$

Вище вказувалося, що є два можливих способи підключення джерела тестового сигналу. Тобто між полюсом збурення досліджуваного кола і шиною нульового рівня, і між полюсом збурення і полюсом шуканої змінної. При цьому значення сигналу, що надходить на полюс збурення, у цих випадках неоднакове і щоб описати це, запишемо матрицю незалежних активних змінних у вигляді добутку

$$\oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \varphi_{kk_q}^{\bar{k}_q} = \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{u}_o^\lambda \mu_{kk_q}^{\bar{k}_q}, \quad (3.21)$$

де  $\dot{u}_o^\lambda$  визначає значення сигналу збурення.

Індекс  $\lambda$ , що приймає одне з двох можливих значень  $\bar{k}_q$  і  $k$ , визначає спосіб підключення джерела тестового впливу. Якщо значення індексу  $\lambda = \bar{k}_q$ , то це означає, що джерело тестового впливу підключається між полюсом збурення і шиною нульового рівня. В іншому випадку ( $\lambda = k$ ) – джерело тестового сигналу підключається між полюсом збурення і полюсом шуканої змінної. При цьому значення сигналу збурення в залежності від значення індексів, визначається відповідно виразу

$$\dot{u}_o^\lambda = \begin{cases} V_o & \text{при } \lambda = \bar{k}_q, \\ V_o + \dot{u}_{k \bar{k}_q}^{\bar{k}_q \lambda} & \text{при } \lambda = k. \end{cases} \quad (3.22)$$

Матриця  $\oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \mu_{kk_q}^{\bar{k}_q}$  у (3.21) аналогічна матриці активних змінних.

Індекси при її елементах мають той самий сенс, тобто ненульові елементи у рядках означають, що на полюс чотириполосника, індекс якого  $q$  співпадає з номером цього рядка, буде надходити

тестовий сигнал, а значення нуля буде свідчити про підключення до цього полюса шини нульового рівня. Різниця полягає лише у тому, що елементами матриці  $\mu_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q}$ , замість значень сигналів на полюсах чотиріполюсника, будуть нулі і одиниці, тобто це буде одинична матриця.

Підставимо (3.21) у (3.20) з урахуванням (3.22), при цьому, оскільки добуток одиничної матриці на будь-яку матрицю дорівнює самій матриці, після нескладних перетворень отримаємо два рівняння, які для різних значень  $\lambda$  описують відповідну сукупність повністю визначених рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} & \left[ \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \left( \dot{u}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q} - V_o \dot{w}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q} \right) \right] \left[ \dot{\beta}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q} \right]^T = 0 ; \\ & \left[ \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{u}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q} - V_o \frac{\oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{w}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q}}{\mathbf{I} - \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{w}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q}} \right] \left[ \dot{\beta}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q} \right]^T = 0, \end{aligned} \right\} (3.23)$$

де значенням індексу  $\lambda$  відповідають другі верхні індекси при елементах відповідних матриць і векторів. Щоб отримати матричне рівняння, що буде описувати усю сукупність визначених рівнянь, знову застосуємо поняття клітинної матриці, взявши пряму суму матриць у (3.23). В результаті отримаємо рівняння, яке у компактній формі буде описуватись виразом

$$(\dot{U} - V_o \dot{W}) \dot{\beta} = 0, \quad (3.24)$$

де  $\dot{U}$  – діагональна матриця шуканих змінних сукупності повністю визначених рівнянь рівноваження;

$\dot{W}$  – діагональна матриця співвідношень параметрів пасивних змінних;

$$\dot{\beta} = \left( \dot{\beta}^\lambda = \left( \dot{\beta}_k^\lambda = \left( \dot{\beta}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q\lambda} \right)^T \right)^T \right)^T - \text{вектор нормалізуючих множників.}$$

При цьому зазначені вище матриці визначаються відповідно виразами:

$$\dot{U} = \oplus_{\lambda=\bar{k}_q}^k \oplus_{k=h,d,g} \oplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{u}_{k\bar{k}q}^{\bar{k}q\lambda}; \quad (3.25)$$

$$\dot{W} = \bigoplus_{\lambda=\bar{k}_q}^k \frac{\bigoplus_{k=h,d,g} \bigoplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{w}_{kk_q}^{\bar{k}_q \lambda}}{\left( \mathbf{I} - \bigoplus_{k=h,d,g} \bigoplus_{\bar{k}_q=\bar{k}_1}^{\bar{k}_2} \dot{w}_{kk_q}^{\bar{k}_q \lambda} \right)} \psi(\lambda), \quad (3.26)$$

де логічна функція у степені знаменника в (3.26) визначається як

$$\psi(\lambda) = \begin{cases} 0 & \text{при } \lambda = \bar{k}_q ; \\ 1 & \text{при } \lambda = k . \end{cases} \quad (3.27)$$

Сукупність виразів (3.16) і (3.24)-(3.27) можна розглядати як узагальнену математичну модель задачі врівноваження досліджуваного чотириполюсника, стан рівноваги якого описує розв'язок рівняння (3.24). При цьому у стані рівноваги забезпечується штучне розчленування кола типу трикутник. Нижче, у табл. 3.1, для наочності зведено значення елементів діагональних матриць і векторів узагальненого рівняння (3.24).

Таблиця 3.1

Значення елементів матриць рівняння врівноваження (3.24)

№	$\varphi_h$	$\varphi_d$	$\varphi_g$	$\dot{w}_{kk_q}^{\bar{k}_q \lambda}$	$\dot{\beta}_{kk_q}^{\bar{k}_q \lambda}$
1	$\dot{u}_{hg}^{dg}$	$V_o$	0	$\dot{w}_{hg}^{dg} = -\dot{Y}_o / \dot{Y}_x$	$\dot{\beta}_{hg}^{dg} = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
2	$\dot{u}_{hg}^{dh}$	$\dot{u}_{hg}^{dh} + V_o$	0	$\dot{w}_{hg}^{dh} = -\dot{Y}_o / (\dot{Y}_o + \dot{Y}_x)$	$\dot{\beta}_{hg}^{dh} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
3	$\dot{u}_{hd}^{gd}$	0	$V_o$	$\dot{w}_{hd}^{gd} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_x$	$\dot{\beta}_{hd}^{gd} = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
4	$\dot{u}_{hd}^{gh}$	0	$\dot{u}_{hd}^{gh} + V_o$	$\dot{w}_{hd}^{gh} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_o$	$\dot{\beta}_{hd}^{gh} = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
5	$V_o$	$\dot{u}_{dg}^{hg}$	0	$\dot{w}_{dg}^{hg} = -\dot{Y}_x / \dot{Y}_o$	$\dot{\beta}_{dg}^{hg} = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
6	$\dot{u}_{dg}^{hd} + V_o$	$\dot{u}_{dg}^{hd}$	0	$\dot{w}_{dg}^{hd} = -\dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o)$	$\dot{\beta}_{dg}^{hd} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
7	0	$\dot{u}_{dh}^{gh}$	$V_o$	$\dot{w}_{dh}^{gh} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_o$	$\dot{\beta}_{dh}^{gh} = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
8	0	$\dot{u}_{dh}^{gd}$	$\dot{u}_{dh}^{gd} + V_o$	$\dot{w}_{dh}^{gd} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / \dot{Y}_x$	$\dot{\beta}_{dh}^{gd} = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
9	0	$V_o$	$\dot{u}_{gh}^{dh}$	$\dot{w}_{gh}^{dh} = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o)$	$\dot{\beta}_{gh}^{dh} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
10	0	$\dot{u}_{gh}^{dg} + V_o$	$\dot{u}_{gh}^{dg}$	$\dot{w}_{gh}^{dg} = \dot{Y}_o / \dot{Y}_x$	$\dot{\beta}_{gh}^{dg} = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
11	$V_o$	0	$\dot{u}_{gd}^{hd}$	$\dot{w}_{gd}^{hd} = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o)$	$\dot{\beta}_{gd}^{hd} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o) / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$
12	$\dot{u}_{gd}^{hg} + V_o$	0	$\dot{u}_{gd}^{hg}$	$\dot{w}_{gd}^{hg} = \dot{Y}_x / \dot{Y}_o$	$\dot{\beta}_{gd}^{hg} = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_a + \dot{Y}_o)$

З аналізу (3.24) безпосередньо видно, що оскільки значення координат вектора  $\dot{\beta}$  не дорівнюють нулю, то для того, щоб досліджуване коло знаходилося у стані рівноваги, нулю повинен дорівнювати співмножник при цьому векторі. Тобто стан рівноваги описується виразом

$$\dot{U} = V_o \dot{W}, \quad (3.28)$$

який разом з (3.16), (3.22), (3.23) буде визначати у загальному вигляді розв'язання задачі врівноваження, що забезпечує режим штучного розчленування замкнених кіл.

### 3.2. Формалізація задачі синтезу структур перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах

Результати досліджень попереднього підрозділу дозволяють обґрунтувати правила побудови цілого ряду структур пристроїв, що призначені для реалізації процесів врівноваження. При цьому, функції, що описують стан рівноваги досліджуваних кіл, водночас будуть також і функціями інваріантних перетворень параметрів досліджуваних двополюсників у активні сигнали. Тобто, такі пристрої можуть розглядатися як перетворювачі параметрів елементів у замкнених колах.

З технічної точки зору задача врівноваження досліджуваних кіл здійснюється замкненими структурами з від'ємним зворотним зв'язком. Сигнал зворотного зв'язку у таких структурах є сигналом врівноваження, що підключається до того полюсу досліджуваного чотириполюсника, значення сигналу, на якому буде шуканою змінною рівняння врівноваження. Цей сигнал формується деяким пристроєм, що описується відповідним алгоритмом обробки різниці потенціалів на полюсах чотириполюсника, які приводяться у стан рівноваги:  $\mathcal{E}(\Delta_\varphi)$ ;  $\Delta_\varphi = \varphi_g - \varphi_s$ . Виходячи з вище вказаного, автором пропонується узагальнена структурна схема перетворювачів параметрів елементів у складі замкнених електричних кіл, які здійснюють інваріантні, тобто незалежні перетворення (рис. 3.2).

Наведена структурна схема містить коло пасивних компонент довільної конфігурації  $G_{PK}$ , зовнішні полюси якого з'єднані з шиною нульового рівня (полюс  $\overline{k_q}$ ), джерелом тестового сигналу (полюси  $\overline{k_q}(V_o^+)$  і  $V_o^-$ ), входами пристрою врівноваження  $\mathcal{E}(\Delta_\varphi)$ , один з яких додає (*add*), а другий віднімає (*add*) і з його виходом (полюс  $k$ ).

Коло  $G_{ПК}$  у цій структурі, містить чотирьохполюсник врівноваження, причому його полюси "h", "d", "s" і "g" (на рис. 3.2 показані умовно) невизначені щодо орієнтації зовнішніх полюсів. Тобто дана структура описується невизначеним рівнянням врівноваження (3.2). Конкретні конфігурації структур перетворювачів параметрів елементів замкнених кіл можна отримати шляхом визначення орієнтації полюсів досліджуваного чотирьохполюсника (рис. 3.1) щодо зовнішніх полюсів кола  $G_{ПК}$ , зберігаючи при цьому встановлену вище індексацію.

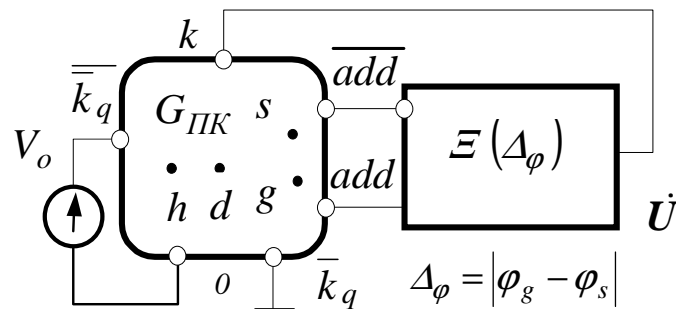


Рис. 3.2. Узагальнена структурна схема перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах

Слід відзначити також, що під час синтезу конкретних структур перетворювачів, полюси "s" і "g" чотирьохполюсника врівноваження необхідно орієнтувати стосовно входів пристроїв врівноваження таким чином, щоб у структурах перетворювачів забезпечувався від'ємний зворотний зв'язок. Аналіз рівнянь врівноваження, зокрема повністю визначених, показує, що у структурах перетворювачів, що синтезуються, для випадку, коли шукана змінна рівняння врівноваження не є сигналом на полюсі "g", негативний зворотний зв'язок забезпечується тільки тоді, коли входи пристрою врівноваження, один з яких віднімає, а інший додає, підключаються відповідно до полюсів досліджуваного чотирьохполюсника "s" і "g". Інакше необхідно здійснювати інверсне підключення цих полюсів.

Виходячи з вище викладеного, можна дійти висновку, що коли притримуватися зазначеним вище правилам індексації під час конкретного розв'язання задачі врівноваження досліджуваних кіл, то правила визначення такої системи індексації формально можна розглядати як *узагальнений алгоритм синтезу* структурних схем перетворювачів параметрів елементів замкнених електричних кіл [185].

Таким чином формули, що описують конкретні розв'язання зада-

чі врівноваження будуть визначати функції перетворення відповідних структур перетворювачів, а самі структурні схеми, що ними описуються, доцільно позначати, наприклад як  $C_{(\cdot)(\cdot)}^{(\cdot)(\cdot)}$ , притримуючись даної системи індексації, яка, у свою чергу визначає алгоритм синтезу структурних схем. Математично такий алгоритм буде описуватись сукупністю формул (3.24) – (3.27). Дійсно, формула (3.29) описує матричну математичну модель функцій перетворення параметрів елементів у замкнених колах найзагальнішого вигляду.

Значення складових елементів даної функції для конкретних структурних схем визначаються під час визначення орієнтації досліджуваного кола типу трикутник за допомогою системи індексації, що описується виразом (3.16) і сукупністю виразів (3.25)-(3.27). Таким чином, кожна конкретна структурна схема буде визначатися трійкою значень індексів  $\{k, q, \lambda\}$ , ( $q = \{1, 2\}$ ;  $\lambda = \{\bar{k}_q, k\}$ ) всі можливі комбінації яких, визначають різноманіття можливих структурних схем перетворювачів. Крім того, для того, щоб забезпечити негативний зворотний зв'язок у відповідних структурах врівноваження, необхідно застосувати логічну функцію “*add*”, що має вигляд

$$add = \mathfrak{R}(g, s \setminus k) \equiv \begin{cases} g : k \neq g; \\ s : k = g, \end{cases}$$

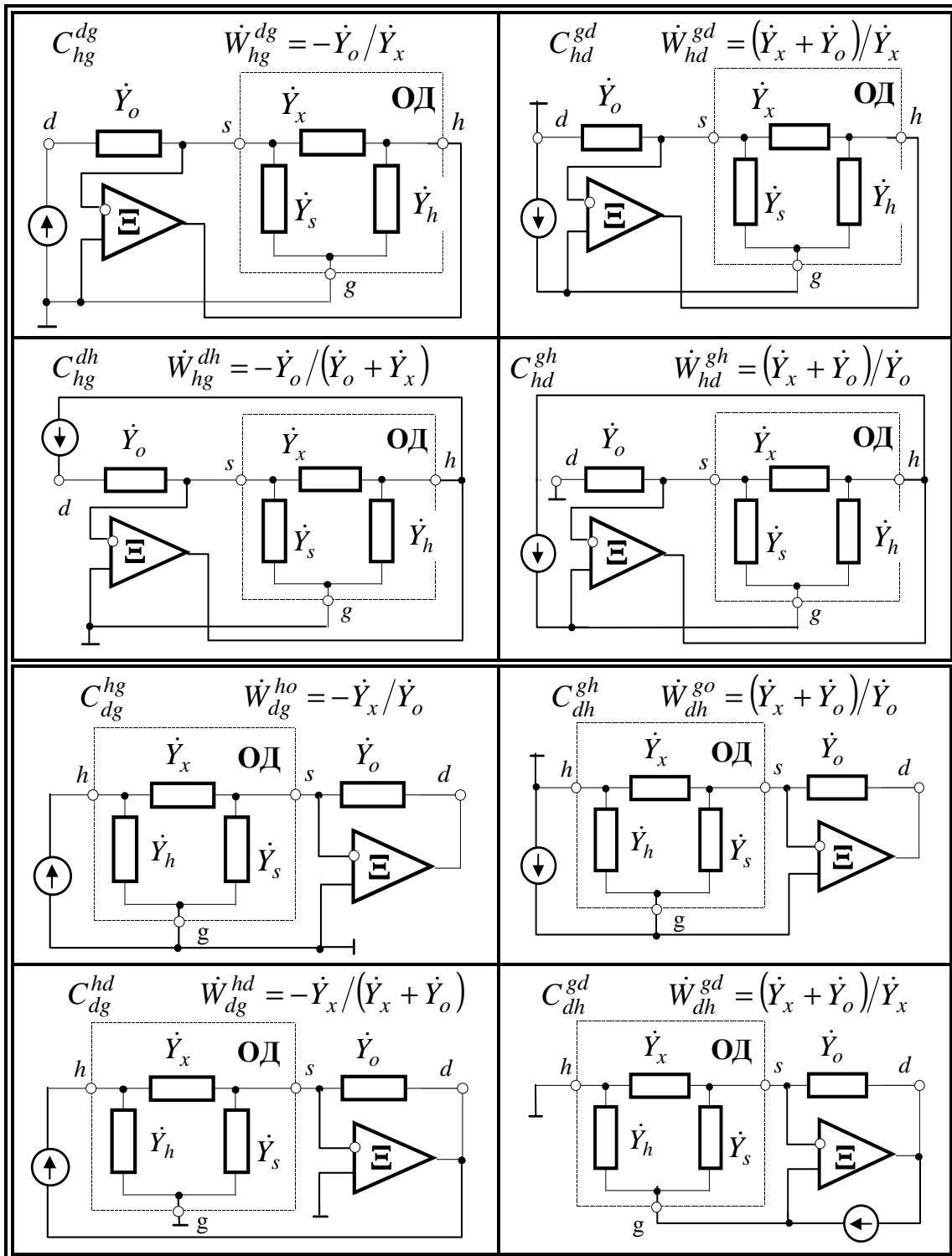
і яка визначає відношення інцидентності входу пристрою врівноваження, що додає, до полюсів “*s*” або “*g*” залежно від значення індексу “*k*”. Тобто, якщо  $k \neq g$ , то до входу пристрою врівноваження, що додає, підключається полюс “*g*”, а інакше – полюс “*s*”. При цьому полюс входу пристрою врівноваження, що віднімає, повинен підключатися у наведених випадках відповідно до полюсів досліджуваного кола “*s*” і “*g*”.

Конкретні структури перетворювачів, що побудовані із застосуванням вищеописаного алгоритму, наведені у табл. 3.2. Там же, із застосуванням аналогічної системи індексації наведені відповідні їм позначення структур та функції перетворень, що визначають конкретні розв'язки узагальненого рівняння врівноваження.

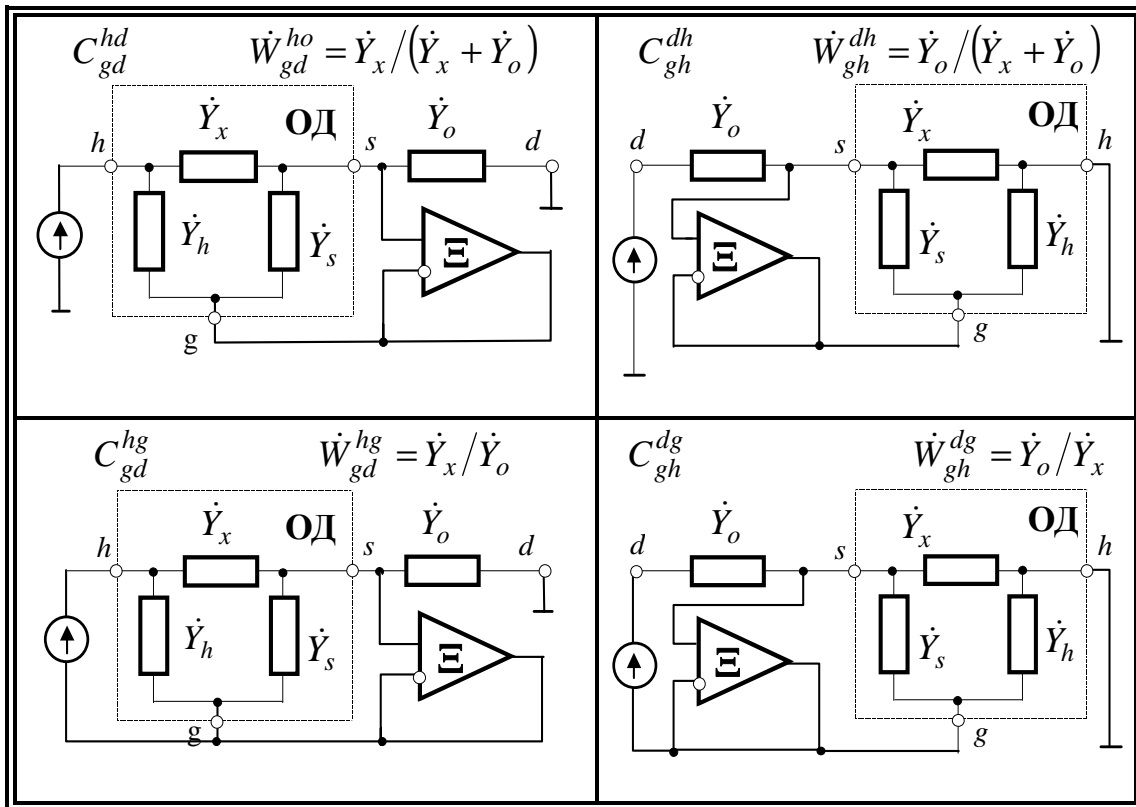
Для усіх структурних схем електрична ізоляція досліджуваних двополюсників  $\dot{Y}_x$  від двополюсників  $\dot{Y}_s$  забезпечується за умови досягнення рівноваги потенціалів на полюсах двополюсника  $\dot{Y}_s$ . Стан рівноваги для груп структурних схем  $C_h$  і  $C_d$  досягається під час врівноваження струмів, а для групи структурних схем  $C_g$  – під час врівноваження напруг.

Таблиця 3.2

### Базові структури перетворювачів







Для структурних схем  $C_{hg}^{dg}$ ,  $C_{gh}^{dg}$ ,  $C_{dg}^{hg}$  і  $C_{gd}^{hg}$  характерна лінійна функція перетворень. Структурні схеми  $C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{dh}^{gd}$ ,  $C_{hd}^{gh}$  і  $C_{dh}^{gh}$  також мають лінійну функцію перетворень, проте зміщену стосовно початку координат на значення  $V_o$ . При цьому, у структурах  $C_{hg}^{dg}$ ,  $C_{gh}^{dg}$ ,  $C_{hd}^{gd}$  і  $C_{dh}^{gd}$  вихідний сигнал перетворювачів пропорційний комплексному опору (перетворення за схемою “Z”), а у структурах  $C_{dg}^{hg}$ ,  $C_{gd}^{hg}$ ,  $C_{hd}^{gh}$  і  $C_{dh}^{gh}$  – пропорційний комплексній провідності (перетворення за схемою “Y”).

Усі інші структурні схеми характеризуються нелінійною функцією перетворень. Наведені вище структурні схеми розглядаються надалі як базові структури перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах.

### 3.3. Класифікація методів розв'язання задачі розчленування замкнених кіл і аналіз похибок, що при цьому виникають

У загальному випадку розглянуті вище базові структури перетворювачів можуть бути реалізовані різними способами, що визначається розмаїтістю алгоритмів розв'язання задачі врівноваження досліджуваних кіл. Аналіз алгоритмів врівноваження досліджуваних кіл математично еквівалентний аналізу методів розв'язання лінійних рівнянь, які в загальному випадку описуються виразом

$$f(\dot{u}) \equiv \dot{u} \dot{\vartheta}_w - V_o \dot{\eta}_w = 0, \quad (3.29)$$

де складові  $\dot{\vartheta}_w$  і  $V_o \dot{\eta}_w$  визначають відповідно мультиплікативний і адитивний коефіцієнти, якими щодо функції  $\dot{W}$  у (3.28) є відповідні вирази для чисельника і знаменника.

У загальному випадку існує три основних методи пошуку розв'язання лінійних рівнянь [186]:

- алгебраїчний, за яким розв'язок знаходиться безпосередньо з аналітичної форми функції у вигляді  $\dot{u}_* = V_o \dot{\eta}_w / \dot{\vartheta}_w$ , ( $\dot{\vartheta}_w \neq 0$ );
- метод підстановки значень шуканої змінної  $\dot{u} \in \dot{O}_u$ , де  $\dot{O}_u$  - область її визначення, з наступною перевіркою виконання умови рівності (3.29);
- чисельні або ітераційні методи.

Однією з основних характеристик методів розв'язання рівнянь є точність відповідних перетворень. Вирази функцій передач базових структур (див. табл. 3.2), справедливі лише в ідеальному випадку абсолютної рівноваги. Однак реально будь-які перетворення завжди здійснюється з деякою похибками, що обумовлюються неідеальностями характеристик активних елементів [55, 63], до яких, є першу чергу, слід віднести крутизну функцій передач, напругу зсуву нульового рівня і їх вхідні струми. Скінченне значення крутизни функцій передач приводить до виникнення мультиплікативної складової систематичної похибки, а ненульове значення напруг зсуву і вхідних струмів приводить до виникнення адитивної складової систематичних похибок перетворень.

Для того, щоб врахувати вищевказані чинники треба взяти до уваги те, що на полюс  $s$  досліджуваного чотиріполюсника діють джерело напруги зсуву нульового рівня пристрою врівноваження  $e_{o\varepsilon}$  і джерело струму, що визначається різницею вхідних струмів пристрою

врівноваження  $\Delta i_{\Xi}$ . При цьому рівняння врівноваження (3.2) переписеться як

$$\frac{\varphi_g(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o)}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} - \frac{\varphi_h \dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} - \frac{\varphi_d \dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} - e_{o\Xi} - \Delta i_{\Xi}(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s) = 0.$$

Переходячи, як це було показано у підрозділі 3.2, до сукупності повністю визначених рівнянь врівноваження будемо мати

$$\Xi \left[ \left( \dot{U} - (V_o + e_{oV}) \dot{W} - e_{o\Xi} \beta^{-1}(0) - \Delta i_{\Xi} \xi_{\beta(0)} \right) \dot{\beta} \right] = \dot{U} + [e_{oV} W(0) + e_{o\Xi} \beta^{-1}(0) + \Delta i_{\Xi} \xi_{\beta(0)}],$$

де  $\Xi[\cdot]$  – функція пристрою врівноваження;  $e_{oV}$  і  $e_{o\Xi}$  – відповідно напруги зсуву нульового рівня джерела тестового сигналу і пристрою врівноваження;  $\Delta i_{\Xi}$  – різниця вхідних струмів пристрою врівноваження;  $\xi_{\beta(0)}$  – обернене значення чисельників нормалізуючих множників; символ  $(0)$  означає обчислення відповідних складових з нульовим значенням тестового сигналу. Припускаючи, що  $\Xi[\cdot]$  є лінійною функцією, що проходить через початок координат, наведений вище вираз можна переписати у вигляді

$$\dot{U} = V_o W_o (1 + \delta) + U(0), \quad (3.30)$$

де  $W_o$  – ідеальне значення функції перетворень, а  $\delta$  і  $U(0)$  визначають відповідно мультиплікативну і адитивну складові похибки перетворень, математичні моделі яких описуються виразами:

$$\delta = -[1 + \alpha \beta]^{-1}; \quad (3.31)$$

$$U(0) = [e_{oV} W(0) + e_{o\Xi} \beta^{-1}(0) + \Delta i_{\Xi} \xi_{\beta(0)}] [1 + \alpha^{-1} \beta^{-1}(0)]^{-1}, \quad (3.32)$$

де  $\alpha$  – крутизна перетворень пристрою врівноваження.

Охарактеризуємо з точки зору систематичних похибок перетворень наведені вище методи реалізації процесів врівноваження.

**Алгебраїчні методи врівноваження.** Алгебраїчним методам розв'язання рівнянь у вимірювальній техніці відповідають алгоритми неперервного врівноваження досліджуваного кола. У перетворювачах, що працюють на такому принципі, коло врівноваження безперервно

знаходиться у стані рівноваги. Під час синтезу перетворювачів неперервного врівноваження як пристрій врівноваження можуть бути застосовані операційні підсилювачі (ОП), які у сталому режимі, при наявності негативного зворотного зв'язку, і для достатньо високого значення коефіцієнта підсилення без нього, мають властивість з високою точністю підтримувати рівність потенціалів на своїх входах. При цьому на елементах, що підключені між входами ОП, організується режим електричного розриву, чим і забезпечується режим штучного електричного розчленовування замкнених кіл. Перетворювачі неперервного врівноваження є найпростішими під час реалізації і характеризуються максимальною швидкодією, внаслідок чого такі перетворювачі отримали найпоширеніше застосування під час реалізації вимірювальних підсистем для сучасних систем поелементного діагностування [56 – 75]. Знайдемо кількісну оцінку мультиплікативної складової систематичних похибок перетворень методами неперервного врівноваження, марематична модель якої буде визначатися виразом

$$\delta = -[1 + \beta k(\omega)]^{-1},$$

де  $k(\omega)$  – частотно залежний коефіцієнт підсилення ОП.

Очевидно, що для того, щоб значення мультиплікативної складової похибки було зневажливо малим, необхідно, щоб  $\beta k(\omega) \gg 1$ . З аналізу елементів табл. 3.1 видно, що для різних базових структурних схем існує три варіанти добутоків лівої частини цієї умови:

$$\beta_o k(\omega) = \frac{k(\omega)\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o}; \quad \beta_x k(\omega) = \frac{k(\omega)\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o}; \quad \beta_{xo} k(\omega) = \frac{k(\omega)(\dot{Y}_o + \dot{Y}_x)}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o}.$$

Спочатку розглянемо випадок, коли двополюсник  $\dot{Y}_s$  відсутній. Нехай при цьому зразкова провідність  $\dot{Y}_o$  має один порядок з провідністю досліджуваного двополюсника  $\dot{Y}_x$ . Тоді у перших двох випадках значення вищевказаних добутоків дорівнюватиме  $\beta_o k(\omega) \approx \beta_x k(\omega) \approx k(\omega)/2$ , а для третього випадку –  $\beta_{xo} k(\omega) = k(\omega)$ . Якщо ж припустити, що значення коефіцієнта підсилення ОП досить велике ( $k(\omega) \geq 10^3$ ), то значення мультиплікативної складової похибки перетворень буде зневажливо малим. Отже, провідності  $\dot{Y}_o$  і  $\dot{Y}_x$  у знаменниках наведених виразів під час подальших досліджень можна ви-

ключити з розгляду. Тоді, за умови наявності двополюсника  $\dot{Y}_s$ , аналізована умова може бути переписана у вигляді

$$\beta_o k(\omega) = k(\omega) \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_s}, \quad \beta_x k(\omega) = k(\omega) \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_s}, \quad \beta_{xo} k(\omega) = k(\omega) \frac{(\dot{Y}_o + \dot{Y}_x)}{\dot{Y}_s} \gg 1.$$

Значення відношень  $\dot{Y}_o/\dot{Y}_s$ ,  $\dot{Y}_x/\dot{Y}_s$  і  $(\dot{Y}_o + \dot{Y}_x)/\dot{Y}_s$ , які будемо називати *коефіцієнтами шунтування*, залежать від значень параметрів елементів досліджуваних кіл і в загальному випадку є випадковими величинами, щодо зміни їх значень від об'єкта до об'єкта. При цьому в реальних об'єктах їх значення часто досягають третього порядку малості [55, 63, 187]. У той же час відомо [188-192], що амплітудно-частотні характеристики ОП практично рівномірна від частоти  $\omega = 0$  до частоти  $\omega = \omega_c$ , де починається високочастотний спад. Більшість ОП широкого застосування характеризуються частотою одиничного підсилення  $\omega_T = 1$  МГц, а характеристика  $k(\omega)$  має спад 20 дБ/дек, починаючи з частоти порядку 10 Гц. У результаті вже для частот  $\omega = 1$  кГц  $k(\omega) = 10^3$  для  $k(0) = 10^5$ .

Промисловістю випускаються також і ОП, швидкість зростання вихідного сигналу яких перевищує 100 В/мкс,  $k(0) > 10^5$  і  $\omega_T \approx 10$  МГц. Для них на частотах  $\omega \approx 1$  кГц значення  $k(\omega)$  може досягати четвертого порядку, однак наявність додаткових зламів АЧХ і ділянок спаду, що перевищують 20 дБ/дек, не дозволяє отримати стійкі режими роботи побудованих на них перетворювачів. При цьому виникає необхідність їх корекції, що знову ж таки приводить до значень  $k(\omega)$  не вище третього порядку. Таким же недоліком характеризуються і гібридні ОП з паралельними високочастотними каналами [193]. Таким чином, через частотні властивості ОП, у випадках, коли коефіцієнти шунтування досягають другого (третього) порядку малості, мультиплікативна складова систематичних похибок буде досягати 10% (50%).

Слід відзначити, що під час перетворень параметрів складових комплексних двополюсників, в реальних об'єктах часто зустрічаються випадки, коли вже на частотах  $\omega \leq 10^3$  імпеданси активної і реактивної складових досліджуваних двополюсників можуть відрізнятись на два порядки і більше. У результаті під час перетворень складових  $\dot{Y}_x$  виникають аналогічні похибки, при цьому ОП можуть навіть виходити з лінійного режиму. Це приводить до необхідності підвищення частоти тестових сигналів, щоб амплітуди активної і реактивної складових вихідного сигналу були одного порядку. Однак, при цьому

зменшується значення коефіцієнта підсилення ОП, а значить і збільшується мультиплікативна похибка.

Аналіз виразу (3.32) показує, що адитивні похибки, як і мультиплікативні, значно залежать від значення відношень  $Y_s/Y_0$ ,  $Y_s/Y_x$  і  $Y_s/Y_0 + Y_x$  для відповідних базових структур. Так, наприклад, для  $e_{o\varepsilon}=0,1\text{мВ}$  і  $Y_s/Y_0=10^3$  напруга зсуву на виході перетворювача буде досягати значення  $u(e_{o\varepsilon})=100\text{мВ}$ . А це, якщо враховувати те, що значення сумарного вихідного сигналу для забезпечення неруйнівного характеру перетворень не повинно перевищувати 0.6 В, може призвести до 20% похибок. Аналогічні похибки можуть виникати і за рахунок впливу напруги зсуву нульового рівня джерела тестового сигналу. Вплив же ненульових значень вхідних струмів для сучасних ОП незначний і ним можна зневажити.

**Методи розгортаючого врівноваження.** Такі методи реалізують розв'язування рівнянь методами підстановки. У перетворювачах такого типу, оскільки досліджувані двополюсники у більшості випадків носять комплексний характер, вихідний сигнал змінюється за законом спіралі або за законом багатопроменевої зірки, тобто з одночасною зміною амплітуд активної і реактивної складових або модуля і фази розгортаючої змінної [194]. Перетворення, при цьому, здійснюються циклічно, визначаючи у кожному циклі некомпенсацію величин врівноваження  $\Delta_u = \dot{u} - V_o \dot{\eta}_w / \dot{\vartheta}_w$ . Якщо її значення знаходиться у допустимій області, то відповідне їй значення змінної розгортання  $\dot{u} \approx \dot{u}_*$  буде розв'язком рівняння врівноваження. Точність перетворень за такими методами буде тим вища, чим більше витків у спіралі або променів у зірці. Тобто можна завжди досягти якої завгодно точності. Однак, при цьому, істотно знижується швидкодія процесів перетворень, що обмежує можливості їх застосування, особливо для задач діагностики виробничих дефектів РЕА в умовах серійного і масового виробництва, де вимога до швидкодії є однією із домінуючих. До недоліків методів розгортаючого врівноваження слід віднести, також, і складність реалізації процесів врівноваження.

**Ітераційні методи врівноваження.** В основі перетворювачів з ітераційним врівноваженням досліджуваних кіл лежить принцип моделювання розв'язання рівнянь методами послідовного наближення [63, 194, 195]

$$\dot{u}_{i+1} = \psi(\dot{u}_*, \dot{u}_i), (i = \overline{1, n}),$$

де  $\dot{u}_* = V_o \dot{\eta}_w / \dot{\vartheta}_w$  – шукане значення величини сигналу, що врівноважує;  $\dot{u}_i$  – сигнал врівноваження  $i$ -го кроку ітераційного алгоритму;

$\psi(\cdot)$  – ітераційна функція алгоритму;  $n$  – кількість кроків ітераційного алгоритму.

Розв'язком рівнянь врівноваження, якщо ітераційний процес сходиться, буде значення  $\dot{\mathbf{u}}_n$ , причому значення кількості ітерацій  $n$  повинно бути таким, щоб абсолютне відхилення від шуканого значення  $\dot{\mathbf{u}}_* = V_o \dot{\boldsymbol{\eta}}_w / \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_w$  не перевищувало допустимих меж  $|\dot{\mathbf{u}}_n - V_o \dot{\boldsymbol{\eta}}_w / \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_w| \leq \Delta_{lim}$ .

Основною перевагою ітераційних методів є властивість можливості забезпечення абсолютної збіжності процесів врівноваження. Незважаючи на те, що ітераційні методи сьогодні широко застосовуються у вимірвальній техніці [195-201], дослідження в області їх застосування у задачах перетворень з розчленовуванням замкнених кіл практично відсутні, що безпосередньо і вказується, наприклад, у роботі [195]. Однак з огляду на переваги ітераційних методів, дослідження в цьому напрямку є актуальними і перспективними, чому і присвячений п'ятий розділ даної роботи.

#### **3.4. Аналіз і розробка методів роздільних перетворень у комплексних досліджуваних колах**

Аналогові вузли РЕА як складні об'єкти характеризуються широким різноманіттям поєднань типоміналів елементарних компонент. При цьому досліджувані двополіусники, що отримуються під час елементарної декомпозиції об'єктів у більшості є складними і в загальному випадку носять комплексний характер. Вихідні сигнали перетворювачів при цьому також є комплексними і їх можна розглядати як композицію сигналів, пропорційних складовим комплексним величин, що характеризують досліджувані двополіусники. При цьому, оскільки для поелементарних методів однією з основних задач є отримання інформації про параметри кожного з елементарних компонент, на передній план постає задача селекції з вихідного сигналу перетворювачів складових, що будуть інформативними тільки для відповідних компонент [63, 202-206].

Для дослідження процесів роздільного перетворення параметрів комплексних двополіусників доцільно застосувати узагальнене рівняння електричних як дробово-лінійну функцію щодо досліджуваної комплексної величини [63, 203, 204]. З табл. 3.1, де описуються різні способи врівноваження, можна побачити, що для кожного способу відповідні значення елементів матриці  $\dot{\mathbf{W}}$  описують конкретні випадки саме такої функції, причому їх сукупність охоплює усі її можливі комбінації. Беручи це до уваги в узагальненому рівнянні врівноважен-

ня, матричній функції  $\dot{W}$  поставимо у відповідність дробово-лінійну функцію

$$\dot{W} \equiv F(\dot{W}_x) = \frac{\dot{W}_x \mathbf{a} + \dot{\mathbf{b}}}{\dot{W}_x \mathbf{c} + \dot{\mathbf{d}}} = |\dot{W}| e^{j\theta} = \mathbf{Re}(\dot{W}) + j \mathbf{Im}(\dot{W}), \quad (3.33)$$

де  $F(\dot{W}_x)$  – матрична функція комплексного аргументу  $\dot{W}_x$ ;  $\mathbf{a}$  і  $\dot{\mathbf{b}}$  – діагональні матриці, що визначають відповідно мультиплікативні і адитивні коефіцієнти лінійної функції чисельника  $F(\dot{W}_x)$ ;  $\mathbf{c}$  і  $\dot{\mathbf{d}}$  – діагональні матриці, що визначають аналогічні коефіцієнти лінійної функції знаменника  $F(\dot{W}_x)$ ;  $|\dot{W}|$ ,  $\theta$ ,  $\mathbf{Re}(\dot{W})$ ,  $\mathbf{Im}(\dot{W})$  – є відповідно модулем, аргументом, дійсною і уявною складовими комплексної функції  $F(\dot{W}_x)$ .

Значення діагональних елементів матриць коефіцієнтів можна отримати безпосереднім співставленням математичних моделей функцій чисельника  $\eta_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda}(\dot{W}_x) = \dot{W}_x a_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda} + \dot{\mathbf{b}}_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda}$  і знаменника  $\vartheta_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda}(\dot{W}_x) = \dot{W}_x c_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda} + \dot{\mathbf{d}}_{k \bar{k} q}^{\bar{k} q \lambda}$  дробово-лінійної функції  $F(\dot{W}_x)$  з реальними значеннями функціями чисельників і знаменників відповідних елементів матричної функції  $\dot{W}$ , що описується у табл. 3.1. При цьому, якщо зберегти відповідну систему індексації, то буде забезпечуватись однозначна відповідність коефіцієнтів, розглянутим вище способам врівноваження, і їх можна буде визначати безпосередньо з виразу (3.26), що описує функцію  $\dot{W}$ .

Для аналізу умов застосування прямих методів роздільного перетворення складових комплексних дво полюсників визначимо функцію (3.33) через дійсні (з індексом  $R$ ) і уявні (з індексом  $I$ ) складові відповідних комплексних величин [63, 203]

$$\dot{W} = \frac{A \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] + B W_x^R + C W_x^I + D}{\left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] c^2 + 2 - d_R W_x^R + 2 c d_I W_x^I + d_R^2 + d_I^2},$$

де  $A = \mathbf{ac}$ ;  $B = (\mathbf{ad}_R + \mathbf{cb}_R) + j(\mathbf{ad}_I + \mathbf{cb}_I)$ ;

$C = (\mathbf{ad}_I + \mathbf{cb}_I) + j(\mathbf{ad}_R + \mathbf{cb}_R)$ ;  $D = (\mathbf{b}_I \mathbf{d}_I + \mathbf{b}_R \mathbf{d}_R) + j(\mathbf{b}_I \mathbf{d}_R - \mathbf{b}_R \mathbf{d}_I)$ .

З отриманого виразу запишемо скалярні рівняння, що характеризують стан рівноваги досліджуваного кола під час визначення відпо-



відно модуля, аргументу, дійсної і уявної складових функції  $\dot{W}$  :

$$\begin{aligned} |\dot{W}| - \left| \frac{\dot{W}_x \mathbf{a} + \dot{\mathbf{b}}}{\dot{W}_x \mathbf{c} + \dot{\mathbf{d}}} \right| &= \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] \left[ |\dot{W}|^2 \mathbf{c}^2 - \mathbf{a}^2 \right] + \\ &+ 2W_x^R \left( |\dot{W}|^2 \mathbf{c} \mathbf{d}_R - \mathbf{a} \mathbf{b}_R \right) + 2W_x^I \left( |\dot{W}|^2 \mathbf{c} \mathbf{d}_I - \mathbf{a} \mathbf{b}_I \right) + \\ &+ |\dot{W}|^2 \left( \mathbf{d}_R^2 + \mathbf{d}_I^2 \right) - \left( \mathbf{b}_R^2 - \mathbf{b}_I^2 \right) = 0; \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} \arg \dot{W} - \arg \left( \frac{\dot{W}_x \mathbf{a} + \dot{\mathbf{b}}}{\dot{W}_x \mathbf{c} + \dot{\mathbf{d}}} \right) &= \mathbf{ac} \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] \mathit{tg} \theta_x + \\ &+ W_x^R \left[ \mathit{tg} \theta_x (\mathbf{a} \mathbf{d}_R + \mathbf{c} \mathbf{b}_R) - (\mathbf{a} \mathbf{d}_I + \mathbf{c} \mathbf{b}_I) \right] + W_x^I \mathit{tg} \theta_x (\mathbf{a} \mathbf{d}_I + \mathbf{c} \mathbf{b}_I) - \\ &- (\mathbf{a} \mathbf{d}_R + \mathbf{c} \mathbf{b}_R) + \mathit{tg} \theta_x (\mathbf{b}_R \mathbf{d}_R + \mathbf{b}_I \mathbf{d}_I) - (\mathbf{b}_I \mathbf{d}_R - \mathbf{b}_R \mathbf{d}_I) = 0 ; \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} \mathit{Re}(\dot{W}) - \mathit{Re} \left( \frac{\dot{W}_x \mathbf{a} + \dot{\mathbf{b}}}{\dot{W}_x \mathbf{c} + \dot{\mathbf{d}}} \right) &= \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] \left[ \mathit{Re}(\dot{W}) \mathbf{c}^2 - \mathbf{ac} \right] + \\ &+ W_x^R \left[ 2 \mathit{Re}(\dot{W}) \mathbf{c} \mathbf{d}_R - (\mathbf{a} \mathbf{d}_R + \mathbf{c} \mathbf{b}_R) \right] + W_x^I \left[ 2 \mathit{Re}(\dot{W}) \mathbf{c} \mathbf{d}_I - (\mathbf{a} \mathbf{d}_I + \mathbf{c} \mathbf{b}_I) \right] + \\ &+ \mathit{Re}(\dot{W}) \left( \mathbf{d}_R^2 + \mathbf{d}_I^2 \right) - (\mathbf{b}_R \mathbf{d}_R + \mathbf{b}_I \mathbf{d}_I) = 0 ; \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} \mathit{Im}(\dot{W}) - \mathit{Im} \left( \frac{\dot{W}_x \mathbf{a} + \dot{\mathbf{b}}}{\dot{W}_x \mathbf{c} + \dot{\mathbf{d}}} \right) &= \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] \mathit{Im}(\dot{W}) \mathbf{c}^2 + W_x^R \left[ 2 \mathit{Im}(\dot{W}) \mathbf{c} \mathbf{d}_R - \right. \\ &- (\mathbf{a} \mathbf{d}_R - \mathbf{c} \mathbf{b}_I) \left. \right] + W_x^I \left[ 2 \mathit{Im}(\dot{W}) \mathbf{c} \mathbf{d}_I + (\mathbf{a} \mathbf{d}_R - \mathbf{c} \mathbf{b}_R) \right] + \mathit{Im}(\dot{W}) \left( \mathbf{d}_R^2 + \mathbf{d}_I^2 \right) + \\ &+ (\mathbf{b}_I \mathbf{d}_R - \mathbf{b}_R \mathbf{d}_I) = 0 . \end{aligned} \quad (3.37)$$

У загальному випадку відомо, що інформацію про модуль, аргумент, дійсну і уявну складові вихідних сигналів перетворювачів можна отримати тільки за умови, що скалярні рівняння, які описують стан рівноваги досліджуваних кіл, будуть відповідно рівняннями: кола з центром у початку координат; прямої, що проходить через початок координат; прямих, паралельних уявній і дійсній осям координат комплексної площини, на якій визначені значення параметрів  $\dot{W}_x$  [203-206].

Застосовуючи таку геометричну інтерпретацію, проаналізуємо рівняння (3.34) – (3.37) для виявлення умов застосування прямих методів роздільного перетворення параметрів складових комплексних двополюсників.

Необхідною і достатньою умовою для того, щоб визначити модуль  $\dot{W}_x$ , є рівність нулю у (3.34) – (3.37) множників при складових  $\dot{W}_x^R$  і  $\dot{W}_x^I$ , що мають перший степінь. Так, наприклад, у (3.34) дана умова забезпечується під час виконання однієї з рівностей:  $\mathbf{a} = \mathbf{c} = 0$ ;  $\dot{\mathbf{b}} = \dot{\mathbf{d}} = 0$ ;  $\mathbf{a} = \dot{\mathbf{d}} = 0$ ;  $\mathbf{c} = \dot{\mathbf{b}} = 0$ . Вираз (3.34), при цьому, буде еквівалент-

тний трьом рівностям:

$$\left. \begin{aligned} |\dot{W}|^2 cd_R - ab_R &= 0; \\ |\dot{W}|^2 cd_I - ab_I &= 0; \\ |\dot{W}_x|^2 (|\dot{W}|^2 c^2 - a^2) + |\dot{W}|^2 (d_R^2 + d_I^2) - (b_R^2 - b_I^2) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

Перші дві з них показують, що модуль функції  $\dot{W}$  залежить тільки від постійних коефіцієнтів і, оскільки  $\dot{W}$  не є функцією  $\dot{W}_x$ , значення модуля  $\dot{W}$  не дає можливості визначити модуль функції  $\dot{W}_x$ . Остання рівність (3.38) за умови, що  $a = c = 0$ , перетвориться до виразу

$$|\dot{W}|^2 (d_R^2 + d_I^2) - (b_R^2 - b_I^2) = 0,$$

звідки видно, що значення модуля  $\dot{W}_x$  також не може бути визначене, оскільки  $\dot{W}$  знову таки не є функцією  $\dot{W}_x$ .

Якщо забезпечити виконання умови  $\dot{b} = \dot{d} = 0$ , то в останній рівності (3.38) буде відсутній вільний член, внаслідок чого визначення модуля  $\dot{W}_x$  також стає неможливим. Для випадків, коли  $c = \dot{b} = 0$  або  $a = \dot{d} = 0$ , остання рівність (3.38) перетвориться відповідно у дві рівності:

$$|\dot{W}|^2 |d|^2 - \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] a^2 = 0; \quad |\dot{W}|^2 \left[ (W_x^R)^2 + (W_x^I)^2 \right] c^2 - |b|^2 = 0.$$

З аналізу наведених рівностей випливає, що функція  $\dot{W}$  в обох випадках буде лінійною, чому і стає можливим визначення модуля  $\dot{W}_x$ .

Визначення модуля досліджуваного дипольника  $\dot{W}_x$  за результатами перетворень таких параметрів  $\dot{W}$  як її аргумент  $\theta$ , дійсна і уявна складові також неможливе, оскільки умова рівності нулю множників при  $\dot{W}_x^R$  і  $\dot{W}_x^I$  виконується тільки коли  $c = \dot{d} = 0$  або  $\dot{b} = \dot{d} = 0$ . При цьому, під час виконання першої умови всі члени рівнянь (3.35) – (3.37) обертаються в нуль, а під час виконання другої – у тих же рівняннях виключаються вільні члени і  $\dot{W}$  знову ж таки перестає бути функцією від  $\dot{W}_x$ .

Для визначення аргументу, дійсної і уявної складових досліджу-

ваного двополюсника  $\dot{W}_x$  за значеннями модуля  $\dot{W}$  у виразах (3.35) – (3.37) необхідно виключити члени, що є співмножниками при  $\left[ (\dot{W}_x^R)^2 + (\dot{W}_x^I)^2 \right]$ . Це можливо тільки тоді, коли забезпечуються умови:  $a = c = 0$  для (3.34);  $a = 0$  або  $c = 0$  для (3.35);  $c = 0$  для (3.36) і (3.37). Проте для всіх цих випадків втрачається зміст функції  $\dot{W}$ , оскільки вона перестає бути функцією відповідних параметрів. Таким чином, за результатами перетворень модуля функції  $\dot{W}$  можна визначити тільки модуль досліджуваного комплексного двополюсника і немає можливості визначення інших параметрів  $\dot{W}_x$ .

Аналіз рівнянь (3.34) – (3.37) показує, що визначення фазового зсуву  $\varphi_x$  може бути здійснено тільки за значеннями аргументу функції  $\dot{W}$ . При цьому  $\dot{W}$  стає лінійною тільки за умови  $c = \dot{b} = d_I = 0$  або  $c = \dot{b} = d_R = 0$ :

$$\begin{aligned}\dot{W} = a\dot{W}_x/d_R &\Rightarrow \arg(\dot{W}) = \theta_x = \arg(\dot{W}_x) = \varphi_x; \\ \dot{W} = -ja\dot{W}_x/d_I &\Rightarrow \arg(\dot{W}) = \arg(\dot{W}_x) + \pi/2.\end{aligned}$$

Визначення дійсної і уявної складових досліджуваного двополюсника  $\dot{W}_x$  можливо шляхом перетворень однієї з таких же складових функції  $\dot{W}$ . Розглянемо, наприклад, випадок, коли здійснюються перетворення дійсної складової  $\mathbf{Re}(\dot{W})$ . У цьому випадку можна визначити дійсну складову  $\mathbf{Re}(\dot{W}_x)$ , якщо виконується одна з умов  $c = \dot{b} = d_I = 0$  або  $c = b_I = d_I = 0$ . При цьому функції  $\dot{W}$  будуть лінійними і визначаються відповідно як:

$$\begin{aligned}\dot{W} = a\dot{W}_x/d_R &\Rightarrow W_x^R = \mathbf{Re}(\dot{W})d_R/a; \\ \dot{W} = (a\dot{W}_x + b_R)/d_R &\Rightarrow W_x^R = [\mathbf{Re}(\dot{W})d_R + b_R]/a.\end{aligned}$$

У загальному випадку функція  $\dot{W}$  також стає лінійною і під час виконання умови  $c = \dot{b} = d_R = 0$  або  $c = b_R = d_R = 0$ . Проте, за результатами перетворень  $\mathbf{Re}(\dot{W})$  можна визначити тільки уявну складову досліджуваного двополюсника. Відповідні цим умовам вирази визначаються як:

$$\begin{aligned}\dot{W} = -ja\dot{W}_x/d_I &\Rightarrow W_x^I = \mathbf{Re}(\dot{W})d_I/a; \\ \dot{W} = -j(a\dot{W}_x + b_I)/d_I &\Rightarrow W_x^I = [\mathbf{Re}(\dot{W})d_I + b_I]/a.\end{aligned}$$

Аналогічно, за результатами перетворень уявної складової  $\dot{W}$  можна визначити як уявну, так і дійсну складові  $\dot{W}_x$ . Це, за умови  $c = 0$ , ілюструється наведеними нижче співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \dot{b} = d_I = 0 &\Rightarrow ja\dot{W}_x/d_R \Rightarrow W_x^I = \text{Im}(\dot{W})d_R/a; \\ d_I = b_I = 0 &\Rightarrow ja(\dot{W}_x d_R + b_R) \Rightarrow W_x^I = [\text{Im}(\dot{W})d_R + b_R]/a; \\ \dot{b} = d_R = 0 &\Rightarrow a\dot{W}_x/d_I \Rightarrow W_x^I = \text{Im}(\dot{W})d_I/a; \\ d_R = b_R = 0 &\Rightarrow a\dot{W}_x d_I + b_I \Rightarrow W_x^I = [\text{Im}(\dot{W})d_I + b_I]/a. \end{aligned}$$

Таким чином, роздільне визначення інформації про параметри досліджуваних двополюсників  $\dot{W}_x$  можливе тільки за умови, коли функція  $\dot{W}$  стосовно відповідних параметрів є лінійною. При цьому модуль  $|\dot{W}_x|$ , аргумент  $\theta_x$  дійсна  $\text{Re}(\dot{W}_x)$  і уявна  $\text{Im}(\dot{W}_x)$  складові можуть бути визначені тільки за результатами перетворень відповідних параметрів  $\dot{W}$ .

Розглянемо *методичні похибки*, що виникають під час роздільного перетворення параметрів складових комплексних двополюсників. При цьому проаналізуємо перетворення як за схемою “Y”, так і за схемою “Z”, причому для загального випадку трьохелементних досліджуваних двополюсників що описуються паралельним з’єднанням трьох типів елементарних компонент, які характеризуються опором  $R_x$ , ємністю  $C_x$  і індуктивністю, що описується послідовною схемою заміщення  $R_L + \omega L_x$ .

Під час аналізу методичних похибок будемо виходити з припущення, що систематичні похибки зневажливо малі, тобто характеристики ОП ідеальні. Нехай, при цьому, перетворення здійснюються під впливом тестового сигналу  $U_o \sin \omega t$ . Тоді, виходячи з припущення, що початковим станом перетворювачів є нульове значення їх вихідних сигналів, то процес перетворень за схемою “Y” буде описуватися виразом, що визначається як суперпозиція активної, реактивної і постійної складових

$$\dot{G}(t) = \text{Re}[\dot{G}(t)]\sin \omega t + \text{Im}[\dot{G}(t)]\cos \omega t + \text{Const}[\dot{G}(t)], \quad (3.39)$$

де значення  $\dot{G}(t)$  у лівій частині наведеного виразу для структур з лінійними функціями перетворень, що проходять через початок координат, і для структур з лінійними функціями, зміщеними щодо початку координат, визначаються відповідно як:

$$\dot{G}_n^o(t) = i_Y^x(t)/U_0; \dot{G}_n^{cM}(t) = [i_Y^x(t)/U_0] - 1,$$

де  $i_Y^x(t)$  – струм, що протікає через досліджуваний двополюсник.

При цьому значення амплітуд змінних сигналів і постійна складова у правій частині (3.39) будуть визначатися відповідно за формулами [55, 63]:

$$\mathbf{Re}[\dot{G}(t)] = \frac{1}{R_x} (1 + \varepsilon_Y^{Re}) \equiv \frac{1}{R_x} \left( 1 + \frac{S}{1 + Q^2} \right); \quad (3.40)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{G}(t)] = \omega C_x - \frac{1}{\omega L_x} (1 - \varepsilon_Y^{Im}) \equiv \omega C_x - \frac{1}{\omega L_x} \left( 1 - \frac{1}{1 + Q^2} \right); \quad (3.41)$$

$$\mathbf{Const}[\dot{G}(t)] = \frac{1}{\omega L_x} (1 + \varepsilon_Y^{Const}) \equiv \frac{1}{\omega L_x} \left( 1 - \frac{1}{1 + Q^2} \right), \quad (3.42)$$

де коефіцієнти  $\varepsilon_Y^{(\cdot)}$  – визначають методичні похибки перетворень відповідних складових,  $Q = \omega L/R_L$  – добротність котушки індуктивності на частоті тестового сигналу  $\omega$ ;  $S = R_x/R_L$  – коефіцієнт активного шунтування.

Піддамо інтегруванню вираз (3.39) протягом одного періоду і зафіксуємо відліки значень цього інтегралу у такі моменти часу:

$$\mathfrak{I}_Y(t_1) = \int_0^{\pi/2} \dot{G}(t) dt; \mathfrak{I}_Y(t_2) = \int_0^{\pi} \dot{G}(t) dt; \mathfrak{I}_Y(t_3) = \int_0^{3\pi/2} \dot{G}(t) dt; \mathfrak{I}_Y(t_4) = \int_0^{2\pi} \dot{G}(t) dt.$$

Маючи значення цих інтегралів можна показати, що амплітуди активних і реактивних складових, а також постійна складова у правій частині (3.39) можна визначити за формулами [55, 63]:

$$\mathbf{Re}[\dot{G}(t)] = 2\mathfrak{I}_Y(t_2) - \mathfrak{I}_Y(t_4); \quad (3.43)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{G}(t)] = 2\mathfrak{I}_Y(t_1) - 2\mathfrak{I}_Y(t_3) + \mathfrak{I}_Y(t_4); \quad (3.44)$$

$$\mathbf{Const}[\dot{G}(t)] = \mathfrak{I}_Y(t_4) \frac{1}{\pi}, \quad (3.45)$$

які отримані для значення постійної часу інтегрування  $\tau_u = \omega/4$ .

Розглянемо детальніше можливі випадки взаємного паралельного шунтування і оцінимо похибки перетворень, що при цьому виникають.

За умови відсутності у складі досліджуваних двополюсників ін-

дуктивностей застосування (3.43) і (3.44) для структур перетворювачів за схемою “Y” забезпечує роздільне перетворення як активної, так і реактивної складових провідності досліджуваних двополюсників без будь-яких похибок, тобто  $\varepsilon_Y^{Re} = 0$  і  $\varepsilon_Y^{Im} = 0$ . Постійна складова, при цьому, буде дорівнювати нулю. За наявності індуктивностей роздільне перетворення без похибок для ємнісної складової провідності досліджуваних двополюсників може бути забезпечено, наприклад, застосуванням алгоритму

$$\omega C_x = 2\Im_Y(t_1) - 2\Im_Y(t_3) + \Im_Y(t_4) \left(1 + \frac{1}{\pi}\right), \quad (3.46)$$

оскільки результат суми виразів (3.41) і (3.42) буде вільний від впливу значення параметрів індуктивної складової досліджуваних двополюсників. Однак, при цьому, перетворення активної і індуктивної провідностей досліджуваних двополюсників відповідно за алгоритмами (3.43) і (3.45) завжди будуть здійснюватись з похибками, що зумовлюються впливом  $R_L$ .

Перетворення індуктивної складової досліджуваних двополюсників за алгоритмом (3.46), як це впливає з виразу (3.42) здійснюється з похибкою  $\varepsilon_Y^{Const}$ , що залежить тільки від добротності  $Q$  і швидко зменшується зі зростанням його значення. Так, наприклад, вже для значень добротності  $Q > 10$  похибка перетворень  $\varepsilon_Y^{Const} < 0,01$ .

Під час перетворень активної складової досліджуваних двополюсників, як видно з виразу (3.40), похибка  $\varepsilon_Y^{Re}$  прямо-пропорційна значенню коефіцієнта шунтування  $S$  і з його ростом значення похибки швидко зростає. Проте, якщо значення  $S$  зростає за рахунок зменшення опору  $R_L$ , значення складової  $Q^2$  у знаменнику виразу для похибки  $\varepsilon_Y^{Re}$  зростає значно швидше.

На рис. 3.3 наведені графіки залежності похибки  $\varepsilon_Y^{Re}$  від значень добротності  $Q$  і коефіцієнта шунтування  $S$ , з яких видно, що під час перетворень за схемою “Y” визначення активної складової досліджуваних двополюсників з похибками, що не перевищують одиниці відсотка, можливе лише для відносно великих значень добротності ( $Q > 30$ ) і невеликих значеннях коефіцієнта шунтування ( $S < 10$ ).

Слід відзначити, що значеннями коефіцієнта шунтування  $S$  ми не можемо варіювати, оскільки параметри досліджуваних двополюсників нам задані. Значення ж добротності  $Q$  можна змінювати вибором час-

тоти тестових сигналів  $\omega$ , тобто точність перетворень можна підвищувати підвищуючи частоту тестового сигналу  $\omega$ . Однак при цьому збільшуються систематичні похибки, що обумовлені частотними властивостями ОП.

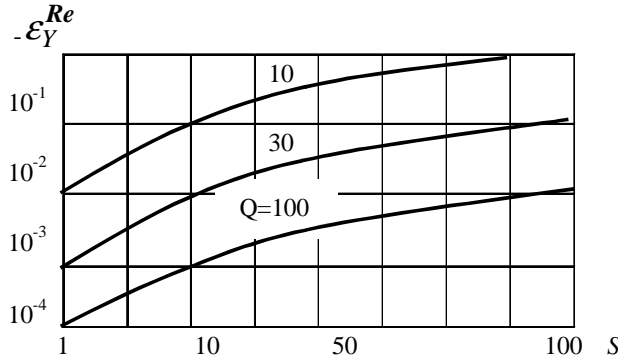


Рис. 3.3. Графіки похибки  $\varepsilon_Y^{Re}$  під час перетворень за схемою “Y”

У загальному випадку вирази (3.40) і (3.42) є системою двох рівнянь і має три шуканих змінних, тобто  $R_x$ ,  $L_x$  і  $R_L$ . Очевидно, що для того, щоб розв’язати задачу роздільного перетворення параметрів комплексних двополіусників необхідно визначити ще одне незалежне рівняння. Таке рівняння можна отримати здійснюючи перетворення під впливом тестового сигналу постійного рівня, яке буде описуватися виразом

$$\dot{G}(\omega=0) = \frac{1}{R_x} (1 + \varepsilon_Y^{\omega=0}) \equiv \frac{1}{R_x} (1 + S). \quad (3.47)$$

Розв’язуючи систему рівнянь (3.40), (3.42) і (3.47), маємо вирази [63]:

$$\frac{1}{R_x} = \mathbf{Re}[\dot{G}(t)] - \frac{(\mathbf{Const}[\dot{G}(t)])^2}{\dot{G}(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{G}(t)]}; \quad (3.48)$$

$$\frac{1}{\omega L_x} = \mathbf{Const}[\dot{G}(t)] \left( \frac{(\mathbf{Const}[\dot{G}(t)])^2}{(\dot{G}(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{G}(t)])^2} + 1 \right); \quad (3.49)$$

$$\frac{1}{R_L} = \dot{G}(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{G}(t)] + \frac{(\mathbf{Const}[\dot{G}(t)])^2}{\dot{G}(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{G}(t)]}; \quad (3.50)$$

$$\omega C_x = \mathbf{Im}[\dot{G}(t)] + \mathbf{Const}[\dot{G}(t)], \quad (3.51)$$

які з урахуванням (3.43) – (3.46) будуть визначати алгоритми роздільного перетворення параметрів складових комплексних двополіусників під час перетворень за схемою “Y”, і які будуть вільні від методичних похибок, що зумовлені взаємним паралельним шунтуванням.

Міркуючи аналогічно і позначаючи струм, що задається через досліджуваний двополіусник як  $I_o \sin \omega t$ , процеси перетворень у структурах перетворювачів за схемою “Z” можна описати виразом

$$\dot{Z}(t) = \mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] \sin \omega t + \mathbf{Im}[\dot{Z}(t)] \cos \omega t + \mathbf{Const}[\dot{Z}(t)], \quad (3.52)$$

де для структур з лінійними функціями, що проходять через початок координат, і для перетворювачів з лінійними функціями, зміщеними щодо початку координат, значення  $\dot{Z}(t)$  у лівій частині наведеного виразу визначаються відповідно як:

$$\dot{Z}_n^o(t) = \dot{U}_Z^x(t)/I_o; \quad \dot{Z}_n^{cm}(t) = \dot{U}_Z^x(t)/I_o.$$

Значення амплітуд змінних сигналів і постійна складова у правій частині наведеного виразу, якщо позначити через  $\omega_o = 1/\sqrt{L_x C_x}$  резонансну частоту контуру досліджуваного двополіусника, амплітуди змінних сигналів і постійна складова у правій частині виразу (3.52) будуть визначатися відповідно як [63]:

$$\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] = R_x (1 + \varepsilon_Z^{\mathbf{Re}}) \equiv R_x \left( \frac{1 + S + Q^2}{\Delta_Z} \right); \quad (3.53)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)] = \omega L_x \frac{S^2 [1 - (\omega/\omega_o)^2]}{\Delta_Z} - \frac{1}{\omega C_x} \left( \frac{\omega^4 S^2}{\omega_o^4 Q^2} / \Delta_Z \right); \quad (3.54)$$

$$\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)] = \frac{1}{\omega C_x} (1 + \varepsilon_Z^{\mathbf{Const}}) \equiv \frac{1}{\omega C_x} \left( \frac{\omega^4 S^2}{\omega_o^4 Q^2} / \Delta_Z \right); \quad (3.55)$$

$$\text{де } \Delta_Z = \left[ 1 + S \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2} \right) \right]^2 + \left( Q + \frac{\omega^2 S}{\omega_o^2 Q} \right)^2.$$

Тут, як і у попередньому випадку, визначаючи проміжні значення у процесі інтегрування виразу (3.52) протягом одного періоду



$$\Im_Z(t_1) = \int_0^{\pi/2} \dot{Z}(t) dt; \quad \Im_Z(t_2) = \int_0^{\pi} \dot{Z}(t) dt; \quad \Im_Z(t_3) = \int_0^{3\pi/2} \dot{Z}(t) dt; \quad \Im_Z(t_4) = \int_0^{2\pi} \dot{Z}(t) dt,$$

можна отримати аналогічні (3.43) – (3.45) вирази, що будуть визначати амплітуди змінних і постійну складову правої частини (3.47):

$$\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] = 2\Im_Z(t_2) - \Im_Z(t_4); \quad (3.56)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)] = 2\Im_Z(t_1) - 2\Im_Z(t_3) + \Im_Z(t_4); \quad (3.57)$$

$$\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)] = \Im_Z(t_4) \frac{1}{\pi}, \quad (3.58)$$

і вираз для визначення індуктивної складової

$$\omega L_x \left(1 + \varepsilon_Z^{\mathbf{Const}}\right) = 2\Im_Z(t_1) - 2\Im_Z(t_3) + \Im_Z(t_4) \left(1 + \frac{1}{\pi}\right),$$

$$\text{де } \varepsilon_Z^{\mathbf{Const}} = \left| S^2 \left[1 - (\omega/\omega_0)^2\right] \left\{ \left[1 + S \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\right]^2 + \left(Q + \frac{\omega^2 S}{\omega_0^2 Q}\right)^2 \right\}^{-1} - 1 \right|.$$

З наведених вище виразів безпосередньо видно, що у структурах перетворювачів за схемою “Z” похибки перетворень описуються значно складнішими залежностями. Так, наприклад, під час перетворень активного опору, як це впливає з виразу (3.53), похибки перетворень  $\varepsilon_Z^{\mathbf{Re}}$  крім значень коефіцієнта шунтування і добротності залежать також і від значення відносної частоти  $\omega/\omega_0$ . При цьому для значень  $\omega/\omega_0 < 0,1$  ця залежність дуже слабка. Така ситуація може виникати у двох випадках, тобто під час досліджень  $R_x C_x$  і  $R_x L_x$  двополюсників.

У першому випадку, під час досліджень  $R_x C_x$  двополюсників, похибка перетворень активного опору буде визначатися виразом

$$\varepsilon_Z^{\mathbf{Re}} = \left| S_{RC}^2 / (1 + S_{RC}^2) \right|,$$

де  $S_{RC} = \omega R_x C_x$  – коефіцієнт взаємного шунтування.

Із наведеного виразу видно, що перетворення активного опору досліджуваних двополюсників за алгоритмом (3.56) з похибкою  $\varepsilon_Z^{\mathbf{Re}} < 0,01$  можливе тільки для значення коефіцієнта шунтування  $S_{RC} < 0,1$ .

При цьому похибка перетворень ємнісної складової досліджуваних двополюсників визначається відповідно виразу

$$\varepsilon_Z^{Im} = \varepsilon_Z^{Const} = \left| \left( 1 + S_{RC}^2 \right)^{-1} \right|,$$

з якого видно, що перетворення ємнісної складової за алгоритмами (3.57) або (3.58) з похибками  $\varepsilon_Z^{Const}, \varepsilon_Z^{Im} < 0,01$  можливе тільки для значення коефіцієнта шунтування  $S_{RC} > 100$ .

Слід відзначити, що під час досліджень  $R_x C_x$  двополюсників перетворення активного опору без методичних похибок можна здійснювати під впливом тестових сигналів постійного струму, тобто  $Z(\omega = 0) = R_x$ . При цьому роздільне перетворення ємнісної складової, причому також без методичних похибок можна здійснити розв'язуючи систему рівнянь, що складається з рівняння  $Z(\omega = 0) = R_x$  і одного з рівнянь:

$$Const[\dot{Z}(t)] = \frac{1}{\omega C_x} \frac{S_{RC}^2}{1 + S_{RC}^2} \text{ або } Im[\dot{Z}(t)] = \frac{1}{\omega C_x} \frac{S_{RC}^2}{1 + S_{RC}^2},$$

де  $Const[\dot{Z}(t)]$  і  $Im[\dot{Z}(t)]$  визначаються за результатами перетворень, що визначаються виразами (3.57) і (3.58).

Відповідні алгоритми перетворення ємнісної складової, що забезпечують корекцію методичної похибки, буде мати вигляд

$$\frac{1}{\omega C_x} = \frac{Z(\omega = 0)}{Const[\dot{Z}(t)]} \equiv \frac{Z(\omega = 0)}{Im[\dot{Z}(t)]}.$$

Під час досліджень  $R_x L_x$  двополюсників на похибку перетворень  $\varepsilon_Z^{Re}$  впливають значення коефіцієнта шунтування  $S$  і добротності  $Q$ , тобто

$$\varepsilon_Z^{Re} = \left| \frac{S(S+1)}{(1+S)^2 + Q^2} \right|.$$

Аналіз наведеного виразу показав, що у структурах перетворювачів за схемою “Z”, як і для перетворень за схемою “Y” перетворення активного опору складової досліджуваних двополюсників з похибками, що не перевищують одиниці відсотка, можливе лише при значеннях  $Q > 30$  і  $S < 10$ . Якщо дані умови не виконуються, то тут також

можна застосувати алгоритмічний метод роздільного перетворення складових досліджуваних двополюсників, який полягає у розв'язанні системи рівнянь:

$$\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] = R_x \frac{1+S+Q^2}{(1+S)^2+Q^2}; \quad \mathbf{Im}[\dot{Z}(t)] = \omega L_x \frac{S^2}{(1+S)^2+Q^2}; \quad Z(\omega=0) = R_x \frac{1}{1+S},$$

де  $\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]$  і  $\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)]$  визначаються за результатами перетворень (3.56) і (3.57), а значення  $Z(\omega=0)$  отримується під час перетворень з тестовими сигналами постійного струму. Відповідні алгоритми перетворень, що забезпечують корекцію методичних похибок будуть визначатися виразами:

$$R_x = \mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - \frac{(\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2}{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)};$$

$$R_L = \frac{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)][\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)] - (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2 Z(\omega=0)}{[\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)]^2 - (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2};$$

$$\omega L_x = \frac{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]([\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)]^2 + (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2) - (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2 Z(\omega=0)}{[\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)] Z(\omega=0) \mathbf{Im}[\dot{Z}(t)]} \times$$

$$\times \frac{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)][\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)] - (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2 Z(\omega=0)}{[\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] - Z(\omega=0)]^2 - (\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)])^2}.$$

Під час дослідження  $L_x C_x$  двополюсників вирази (3.53)-(3.55) відповідно приймуть вигляд:

$$\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)] = R_L \left( \left[ 1 - (\omega/\omega_o)^2 \right]^2 + \frac{\omega^4}{\omega_o^4} \frac{1}{Q^2} \right)^{-1}; \quad (3.59)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{Z}(t)] = \left( \omega L_x \left[ 1 - (\omega/\omega_o)^2 \right] - \frac{1}{\omega C_x} \frac{\omega^4}{\omega_o^4} \frac{1}{Q^2} \right) \left( \left[ 1 - (\omega/\omega_o)^2 \right]^2 + \frac{\omega^4}{\omega_o^4} \frac{1}{Q^2} \right)^{-1}; \quad (3.60)$$

$$\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)] = \frac{1}{\omega C_x} \frac{\omega^4}{\omega_o^4} \frac{1}{Q^2} \left/ \left[ 1 - (\omega/\omega_o)^2 \right]^2 + \frac{\omega^4}{\omega_o^4} \frac{1}{Q^2} \right. . \quad (3.61)$$

З наведених виразів видно, що перетворення складових досліджуваних двополюсників описуються складними залежностями і характеризуються значними методичними похибками. Однак і у цьому випадку можна застосувати алгоритмічний метод коригування похибок шляхом розв'язування системи рівнянь, яка включає (3.59), (3.61) і рівняння  $R_L = Z(\omega = 0)$ , що отримується під час перетворень на нульовій частоті сигналів тестового впливу. Алгоритми роздільного перетворення ємнісної і індуктивної складових, при цьому, будуть описуватись виразами:

$$\frac{1}{\omega C_x} = \frac{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]Z(\omega = 0)}{\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)]},$$

$$\omega L_x = \frac{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]Z(\omega = 0)}{\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)]} \left[ 1 - \sqrt{\frac{Z(\omega = 0)}{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]} - \left( \frac{\mathbf{Const}[\dot{Z}(t)]}{\mathbf{Re}[\dot{Z}(t)]} \right)^2} \right].$$

У загальному випадку під час досліджень  $R_x L_x C_x$  двополюсників за схемою “Z” по мірі збільшення значення відносної частоти методичні похибки швидко зростають і їх можна уникнути тільки розв'язуючи систему рівнянь, що включає рівняння (3.53)-(3.55) і рівняння  $Z(\omega = 0) = R_x / (1 + S)$ . Однак при цьому розв'язок такої системи рівнянь характеризуються певними труднощами, що пов'язані з розв'язуванням системи нелінійних рівнянь високих порядків. Аналогічні труднощі виникають і для структур, що описуються нелінійними функціями передачі. При цьому навіть для двохелементних досліджуваних двополюсників алгоритми роздільного перетворення складових будуть описуватись значно складнішими залежностями, причому як для перетворень за схемою “Y”, так і для перетворень за схемою “Z”. Таким чином для трьохелементних досліджуваних двополюсників доцільно здійснювати лінійні перетворення за схемою “Y” із застосуванням алгоритмів (3.48)-(3.51), а для двоелементних двополюсників можна здійснювати лінійні перетворення за обома схемами із застосуванням відповідних алгоритмів роздільного визначення складових.

## РОЗДІЛ 4

### МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ПОЕЛЕМЕНТНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ В ЗАМКНЕНИХ КОЛАХ

В інформаційно-вимірювальній техніці, як відомо, основною класифікаційною ознакою є тип структурної схеми, що визначає методи перетворень і узагальнює, незалежно від особливостей реалізації окремих вузлів, побудову структурних схем. Відповідно з цим розрізняють перетворювачі з розімкненими (методи прямих перетворення) і із замкненими (методи компенсаційних перетворень) структурами [194].

З аналізу розімкнених структур, як відомо, значення мультиплікативних похибок визначається в основному похибками первинних перетворень, що у даному випадку забезпечують перетворювачі із штучним розчленуванням замкнених кіл. При цьому, для адитивних похибок найменший вплив вносять ланки, що розташовані після ланки підсилювання, тобто також визначається в основному адитивними похибками первинних перетворювачів. А, оскільки адитивні похибки не залежать від знаку тестових сигналів, і їх легко скорегувати, наприклад, здійснюючи перетворення з різними знаками тестових сигналів з наступним визначенням різниці результатів проміжних перетворень, надалі будемо розглядати тільки мультиплікативні похибки, врахування яких є яких є значно складнішою задачею.

З аналізу методів перетворень із замкненими структурами випливає, що прагнення до підвищення точності, у загальному випадку, завжди вступає у протиріччя із задачами підвищення підсилення прямого каналу перетворень і забезпечення стійкості структур.

Розвитку структурних методів присвячено багато літератури [198-201, 207-210], де описуються операційні перетворювачі і перетворювачі активних сигналів. Однак, специфікою задач перетворень параметрів елементів у замкнених колах є шунтування досліджуваних кіл, що і призводить до того, що безпосереднє застосування відомих методів для підвищення точності не буде ефективним, що саме і відзначається, наприклад, у роботі [197]. Таким чином, оскільки для поставлених задач похибки існуючих засобів перетворень характеризуються не достатньо високими метрологічними характеристиками, подальші дослідження з питань розробки методів для підвищення точності перетворень параметрів елементів у замкнених колах є перспективними і актуальними.

#### 4.1. Методи адитивного коригування похибок перетворень параметрів елементів у замкнених колах

У роботі [201] наведено комплекс структур операційних перетворювачів з адитивним коригуванням по виходу, що можуть бути застосовані для підвищення точності перетворень активних величин. Проте, при цьому не розглядається можливість їх застосування для перетворювачів параметрів пасивних компонент. Більш того, у цій же роботі вказується, що для перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах методи адитивного коригування похибок по виходу не можуть бути застосовані. Це пояснюється тим, що для виконання необхідних умов мінімізації похибок необхідно мати додаткові елементи, які повторюють елементи об'єктів дослідження, що для взятої окремо задачі перетворення параметрів одного елемента у складі замкнених кіл неможливо, оскільки відсутня апріорна інформація про параметри інших елементів досліджуваного кола. Проте, якщо до цієї задачі підходити з точки зору визначення параметрів усіх елементів ОД, цю задачу можна було б розв'язати. Справа у тому, що для того двополюсника досліджуваного кола, провідність якого максимальна, визначення його параметрів здійснюється з незначними похибками внаслідок незначного його шунтування. Отже, якщо спочатку визначити параметри цього двополюсника, то під час перетворень параметрів інших гілок, що входять до складу замкнених кіл, ми будемо мати апріорну інформацію про параметри даного елемента шунтування і у нас буде можливість змодельовати її у каналі коригування. З огляду на це дослідимо можливість застосування методів адитивного коригування похибок для базових структур перетворювачів параметрів елементів у складі замкнених кіл.

Під час синтезу перетворювачів з адитивним коригуванням похибок будемо виходити з того, що сигнал помилки перетворення визначається потенціалом на полюсі « $s$ » чотиріполюсника врівноваження (рис. 3.1). При цьому сигнал помилки буде присутній на виході основного каналу з коефіцієнтом підсилення, що визначається значенням коефіцієнтів шунтування. Отже, для реалізації адитивного коригування по виходу в каналі коригування необхідно з таким же коефіцієнтом підсилити сигнал помилки, щоб мати можливість відняти його від вихідного сигналу основного каналу. Як приклад розглянемо застосування методу адитивного коригування похибок для базової структури

$C_{dg}^{hg}$ . З огляду на вище викладене, щоб здійснити адитивне коригування на виході, доповнимо вихідну структуру каналом коригування, який підключимо до полюса «s» і візьмемо різницю вихідних сигналів обох каналів [63]. При цьому канал коригування виконаємо як неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом, що визначається провідностями  $\dot{Y}_{k1}$  і  $\dot{Y}_{k2}$  у колах прямого і зворотного зв'язків (рис. 4.1, а).

Принцип роботи наведеної структури є таким. Під впливом тестового сигналу на виході основного каналу формується напруга

$$\dot{u}_o = -v_o \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} (1 + \delta_o) + \Delta_o. \quad (4.2)$$

При цьому мультиплікативна  $\delta_o$  і адитивна  $\Delta_o$  складові похибки перетворень основного каналу відповідно визначаються виразами:

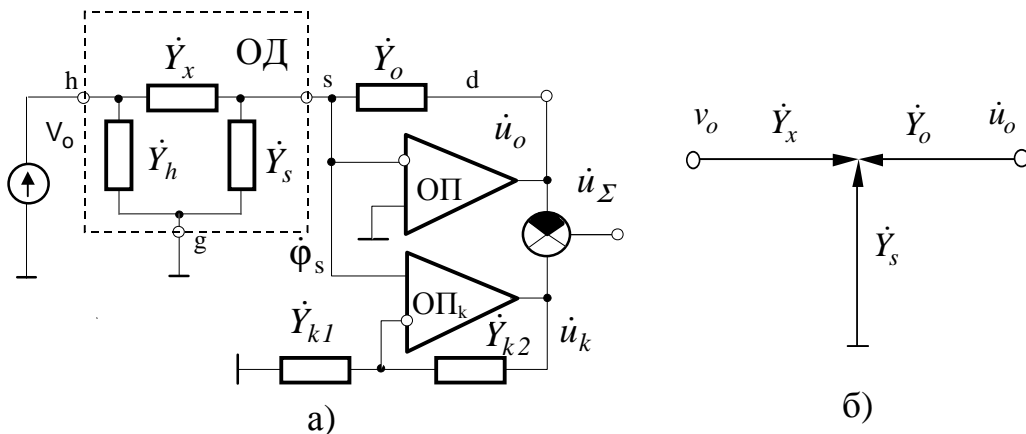


Рис. 4.1 Структурна схема перетворювача з адитивним коригуванням – а) і двонаправлений граф кола рівноваження – б)

$$\left. \begin{aligned} \delta_o &= - \frac{[(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_o]/k_o(\omega)}{1 + [(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_o]/k_o(\omega)}; \\ \Delta_o &= -e_o (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_o, \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

де  $k_o(\omega)$  і  $e_o$  - відповідно коефіцієнт підсилення і напруга зсуву нульового рівня ОП, що входить в основний канал.

Сигналом помилки основного каналу є ненульове значення потенціалу  $\phi_s$ , яке можна визначити за формулою Робішо для графа на рис. 4.1, б.

$$\dot{\varphi}_s = \frac{v_o \dot{Y}_x + \dot{u}_o \dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} = \left( -v_o \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} \dot{\delta}_o + \Delta_o \right) \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s}.$$

Сигнал помилки основного каналу посилюється проходячи через канал коригування і на його виході формується напруга, що визначається як

$$\dot{u}_k = \left( -v_o \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} \dot{\delta}_o + \Delta_o \right) \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} \left( 1 + \frac{\dot{Y}_{k1}}{\dot{Y}_{k2}} \right) (1 + \dot{\delta}_k) + \Delta_k.$$

У наведеному виразі складова  $1 + \dot{Y}_{k1}/\dot{Y}_{k2}$  визначає коефіцієнт підсилення каналу коригування, а  $\dot{\delta}_k$  і  $\Delta_k$  – мультиплікативну і адитивну складові похибки перетворень цього ж каналу, причому

$$\dot{\delta}_k = -\frac{[(\dot{Y}_{k1} + \dot{Y}_{k2})/\dot{Y}_{k2}]/k_k(\omega)}{1 + [(\dot{Y}_{k1} + \dot{Y}_{k2})/\dot{Y}_{k2}]/k_k(\omega)},$$

$$\Delta_k = -e_k (\dot{Y}_{k1} + \dot{Y}_{k2})/\dot{Y}_{k2},$$

де  $k_k(\omega)$  і  $e_k$  – відповідно коефіцієнт підсилення і напруга зсуву нульового рівня ОП, що входить у додатковий канал коригування.

Якщо взяти різницю вихідних сигналів каналу коригування і основного каналу, то у результаті одержимо вихідну напругу досліджуваного перетворювача, яка описується виразом

$$\dot{u}_\Sigma = v_o \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} (1 + \dot{\delta}_\Sigma) + \Delta_\Sigma,$$

де загальні мультиплікативна і адитивна похибки визначаються як:

$$\dot{\delta}_\Sigma = \dot{\delta}_o \dot{\xi}; \quad \Delta_\Sigma = \Delta_k - \Delta_o \dot{\xi}, \quad (4.4)$$

$$\text{де } \dot{\xi} = 1 - \frac{\dot{Y}_o}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} \left( 1 + \frac{\dot{Y}_{k1}}{\dot{Y}_{k2}} \right) (1 + \dot{\delta}_k).$$

Розглядаючи отримані вирази, можна побачити, що коли значення провідностей каналу коригування задовольняють умовам

$$\dot{Y}_{k1} = \dot{Y}_x + \dot{Y}_s; \quad \dot{Y}_{k2} = \dot{Y}_o, \quad (4.5)$$

значення коефіцієнта  $\dot{\xi}$  буде дорівнювати значенню мультиплікативної похибки каналу коригування, узятому з від'ємним знаком. При цьому загальна мультиплікативна похибка буде визначатися як добу-



ток відповідних складових похибок основного і додаткового каналів, адитивна похибка основного каналу подавляється у  $\dot{\delta}_k$  раз, а адитивна похибка каналу коригування буде цілком присутня на виході перетворювача, тобто:

$$\dot{\delta}_\Sigma = -\dot{\delta}_o \dot{\delta}_k ; \Delta_\Sigma = \Delta_k - \Delta_o \delta_k . \quad (4.6)$$

Умови (4.5) називають умовами мінімізації похибки перетворень. Щоб забезпечити виконання цих умов, необхідно мати апріорну інформацію про параметри гілок досліджуваного кола типу трикутник. Така апріорна інформація є тільки для зразкової провідності  $\dot{Y}_o$  і може бути отримана для провідності  $\dot{Y}_s$  на попередніх етапах перетворень загального процесу діагностування. Отже, повністю забезпечити умови мінімізації похибки (4.5) ми не зможемо. Надалі будемо виходити з тієї інформації, що у нас відома апріорі. Припустимо, що значення провідностей каналу коригування задовольняють таким умовам:

$$\dot{Y}_{k1} = \dot{Y}_s ; \dot{Y}_{k2} = \dot{Y}_o . \quad (4.7)$$

Тоді, оскільки для  $\dot{Y}_{k1}$  можна записати, що  $\dot{Y}_{k1} = \dot{Y}_s + \dot{Y}_x - \dot{Y}_x$ , то для коефіцієнта  $\dot{\xi}$  після нескладних перетворень можна записати, що

$$\dot{\xi} = -\dot{\delta}_k - (1 + \dot{\delta}_k) \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} . \quad (4.8)$$

Підставляючи (4.8) у вираз для загальної мультиплікативної похибки із (4.4), з огляду на значення  $\dot{\delta}_o$  із (4.3) і нехтуючи складовими вищих порядків малості будемо мати

$$\dot{\delta}_\Sigma \approx -\dot{\delta}_o \dot{\delta}_k - \frac{\dot{Y}_x / \dot{Y}_o}{k_o(\omega) + (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s) / \dot{Y}_o} .$$

З отриманого виразу видно, що у порівнянні з (4.6) з'явилася додаткова складова мультиплікативної похибки перетворень, що обумовлюється заміною умови мінімізації (4.5) умовами (4.7). Проте, коли врахувати, що відношення  $\dot{Y}_x / \dot{Y}_o$  практично не перевищує значення одиниці, то для достатньо високого значення коефіцієнта підсилення ОП ( $k_o(\omega) \geq 10^3$ ) додаткова складова мультиплікативної не буде перевищувати 0,1% і нею, у загальному випадку, можна зневажити.

Міркуючи аналогічно, можна показати, що загальна адитивна

складова похибки визначається як  $\Delta_o = \Delta_k + e_o$ , тобто з'являється додаткова похибка, що дорівнює зсуву нульового рівня ОП основного каналу. Нею, у загальному випадку, також можна знехтувати, оскільки завжди є можливість забезпечити незначні її значення. Таким чином, остаточний вираз для вихідної напруги перетворювачів з адитивною корекцією визначиться як

$$\dot{u}_\Sigma = (1 - \dot{\delta}_o \dot{\delta}_k) v_o \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_o} + \Delta_k. \quad (4.9)$$

Порівнюючи (4.9) з виразом (4.2) можна зробити висновок, що у запропонованій структурі у порівнянні з вихідною мультиплікативна складова похибки істотно зменшується (у другому степені, якщо вважати, що характеристики операційних підсилювачів в обох каналах мають один порядок), а адитивна складова залишається того ж порядку. Аналіз інших базових структур перетворювачів, що наведені у табл.3.2 показує, що запропонований підхід може бути застосований також і для структурних схем перетворювачів типу  $C_{hd}^{gh}$ ,  $C_{dh}^{gh}$  і  $C_{gd}^{hg}$ . Необхідно тільки відзначити, що під час реалізації адитивного коригування в структурах, де полюс «g» досліджуваного кола не підключений до шини нульового рівня, сигнал помилки основного каналу визначається як різниця потенціалів між полюсами «s» і «g». З точки зору точності перетворень ефективність отримуваних таким чином структур буде така ж сама. Це обумовлюється тим, що вказані структури характеризуються одним значенням коефіцієнтів зворотного зв'язку основного каналу, тобто  $\beta_o = \dot{Y}_o / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)$ , при цьому під час реалізації адитивного коригування забезпечуються однакові умови мінімізації похибок, які полягають у максимально можливому наближенні значення коефіцієнта підсилення каналу коригування до оберненого значення коефіцієнта  $\beta$ . З огляду на вище викладене, для даної групи структур перетворювачів з адитивною корекцією на виході можна записати узагальнену функцію перетворень у вигляді формули

$$\dot{u}_Y^\Sigma = -v_o \dot{W}_Y^\Sigma (1 - \dot{\delta}_o \dot{\delta}_k) + \Delta_k, \quad (4.10)$$

де верхній індекс  $\Sigma$  при векторах вихідних сигналів і коефіцієнтів передачі відповідних структур відносить (4.10) до перетворювачів з адитивним коригуванням похибок перетворень на виході, а нижній індекс визначає застосування цього методу до вищевказаної групи структурних схем. Аналогічні міркування можна провести і для групи базових

структур групи  $C_{hg}^{dg}$ ,  $C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{dh}^{gd}$  і  $C_{gh}^{dg}$ , які характеризуються значенням коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta_Z = \dot{Y}_x / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)$ . Сукупність виразів, що описують адитивне коригування похибок, буде відповідати таким формулам:

$$\begin{aligned} \dot{u}_Z^\Sigma &= v_o \dot{w}_Z^\Sigma (1 + \delta_Z^\Sigma) + \Delta_Z^\Sigma; \quad \delta_Z^\Sigma = \delta_o^Z \xi_Z; \quad \Delta_Z^\Sigma = \Delta_k - \Delta_o^Z \xi_Z; \\ \delta_o^Z &= -\frac{[(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_x]/k_o(\omega)}{1 + [(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_x]/k_o(\omega)}; \quad \Delta_o^Z = -e_o (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)/\dot{Y}_x; \\ \xi_Z &= 1 - \frac{\dot{Y}_x}{\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s} \left( 1 + \frac{\dot{Y}_{k1}^Z}{\dot{Y}_{k2}^Z} \right) (1 + \delta_k). \end{aligned}$$

Умови мінімізації похибок для даної групи мають вигляд:

$$\dot{Y}_{k1}^h = \dot{Y}_o + \dot{Y}_s; \quad \dot{Y}_{k2}^h = \dot{Y}_x.$$

Якщо перша із зазначених умов забезпечується досить просто, оскільки параметри провідностей  $\dot{Y}_o$  і  $\dot{Y}_s$  можуть бути відомі апріорі, то виконання другої умови можна забезпечити тільки з деякою похибкою, що буде визначатися відхиленням реального значення досліджуваної провідності від відомого апріорі її номінального значення, тобто  $\dot{Y}_{k2}^Z = \dot{Y}_x (1 + \delta_x^Z)$ . Враховуючи це значення коефіцієнта  $\xi_Z$  перепишеться як

$$\xi_Z = 1 - \frac{1}{(1 + \delta_x^Z)} \left( 1 + \frac{\delta_x^Z \dot{Y}_x}{(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)} \right) (1 + \delta_k),$$

а загальна мультиплікативна складова похибки визначиться виразом

$$\delta_h^\Sigma = -\frac{1}{(1 + \delta_x^Z)} \left( \delta_x^Z \delta_o^Z + \delta_o^Z \delta_k + \frac{\delta_x^Z / k_o(\omega)}{[1 + k_o(\omega) \dot{\beta}_h]} + \frac{\delta_k \delta_x^Z / k_o(\omega)}{[1 + k_o(\omega) \dot{\beta}_h]} \right),$$

з якого, нехтуючи членами вищих порядків малості, остаточно отримаємо:

$$\delta_Z^\Sigma = -\frac{\delta_o^Z \delta_x^Z}{(1 + \delta_x^Z)} - \frac{\delta_o^Z \delta_k}{(1 + \delta_x^Z)}.$$

З наведеного виразу видно, що мультиплікативна похибка істотно залежить від похибки  $\delta_x^h$ . При цьому вона носить випадковий характер, а діапазон зміни її значень у загальному випадку необмежений. Тобто, застосування адитивного коригування похибок для даної групи базових структур неефективне. Те ж саме стосується і для всіх інших базових структурних схем.

## 4.2. Підвищення точності перетворень методами компенсації впливу елементів шунтування

За умов наявності апріорної інформації про параметри елементів шунтування можна запропонувати також і компенсаційні методи корекції похибок перетворень, в основі яких лежить компенсація струму, що протікає через елементи шунтування. Для цього, наприклад, можна визначити падіння напруги на двополюснику шунтування і підключити її з протилежним знаком до полюсу врівноваження через деякий двополюсник, параметри якого такі ж самі як у двополюсника шунтування. Такі дії можна інтерпретувати як паралельне підключення до шунтувального двополюсника деякого двополюсника, що має від'ємний імпеданс. Засоби, що реалізують таке підключення, називають конверторами від'ємного імпедансу (NIC) [188]. Даний метод пропонується автором у роботі [211-213]. На рис. 4.2 наведена узагальнена структура, що реалізує запропонований метод.

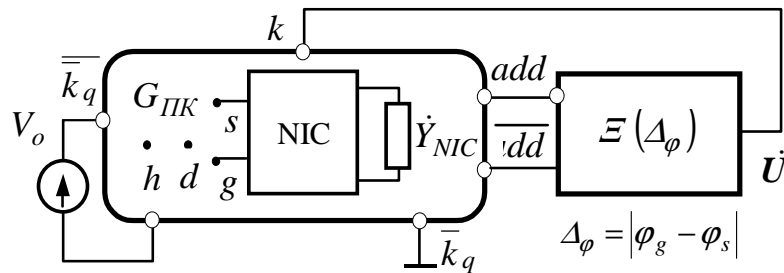


Рис. 4.2. Узагальнена структура перетворювачів параметрів елементів замкнених кіл з компенсацією впливу елементів шунтування

Мультиплікативна похибка такої структури буде визначатися виразом

$$\delta^* = -\frac{1}{1 + \dot{\beta}^* k(\omega)}, \quad (4.13)$$

де  $\dot{\beta}^* = \dot{\beta}_{чис} / (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s - \dot{Y}_{NIC} + \dot{Y}_o)$ ;  $\dot{\beta}_{чис}$  – чисельники коефіцієнтів зворотного зв'язку відповідних базових структур перетворювачів, що у даному випадку застосовуються;  $\dot{Y}_{NIC}$  – провідність двополюсника компенсації.

Із наведеного виразу видно, що повна компенсація впливу елементів шунтування ( $\dot{\beta}^* \rightarrow \infty$ ) забезпечується тільки за умови  $\dot{Y}_{NIC} = \dot{Y}_x + \dot{Y}_s + \dot{Y}_o$ . На практиці для забезпечення допустимих похибок

можна обмежитись умовою  $\dot{Y}_s = \dot{Y}_k$ , при цьому  $\beta^* \approx 1$  і компенсується тільки вплив двополюсника  $\dot{Y}_s$ , що вносить найбільші похибки.

У загальному випадку існує два типи конверторів від'ємного імпедансу: для зміни знака напруги при заданому напрямку струму (UNIC) і для зміни знака струму при заданому знаку напруги (INIC) [188]. Схемна реалізація INIC досить проста і описується ідеалізованими рівняннями, що мають вигляд:  $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 + 0 \cdot \dot{I}_2$ ;  $\dot{I}_1 = 0 \cdot \dot{U}_2 - \dot{I}_2$ . Наведені рівняння є математичними моделями, що описують відповідно джерело напруги, кероване напругою і джерело струму, кероване струмом. Два таких джерела можуть бути реалізовані на основі одного ОП [188]. Відповідна схема такого конвертора і його двонаправлений граф ілюструється на рис. 4.3.

Оскільки для ідеальних ОП потенціали на їх входах рівні, вихідна напруга для даної схеми визначиться як  $V_a = U_2 + I_2/Y$ . При цьому вхідний струм конвертора, як це і потрібно, визначається як  $I_1 = (V_a - U_2)Y = -I_2$ . Для аналізу наведеної структури конвертора знайдемо його вхідну провідність, яка відповідно методам двонаправлених графів визначається за формулою [63]  $Y_{к.вх} = \Delta_x / \Delta_k$ , де  $\Delta_x$  визначник графа у режимі холостого ходу вхідного вузла;  $\Delta_k$  визначник графа у режимі короткого замикання того ж вузла. Опускаючи проміжні викладки і зневажаючи складовими вищих порядків малості, вхідна провідність конвертора визначиться за формулою

$$\dot{Y}_{к.вх} = -\frac{\dot{Y}_1 \dot{Y}_3}{\dot{Y}_2} \left( 1 - \frac{1}{k} \left( 1 + \frac{\dot{Y}_2}{\dot{Y}_3} \right) \right) / \left( 1 + \frac{1}{k} \left( 1 + \frac{\dot{Y}_3}{\dot{Y}_2} \right) \right). \quad (4.12)$$

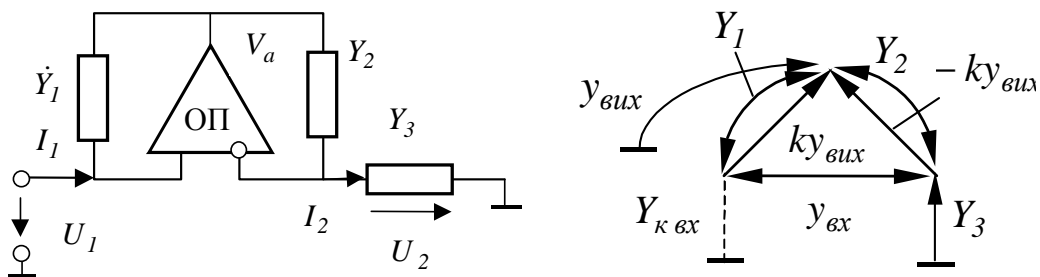


Рис. 4.3 Структура і граф конвертора

З розгляду (4.12) видно, що у загальному випадку можливі три варіанти, при яких від'ємний імпеданс може формуватися як від'ємна провідність із провідностей  $\dot{Y}_1$  або  $\dot{Y}_3$  і як від'ємний опір із провіднос-

ті  $\dot{Y}_2$ . Розглянемо ці випадки. Нехай  $\dot{Y}_1 = \dot{Y}_2 = Y$ , а  $\dot{Y}_3 = \dot{Y}_{NIC}$ . Тоді (4.12) після нескладних перетворень можна переписати у вигляді

$$\dot{Y}_{к.вх} = -\dot{Y}_{NIC} \frac{k-1}{(1+k+\dot{Y}_{NIC}/Y)} + \frac{Y}{(1+k+\dot{Y}_{NIC}/Y)}. \quad (4.13)$$

Оцінимо похибку перетворень з введенням такого від'ємного шунтування. Для цього, вважаючи що  $\dot{Y}_{NIC} \approx \dot{Y}_s$ , після підстановки (4.13) у (4.11) і нехтуючи членами вищих порядків малості отримаємо вираз

$$\delta^* = - \left( 1 + \beta_{чус} k_o(\omega) \left[ \frac{1}{\dot{Y}_o} + \frac{1}{\dot{Y}_x} + \frac{1}{\dot{Y}_s} \left( 1 - \frac{k_{NIC}(\omega)}{k_{NIC}(\omega) + Y/Y_s} \right) \right] \right)^{-1}, \quad (4.14)$$

де  $k_o$  і  $k_{NIC}$  - коефіцієнти підсилення ОП у відповідних каналах.

Аналіз (4.14) показує, що вплив провідностей  $\dot{Y}_o$  і  $\dot{Y}_x$  на результати перетворень лишається таким самим, як і для вихідної базової структури, а вплив провідності  $\dot{Y}_s$ , наприклад за умови  $\dot{Y}_s/Y \approx 1$ , буде незначна, при цьому похибка перетворень у порівнянні з вихідною структурою буде другого порядку малості і визначається як

$$\delta^* \approx \delta_o \delta_{NIC}, \quad (4.15)$$

де  $\delta_{NIC}$  – похибка формування від'ємного імпедансу.

Слід відзначити, що (4.15) було отримане у припущенні, що  $\dot{Y}_s/Y \approx 1$ . При цьому чим більше його значення буде відрізнятися від одиниці, тим більше буде вплив на результати перетворень провідності  $\dot{Y}_s$ , тобто оцінка похибки за (4.15) критична до вибору значення провідності  $Y$ .

Якщо у (4.12) покласти, що  $\dot{Y}_2 = \dot{Y}_3 = Y$ , а  $\dot{Y}_1 = \dot{Y}_{NIC}$ , то для вхідної провідності конвертора можна записати, що

$$\dot{Y}_{к.вх} = -\dot{Y}_{NIC} \frac{k-2}{k+2} \approx -\dot{Y}_{NIC}, \quad (4.16)$$

тобто похибки формування від'ємної провідності будуть незначними для будь-яких значень  $Y$ . Підставляючи (4.16) у (4.11) отримаємо вираз

$$\delta^* = - \left( 1 + \frac{\beta_{чус} k_o(\omega)}{\dot{Y}_o + \dot{Y}_x + \dot{Y}_s - Y_{NIC}} \right)^{-1},$$

з якого видно, що ефективність компенсації впливу провідності  $\dot{Y}_s$  на результат перетворень структур перетворювачів на рис. 4.3 буде залежати практично тільки від точності завдання значення  $\dot{Y}_{NIC} = \dot{Y}_s$ .

Аналіз похибок під час формування від'ємного опору з провідності  $Y_l$  показав, що даний випадок характеризується складними функціональними залежностями і компенсація похибок при цьому не буде ефективною. Під час дослідження конвертора від'ємного імпедансу вважалось, що схема знаходиться у стійкому стані. Однак, оскільки операційний підсилювач у даній схемі охоплений одночасно від'ємним і позитивним зворотними зв'язками, необхідно впевнитися, що виконуються умова стійкості, що полягає у тому, щоб від'ємний зворотний зв'язок переважував позитивний. Для нашого випадку ця умова завжди виконується, оскільки, наприклад для  $\dot{Y}_{NIC} = \dot{Y}_s$ , навантаженням конвертора буде паралельне з'єднання елементів вихідної базової структури, сумарне значення провідності яких  $\dot{Y}_o + \dot{Y}_x + \dot{Y}_s$  буде більшим ніж значення провідності  $\dot{Y}_{NIC} = \dot{Y}_s$ . Запропонований метод у загальному випадку у порівнянні з методами адитивного коригування похибок дає кращі результати. Крім того, оскільки результати проведених досліджень були отримані безвідносно до конкретних базових структурних схем, методи компенсації впливу елементів шунтування є узагальними і можуть бути застосовані для усієї сукупності базових структур.

Методи введення від'ємних імпедансів запропоновані, також, автором і для задач роздільного перетворення параметрів елементів комплексних двополюсників [212], зокрема для випадків, коли значення співвідношень імпедансів їх складових може бути кілька порядків, що під час застосування традиційних базових структур може призвести до виходу перетворювачів з лінійного режиму і як результат – до повної втрати інформації. Перетворення параметрів складових комплексних двополюсників, при цьому, здійснюється у два етапи. На першому з них визначаються низькоімпедансні параметри, при цьому похибки, що обумовлені паралельним шунтуванням будуть незначні. На другому етапі встановлюється значення  $Y_{NIC}$ , що дорівнює значенню параметра, визначеного на першому етапі, і визначається високоімпедансні параметри досліджуваного двополюсника. По аналогії з [214] такі перетворення можна віднести до перетворень з гібридним компандуванням.

### 4.3. Синтез і аналіз перетворювачів з розчленуванням замкнених кіл методами комбінованого врівноваження струмів і напруг

З вимірювальної техніки відомо [195], що структурні схеми перетворювачів параметрів у загальному випадку можна розглядати з погляду послідовного з'єднання у різних сполученнях керованих джерел струму і напруги. Наприклад, у базовій структурі перетворювача  $S_{dg}^{ho}$ , так само як і в усіх інших структурах, точкою послідовного з'єднання керованих джерел є полюс «s» досліджуваного кола. При цьому джерело сигналу  $V_o$  і досліджуваний двополюсник  $\dot{Y}_x$  утворюють джерело струму, що кероване напругою, а провідність  $\dot{Y}_o$  – джерело напруги, що кероване вищевказаним джерелом струму. Очевидно, що для ідеального врівноваження значення струму і напруг для таких джерел будуть визначаються як

$$i_{dg}^{hg} = V_o \dot{Y}_x \text{ і } u_{dg}^{hg} = i_{dg}^{hg} / \dot{Y}_o .$$

В реальних умовах процеси врівноваження завжди здійснюється з деякою похибкою, тобто потенціал полюса «s» не дорівнює нулю, а значення струму керованого джерела буде визначатися виразом

$$i_{dg}^{hg} = (V_o - \varphi_s) \dot{Y}_x .$$

Тобто, його характеристики неідеальні, що і призводить до виникнення похибок.

Особливістю є і наявність шунтування їх входів, що з точки зору послідовного з'єднання напруги шини нульового рівня і двополюсника  $\dot{Y}_s$  також є неідеальним джерелом нульового струму, яке призводить до виникнення похибок. Таким чином, для того, щоб підвищити точність, необхідно покращити характеристики відповідних джерел, що можна здійснити знову ж таки структурними методами, де врівноважуватися будуть знову ж таки потенціали полюсів досліджуваного кола «g» і «s», а вихідний сигнал врівноваження, при цьому, буде подаватися у полюс кола довільної конфігурації, що у базових структурах підключався до шини нульового рівня [215]. На рис. 4.4 наведено узагальнену структурну схему для реалізації запропонованого методу перетворень.

Реалізація конкретних структурних схем таких перетворювачів наведено у табл. 4.1, принципи побудови яких полягали у визначенні



орієнтації полюсів досліджуваних чотирьохполюсників щодо зовнішніх полюсів кола пасивних компонент довільної конфігурації  $G_{ПК}$ .

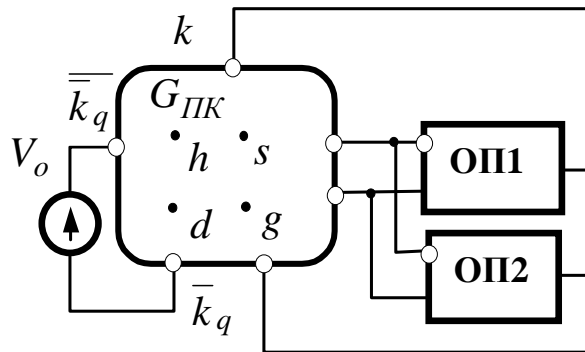
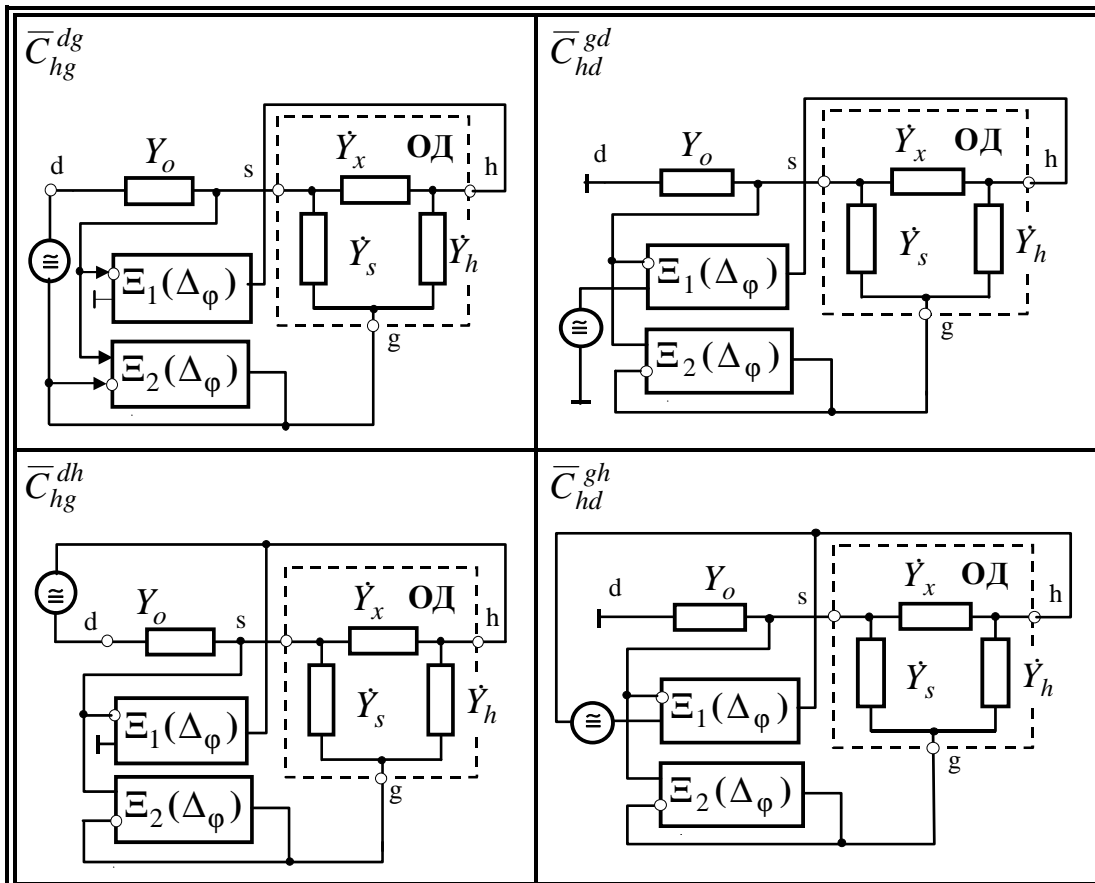
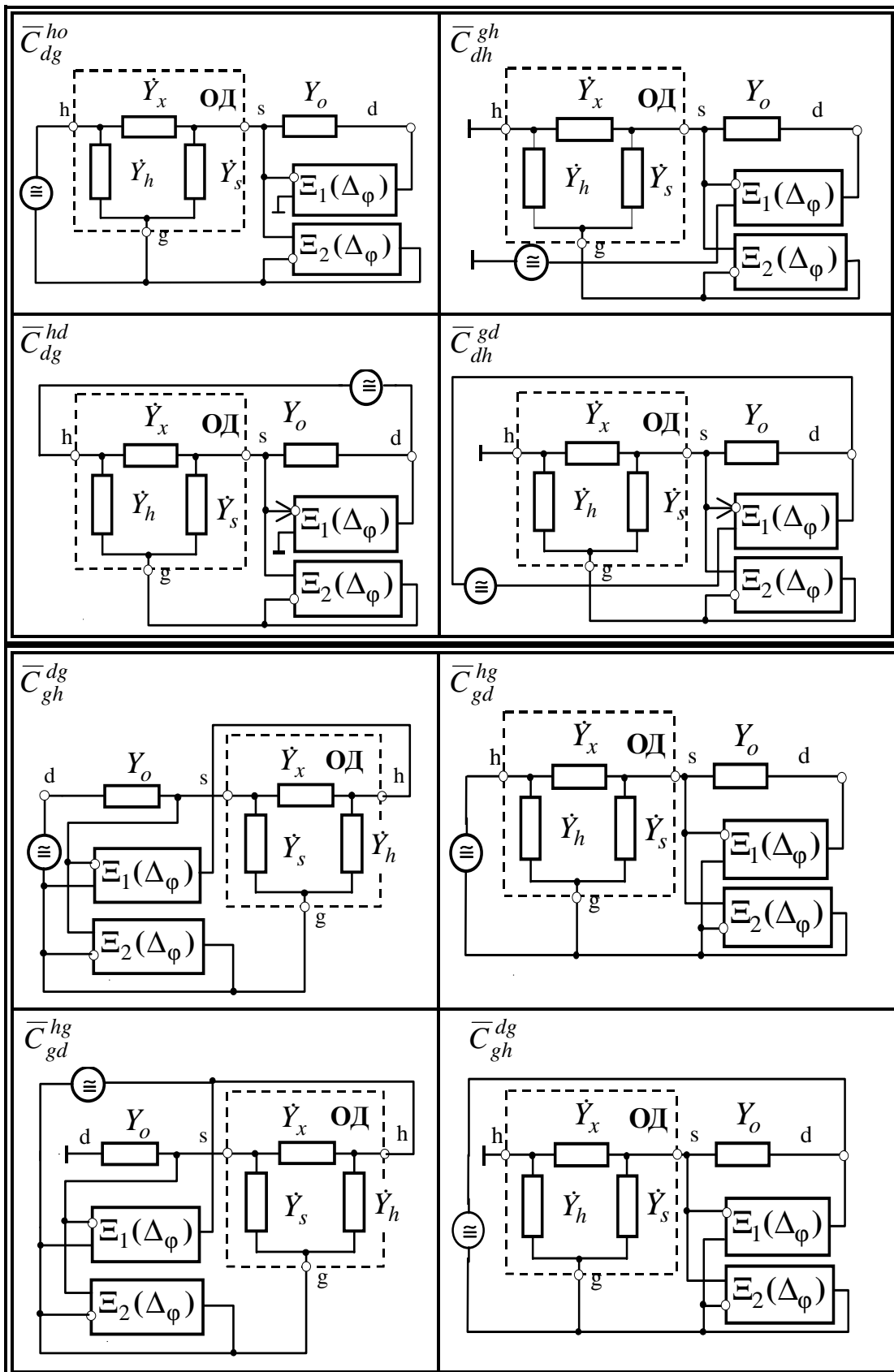


Рис. 4.4. Узагальнена структура перетворювачів

Таблиця 4.1

Структурні схеми двоканальних перетворювачів параметрів елементів





Розглядаючи наведені структурні схеми двоканальних перетворювачів і порівнюючи їх із структурами одноканальних перетворювачів, що наведені у табл. 3.2, можна дійти висновку, що запропоновані структури є комбінаціями деяких двох одноканальних структур. При цьому по одному з них здійснюється врівноваження струмів, а по другому – врівноваження напруг. Надалі запропоновані структури так і будемо розглядати як перетворювачі з комбінованим врівноваженням струмів і напруг.

Для дослідження метрологічних характеристик перетворювачі з комбінованим врівноваженням струмів і напруг дослідимо одну із запропонованих структур, наприклад  $\bar{C}_{dg}^{ho}$  (рис. 4.5). Вважаючи, що пристроями врівноваження є ОП. Для цього опишемо її двонаправленим графом (рис. 4.5,а) і знайдемо відповідну функцію перетворень, використовуючи узагальнену формулу коефіцієнта передачі кіл із незаземленими джерелами [63, 164]

$$\dot{W} = \dot{i}_{вих} / \dot{i}_{вх} = (\dot{Q}_{вх^+ вих} - \dot{Q}_{вх^- вих}) / \dot{\Delta}, \quad (4.17)$$

де  $\dot{Q}_{вх^+ вих} = \sum \dot{C}_{вх^+ вих i} \dot{\Delta}_i$ ;  $\dot{Q}_{вх^- вих} = \sum \dot{C}_{вх^- вих j} \dot{\Delta}_j$ .

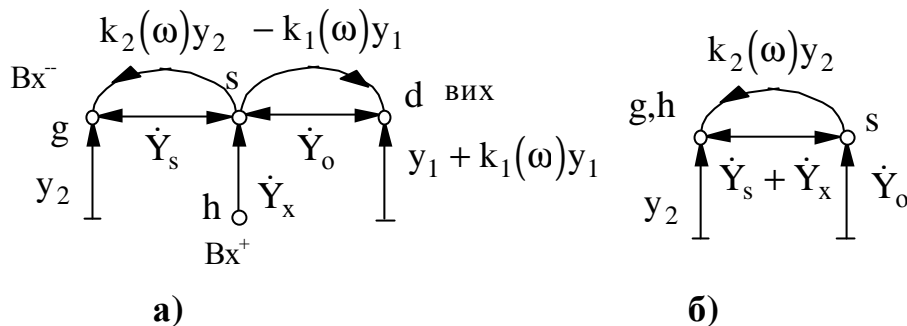


Рис. 4.5. Двонаправлений граф перетворювача з двома каналами врівноваження а) і підграф до шляху  $C_2^o$  - б)

Відповідно (4.17) від вузлів «вх<sup>+</sup>» і «вх<sup>-</sup>» до вузла «вих» є по одному шляху з передачами  $C^+ = \dot{Y}_x [\dot{Y}_o - k_1(\omega)y_1]$  і  $C^- = \dot{Y}_s [\dot{Y}_o - k_1(\omega)y_1]$ , до яких відповідно є доповнення  $\Delta^+ = y_2 + k_2(\omega)y_2 + \dot{Y}_s$  і  $\Delta^- = \dot{Y}_x$ . Таким чином, чисельник функції передачі досліджуваного перетворювача визначиться як

$$\Delta Q_{вх вих} = \dot{Y}_x [\dot{Y}_o - k_1(\omega)y_1] [y_2 + k_2(\omega)y_2].$$

Під час визначення знаменника (4.17) полюси джерела тестового сигналу необхідно замкнути між собою. При цьому, якщо вибрати за

вузол розкриття вузол «вих», то від базового вузла до вузла «вих» є також два шляхи з передачами  $C_1^o = y_2(\dot{Y}_s + \dot{Y}_x)[\dot{Y}_o - k_1(\omega)y_1]$  і  $C_2^o = y_1 + k_1(\omega)y_1$ , причому до першого з них доповнення відсутнє ( $\Delta_1^o = I$ ), а щоб знайти доповнення до другого, знайдемо визначник підграфа, отриманого у результаті короткого замикання усіх вузлів цього шляху (рис. 4.6, б). Його значення визначається виразом  $\Delta_2^o = y_2(\dot{Y}_x + \dot{Y}_s) + \dot{Y}_o[y_2 + k_2(\omega)y_2 + \dot{Y}_x + \dot{Y}_s]$ . Таким чином, знаменник (4.17) буде описуватись виразом

$$\Delta = y_2\dot{Y}_o(\dot{Y}_x + \dot{Y}_s) + y_1y_2(\dot{Y}_x + \dot{Y}_s) + \dot{Y}_o[y_1 + k_1(\omega)y_1][y_2 + k_2(\omega)y_2 + \dot{Y}_x + \dot{Y}_s].$$

Якщо взяти відношення виразів для визначених таким чином чисельника і знаменника, то після нескладних перетворень і нехтуючи членами вищих порядків малості передатна функція досліджуваного перетворювача визначиться як

$$W = -(\dot{Y}_x / \dot{Y}_o)(I + \delta), \quad (4.18)$$

де

$$\delta = \frac{1 + k_1(\omega)\beta + k_2(\omega)\beta}{1 + k_1(\omega)\beta + k_2(\omega)\beta + k_1(\omega)k_2(\omega)\beta}$$

визначає мультиплікативну складову систематичних похибок перетворень.

З отриманого виразу видно, що похибка перетворень запропонованої структури у порівнянні з одноканальною характеризується вищим порядком малості. Наприклад, якщо відносна похибка перетворень одноканальної структури оцінюється значенням 0.01, то відносна похибка двоканальної структури буде оцінюватись значенням 0.0001. Аналіз інших базових структур, що наведені у табл. 4.1, дає аналогічні результати.

Слід відзначити також, що у загальному випадку, реалізація процесів врівноваження в обох каналах може здійснюватися у будь-яких режимах, тобто як методами неперервного врівноваження, так і ітеративними методами. Можливі також і різні їх комбінації, що зумовлює широке різноманіття реалізацій перетворювачів з двома каналами врівноваження. Аналіз процесів врівноваження вищевказаних комбінованих перетворювачів і розробка відповідних алгоритмів врівноваження, які забезпечують оптимальне поєднання точності і швидкодії, є перспективним напрямком подальших досліджень, яким і присвячений наступний розділ даної роботи.

#### 4.4. Структурно-алгоритмічні методи поелементних перетворень у замкнених колах

Ефективними методами підвищення точності перетворень є структурні методи, серед яких широке розповсюдження отримали методи заміщення. Ці методи засновані на припущенні, що параметри математичної моделі прямого каналу перетворень незмінні як під час перетворень значень параметрів деякої зразкової міри  $Y_o$ , так і під час перетворень значень параметрів досліджуваних величин  $Y_x$  [194]. Якщо дана умова виконується, то виключаючи з розгляду адитивну складову, мультиплікативну складову похибки перетворень, можна скорегувати розв'язуючи систему рівнянь, яка формується за результатами проміжних перетворень:

$$W_x = F(Y_x)(1 + \gamma); \quad W_o = F(Y_o)(1 + \gamma).$$

При цьому розв'язок наведеної системи рівнянь, що визначається виразом

$$Y_x = Y_o(W_x/W_o)$$

буде вільний від мультиплікативної складової похибки [217, 218].

Для того, щоб забезпечити незмінність параметрів каналів перетворень в обох вищевказаних випадках для даної специфічної задачі перетворень параметрів елементів у замкнених колах, автором запропоновано метод формування однакових коефіцієнтів шунтування [217-220], що може бути реалізований узагальненою структурою, що наведена на рис. 4.6. Відмінністю цієї структури від базової є наявність комутатора  $SW$ , за допомогою якого під час перетворення параметрів досліджуваного двополюсника  $\dot{Y}_x$  зразковий двополюсник  $Y'_o$  підключається до шини нульового рівня, і навпаки, під час перетворення параметрів двополюсника  $Y'_o$  до шини нульового рівня підключається двополюсник  $\dot{Y}_x$ .

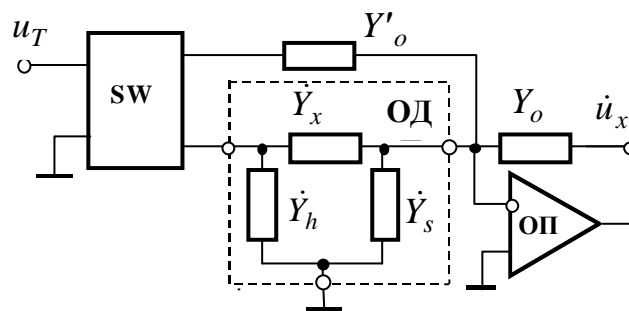


Рис. 4.6. Структурна схема перетворювача параметрів елементів замкнених кіл з елементом заміщення

За таких умов для обох перетворень забезпечується однакове шунтування входів ОП, чим і забезпечується незмінність мультиплікативної похибки перетворень, яка визначається виразом

$$1 + \gamma = \left[ 1 + \frac{1}{k(\omega)} \left( 1 + (\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + Y'_o) / Y_o \right) \right]^{-1},$$

де  $k(\omega)$  – значення коефіцієнта підсилення ОП на частоті тестового сигналу  $\omega$ . Результат корекції похибки перетворень, при цьому, запишеться як

$$\dot{Y}_x = Y'_o \dot{u}_x^x / \dot{u}_x^o, \quad (4.18)$$

де  $\dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}$  – вихідні сигнали перетворювача на відповідних етапах перетворень.

Оскільки у загальному випадку досліджувані двополюсники носять комплексний характер, для роздільного перетворення його складових структуру на рис. 4.6 слід доповнити квадратурними перетворювачами, що виділяють активну і реактивну складові з вихідних сигналів  $\dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}$  і перетворюють їх у постійні сигнали. Беручи це до уваги, роздільне перетворення складових комплексних двополюсників з корекцією похибок перетворень методами заміщення можна описати, наприклад, такими виразами:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}[\dot{Y}_x] &\approx Y'_o \operatorname{Re}[\dot{u}_x^x] / \operatorname{Re}[\dot{u}_x^o]; \\ \operatorname{Im}[\dot{Y}_x] &\approx Y'_o \operatorname{Im}[\dot{u}_x^x] / \operatorname{Re}[\dot{u}_x^o]. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

При цьому операцію визначення відношення постійних величин можна здійснювати автоматично у процесі аналого-цифрового перетворення, якщо оцінку зразкової міри використовувати як опорний сигнал АЦП, на аналоговий вхід якого надходять сигнали результатів перетворень складових досліджуваних двополюсників [63].

У порівнянні з базовою структурою перетворювачі, що реалізують алгоритми корекції похибок (4.19), мають значно кращі метрологічні характеристики. Однак вони стають малоефективними під час значного шунтування досліджуваних двополюсників, зокрема, реактивностями. Це пов'язано з тим, що похибки перетворень  $\gamma$  у загальному випадку носять комплексний характер і для даних випадків вагомою стає її реактивна складова. З урахуванням комплексного характеру похибок алгоритми корекції (4.19) будуть описуватись виразами:

$$\begin{aligned}\operatorname{Re}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \operatorname{Re}[\dot{u}_x^\Sigma] / \operatorname{Re}[\dot{u}_o^\Sigma] (1 - a_Y a_\gamma); \\ \operatorname{Im}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \operatorname{Im}[\dot{u}_x^\Sigma] a_Y / \operatorname{Re}[\dot{u}_o^\Sigma] (a_Y + a_\gamma),\end{aligned}$$

де  $a_\gamma = \operatorname{Im}(1 + \dot{\gamma}_i) / \operatorname{Re}(1 + \dot{\gamma}_i)$ ;  $a_Y = \operatorname{Im}(\dot{Y}_x) / \operatorname{Re}(\dot{Y}_x)$ .

Множники  $(1 - a_Y a_\gamma)^{-1}$  і  $a_Y / (a_Y + a_\gamma)$  у наведених виразах визначають похибки, що обумовлені тим, що для даних алгоритмів не береться до уваги фазовий зсув вихідного сигналу, значення якого визначається як

$$\varphi = \operatorname{arctg}(\operatorname{Im}(1 + \dot{\gamma}_i) / \operatorname{Re}(1 + \dot{\gamma}_i)).$$

Очевидно, що для значень  $a_\gamma = 0$  результати алгоритмічних перетворень (4.18) були б вільні від будь-яких похибок. Щоб задовольнити дану умову у роботах [219-222] автором пропонується під час квадратурних перетворень різними методами затримувати сигнали керування цими перетвореннями на таке значення  $\tau^* = \varphi_\tau / \omega$ , що приведе по можливості до повної компенсації фазового зсуву ( $\varphi_\tau - \varphi = 0$ ). Для визначення часу затримки  $\tau^*$  будемо виходити з того, що оцінка зразкової міри як функція від часу затримки визначається як

$$\operatorname{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] = \operatorname{Re}_{\max}[\dot{u}_x^o, \tau] \cos(\omega \tau - \varphi),$$

звідки видно, що за умови  $\omega \tau - \varphi = 0$  дана оцінка буде мати максимальне значення. Тобто для того, щоб знайти шукане значення затримки  $\tau^*$ , треба знайти оптимальне значення зразкової міри, як функції від  $\tau$ .

Якщо обмежитись можливими значеннями фазового зсуву вихідних сигналів перетворювачів, наприклад у межах  $0 < \varphi < \pi$ , то для інтервалу зміни часу затримки  $0 \leq \tau \leq \pi / \omega$  досліджувана функція  $\operatorname{Re}[\dot{u}_x^o, \tau]$  має глобальний максимум і є унімодальною. Властивість унімодальності даної функції дає можливість застосувати для розв'язання задачі пошуку оптимального значення аргументу будь-які методи одномірної оптимізації з обмеженнями, наприклад, дихотомічні методи вилучення інтервалів, методи золотого перерізу (метод Фібоначі), методи поліноміальної апроксимації і т.п. [223-226]. Для прикладу розглянемо метод Пауелла, що заснований на послідовному оцінюванні із застосуванням квадратичної апроксимації, який характеризується високими показниками точності [225]. Відповідно даному методу на кожному етапі послідовного оцінювання визначається квадратичний поліном апроксимації

$$q(\tau) = a_0 + a_1(\tau - \tau_1) + a_2(\tau - \tau_1)(\tau - \tau_2),$$

значення якого співпадають із значеннями досліджуваної функції  $\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau]$  у трьох точках, що визначаються значеннями аргументу  $\tau_1, \tau_2$  і  $\tau_3$ . При цьому коефіцієнти полінома апроксимації визначаються за виразами:

$$a_0 = \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_1]; \quad a_1 = (\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_2] - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_1]) / (\tau_2 - \tau_1);$$

$$a_2 = \frac{1}{\tau_3 - \tau_2} \left( \frac{\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_3] - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_1]}{\tau_3 - \tau_1} - \frac{\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_2] - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau_1]}{\tau_2 - \tau_1} \right).$$

Якщо точність апроксимації досліджуваної функції у інтервалі  $[\tau_1, \tau_2]$  достатня, то даний поліном можна використовувати для оцінки координати точки оптимуму, значення якої визначають за формулою

$$\bar{\tau} = (\tau_2 - \tau_1) / 2 - (a_1 / 2a_2),$$

яка описує результат розв'язання рівняння  $q'(\tau) = 0$ . Якщо ж точність апроксимації недостатня, то здійснюється послідовне оцінювання, на кожному етапі якого виконується перевірка на припинення пошуку, яка полягає у перевірці виконання умови

$$|\max \{ \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \} - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau]| \leq \varepsilon,$$

де  $\varepsilon$  – деяке наперед задане мале додатне число.

Якщо дана умова виконується, то пошук закінчується. Інакше вибирається “найкраще” значення  $\tau$  і два найближчі до нього значення. При цьому найкраще значення вибирають за правилом

$$\tau = \begin{cases} \bar{\tau} & \text{якщо } \max \{ \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \} - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] < 0; \\ \tau_{max} & \text{якщо } \max \{ \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] \} - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau] > 0, \end{cases}$$

де  $\tau_{max}$  приймає те значення серед  $\tau_1, \tau_2$  і  $\tau_3$ , для якого значення досліджуваної функції максимальне.

Позначаючи отримані таким чином значення точок у природному порядку переходять до наступного етапу послідовного оцінювання. По закінченню пошуку отримуємо координату  $\tau^*$ , що відповідає оптимуму досліджуваної функції. Тепер, якщо встановити під час визначення параметрів складових досліджуваного двополюсника затримку сигналами керування квадратурних перетворень  $\tau^*$ , то результати перетворень за алгоритмами:



$$\begin{aligned} \mathbf{Re}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \mathbf{Re}[\dot{u}_x^x, \tau^*] / \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau^*]; \\ \mathbf{Im}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \mathbf{Im}[\dot{u}_x^x, \tau^*] / \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o, \tau^*]. \end{aligned}$$

будуть вільні від будь-яких похибок.

Слід відзначити, що описаний метод корекції мультиплікативної похибки перетворень за своєю сутністю є комбінованим методом, де поєднуються метод заміщення і мультиплікативна корекція похибок, оскільки у процесі перетворень змінюється коефіцієнт передачі ланки квадратурних перетворень, що входить у прямий канал. При цьому ітераційний зворотний зв'язок, що реалізується послідовним оцінюванням, запобігає виникненню автоколиваний.

Під час реалізації роздільних перетворень параметрів складових комплексних двополосників з корекцією похибок методами заміщення можна також запропонувати алгоритми, де результати проміжних перетворень як під час перетворень параметрів досліджуваних двополосників, так і під час визначення оцінки зразкової міри, розглядаються як комплексні [219]:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Re}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \frac{\mathbf{Re}[\dot{u}_x^x] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o] + \mathbf{Im}[\dot{u}_x^x] \mathbf{Im}[\dot{u}_x^o]}{(\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o])^2 + (\mathbf{Im}[\dot{u}_x^o])^2}, \\ \mathbf{Im}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \frac{\mathbf{Im}[\dot{u}_x^x] \mathbf{Re}[\dot{u}_x^o] - \mathbf{Re}[\dot{u}_x^x] \mathbf{Im}[\dot{u}_x^o]}{(\mathbf{Re}[\dot{u}_x^o])^2 + (\mathbf{Im}[\dot{u}_x^o])^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

Структура таких перетворювачів містить послідовно з'єднані перетворювач (рис. 4.6), блок квадратурних перетворень і аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Керування усіх ланок прямого каналу перетворень може здійснюватись, наприклад, за допомогою ЕОМ. Робота такого перетворювача здійснюється у два етапи. На одному з них визначається оцінка зразкової міри як деякої комплексної величини, а на другому етапі – здійснюються перетворення параметрів складових досліджуваних двополосників. Результати перетворень обох етапів запам'ятовуються у ЕОМ, після чого нею ж здійснюються відповідно алгоритмам (4.20) обчислювальні операції для корекції мультиплікативної складової похибки перетворень. Даний метод корекції похибок на відміну від попереднього характеризуються більш високою швидкістю.

Основним недоліком методів заміщення є необхідність наявності

двох блоків елементів порівняння  $Y_o$  і  $Y'_o$  з відповідними елементами комутації, що суттєво збільшує апаратні витрати. Для запобігання цього недоліку автором пропонується ефективний метод корекції похибок, в основі якого лежить застосування різних структурних схем перетворювачів, що описуються незалежними функціями перетворень [218, 227, 228]

$$\dot{W}_{1x} = F_1(\dot{Y}_x)(1 + \dot{\gamma}); \quad \dot{W}_{2x} = F_2(\dot{Y}_x)(1 + \dot{\gamma}),$$

і які характеризуються однаковими значеннями похибок, що забезпечується однаковими значеннями коефіцієнтів зворотного зв'язку  $\beta$ .

З наведених виразів очевидно, що якщо визначити їх відношення  $\dot{W}_x = F(\dot{Y}_x)$ , де  $\dot{W}_x = \dot{W}_{1x}/\dot{W}_{2x}$ , а  $F(\dot{Y}_x) = F_1(\dot{Y}_x)/F_2(\dot{Y}_x)$ , то остаточні результати перетворень, які можна записати системою рівнянь

$$\mathbf{Re}[\dot{W}_x] = \mathbf{Re}[F(\dot{Y}_x)]; \quad \mathbf{Im}[\dot{W}_x] = \mathbf{Im}[F(\dot{Y}_x)],$$

будуть вільні від похибок.

У попередніх розділах вказувалось, що серед базових структурних схем перетворювачів можна виділити три групи структур, у межах яких забезпечуються однакові значення коефіцієнтів зворотного зв'язку (нормалізуючих множників). При цьому, групі структур  $C_{hg}^{dg}$ ,  $C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{dh}^{gd}$  і  $C_{gh}^{dg}$  відповідає значення  $\beta_x = \dot{Y}_x/(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)$ , групі структур  $C_{hd}^{gh}$ ,  $C_{dg}^{hg}$ ,  $C_{dh}^{gh}$  і  $C_{gd}^{hg}$  – значення  $\beta_o = \dot{Y}_o/(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)$ , а групі структур  $C_{hg}^{dh}$ ,  $C_{dg}^{hd}$ ,  $C_{gd}^{hd}$  і  $C_{gh}^{dh}$  –  $\beta_{ox} = (\dot{Y}_x + \dot{Y}_o)/(\dot{Y}_x + \dot{Y}_o + \dot{Y}_s)$  [63, 218].

При цьому, у кожній групі серед шести можливих пар структур тільки чотири пари відповідають умовам лінійної незалежності функцій передачі. У першій групі незалежність функцій забезпечують пари структур  $C_{hg}^{dg}/C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{hg}^{dg}/C_{dh}^{gd}$ ,  $C_{gh}^{dg}/C_{hd}^{gd}$  і  $C_{gh}^{dg}/C_{dh}^{gd}$ , у другій групі – пари структур  $C_{hd}^{gh}/C_{dg}^{hg}$ ,  $C_{hd}^{gh}/C_{gd}^{hg}$ ,  $C_{dh}^{gh}/C_{dg}^{hg}$  і  $C_{dh}^{gh}/C_{gd}^{hg}$ , а у третій групі – пари структур  $C_{hg}^{dh}/C_{dg}^{hd}$ ,  $C_{hg}^{dh}/C_{gd}^{hd}$ ,  $C_{gh}^{dh}/C_{dg}^{hd}$  і  $C_{gh}^{dh}/C_{gd}^{hd}$ .

Як приклад розглянемо застосування запропонованого методу для пари структур  $C_{dh}^{gh}/C_{dg}^{hg}$ . Як вказувалося вище, корекція похибок здійснюється у результаті визначення відношення вихідних сигналів відповідних перетворювачів

$$1 + \frac{Y_o}{\dot{Y}_x} = - \frac{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} \right] + j \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} \right]}{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] + j \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}, \quad (4.21)$$

де

$$\begin{aligned} \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] &= \mathbf{Re} \left[ \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Re} (1 + \dot{\gamma}) - \mathbf{Im} \left[ \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Im} (1 + \dot{\gamma}); \\ \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] &= \mathbf{Im} \left[ \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Re} (1 + \dot{\gamma}) - \mathbf{Re} \left[ \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Im} (1 + \dot{\gamma}); \\ \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} \right] &= \mathbf{Re} \left[ 1 + \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Re} (1 + \dot{\gamma}) - \mathbf{Im} \left[ 1 + \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Im} (1 + \dot{\gamma}); \\ \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} \right] &= \mathbf{Im} \left[ 1 + \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Re} (1 + \dot{\gamma}) - \mathbf{Re} \left[ 1 + \dot{Y}_x / Y_o \right] \mathbf{Im} (1 + \dot{\gamma}). \end{aligned}$$

Вираз (4.21) неважко привести до вигляду

$$\dot{Y}_x = \mathbf{Re} \left[ \dot{Y}_x \right] + j \mathbf{Im} \left[ \dot{Y}_x \right] = -Y_o \frac{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] + j \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] + j \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right]},$$

де активна і реактивна складові досліджуваного двополюсника можуть бути визначені за допомогою алгоритмів обробки результатів проміжних перетворень, які відповідно описуються формулами:

$$\mathbf{Re} \left[ \dot{Y}_x \right] = - \frac{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] + \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}{\left( \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2 + \left( \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2}; \quad (4.22)$$

$$\mathbf{Im} \left[ \dot{Y}_x \right] = - \frac{\mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] - \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}{\left( \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2 + \left( \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2}. \quad (4.23)$$

Наведені вище вирази визначають складові провідності досліджуваних двополюсників. Очевидно, що з (4.21) неважко отримати і формули, що будуть визначати складові комплексного опору. Відповідні алгоритми будуть мати вигляд:

$$\mathbf{Re} \left[ \dot{Z}_x \right] = - \frac{\mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] + \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}{\left( \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2 + \left( \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2}; \quad (4.24)$$

$$\mathbf{Im} \left[ \dot{Z}_x \right] = - \frac{\mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right] - \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dh}^{gh} + \dot{u}_{dg}^{hg} \right]}{\left( \mathbf{Re} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2 + \left( \mathbf{Im} \left[ \dot{u}_{dg}^{hg} \right] \right)^2}. \quad (4.25)$$

Аналогічні алгоритми перетворень з корекцією похибок можна отримати і для інших пар структурних схем. При цьому, щоб їх визначити для пар структурних схем першої ( $C_{hg}^{dg}/C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{hg}^{dg}/C_{dh}^{gd}$ ,  $C_{gh}^{dg}/C_{hd}^{gd}$ ,  $C_{gh}^{dg}/C_{dh}^{gd}$ ) і другої ( $C_{hd}^{gh}/C_{dg}^{hg}$ ,  $C_{hd}^{gh}/C_{gd}^{hg}$ ,  $C_{dh}^{gh}/C_{dg}^{hg}$ ,  $C_{dh}^{gh}/C_{gd}^{hg}$ ) груп у наведених вище алгоритмах (4.22) – (4.25) достатньо проставити відповідні індекси, що визначаються тими структурами, які у даному випадку застосовуються.

Дещо простішими будуть алгоритми для пар структур третьої групи. Так, наприклад, для комбінації структур  $C_{gh}^{dh}/C_{gd}^{hd}$  вираз (4.21) буде мати вигляд

$$\dot{Y}_x = Y_o \left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hd}] + j \mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \right) / \left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] + j \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}] \right).$$

При цьому алгоритми (4.22) – (4.25) переписуться у вигляді:

$$\mathbf{Re}[\dot{Y}_x] = \frac{\mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hg}] \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] + \mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hg}] \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}]}{\left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] \right)^2 + \left( \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}] \right)^2}, \quad (4.26)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{Y}_x] = \frac{\mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] - \mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}]}{\left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] \right)^2 + \left( \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}] \right)^2}, \quad (4.27)$$

$$\mathbf{Re}[\dot{Z}_x] = \frac{\mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hg}] \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] + \mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hg}] \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}]}{\left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \right)^2 + \left( \mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \right)^2}, \quad (4.28)$$

$$\mathbf{Im}[\dot{Z}_x] = \frac{\mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \mathbf{Re}[\dot{u}_{gh}^{dh}] - \mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \mathbf{Im}[\dot{u}_{gh}^{dh}]}{\left( \mathbf{Re}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \right)^2 + \left( \mathbf{Im}[\dot{u}_{gd}^{hd}] \right)^2}. \quad (4.29)$$

Тут також заміною індексів у (4.26) – (4.29) можна отримати алгоритми перетворень і для інших пар структур третьої групи.

Таким чином, застосовуючи різні комбінації базових структурних схем можна запропонувати 12 методів алгоритмічних перетворень, що забезпечують інваріантні перетворення складових як комплексної провідності, так і комплексного опору. При цьому роздільні перетворення забезпечується і для структур з нелінійними функціями. Більше того застосування таких структур навіть спрощують алгоритми перетворень.

#### 4.5. Порівняльна характеристика показників точності методів підвищення точності перетворень

У загальному випадку розробку методів підвищення точності перетворень можна розглядати як синтез деяких вимірювальних підсистем. Тоді, з точки зору системного підходу [161] можна оцінити синергетичний ефект відповідних методів з огляду на його методоутворююче значення для класифікації сукупності взаємозв'язаних перетворень. У зв'язку з цим розглянемо визначення методу.

Як і для визначення систем, у поняттях системного аналізу методом будемо називати таку сукупність елементарних перетворень і їх сукупностей (методів), яка характеризується властивостями, що відрізняються від сукупності властивостей її складових. Тобто, залежно від характеристик, що цікавлять аналітика, одна і та ж сукупність перетворень може бути новим методом або ні. Тут також нові властивості з'являються завдяки зв'язкам, у які вступають елементи сукупності і, оскільки не всі вони мають однакове значення, виділяються деякі з них, що будуть методоутворюючими.

Для формалізації поняття методу дамо такі позначення:

$E$  – множина перетворень, що входять у склад досліджуваної сукупності, де кожен елемент  $e_j \in E$ , ( $j = 1, m^E$ ) виконує деяку функцію  $\mathfrak{R}_j$ ;

$S$  – множина зв'язків, у які можуть вступати перетворення, кожний з яких  $s_k \in S$  ( $k = 1, m^S$ ) є множиною ролей  $R_s$ , які можуть замінитися перетвореннями, їх множинами або іншими методами (підметодами);

$Q = Q^{\wp} \cup Q^{\mathfrak{R}} \cup Q^{\mathfrak{N}}$  – множина властивостей, що цікавлять аналітика, де  $Q^{\wp}$  – цільові властивості, якими у загальному випадку можуть бути властивість розв'язуваності екстремальних, стабілізаційних і обмежувальних задач;  $Q^{\mathfrak{R}}$  – ресурсні властивості, що визначають втрати;  $Q^{\mathfrak{N}}$  – пізнавальні властивості;  $O$  – множина організованих сукупностей перетворень, кожна з яких є множиною зв'язків, ролі яких розподілені між перетвореннями;  $F : O \rightarrow Q$  – функція, що ставить у відповідність організованим сукупностям  $o_i \in O$ , ( $i = 1, m^O$ ) деякий вектор, компонентами якого є властивості множини  $Q$ .

Виходячи з вищеописаного, методом буде така сукупність перетворень  $\Theta$ , для якої

$$F(\Theta) \neq \sum_{e \in E_\Theta} F(e), \quad (4.30)$$

де  $E_\Theta$  – множина перетворень, що утворюють сукупність  $\Theta$ .

Застосовуючи (4.30) проаналізуємо синергетичний ефект розроблених нижче методів підвищення точності перетворень. Очевидно, що оскільки тут мова іде про точність, то саме її доцільно обрати як методоутворюючу властивість. Точність перетворень у загальному випадку характеризується відповідними похибками. При цьому, як було показано вище, у задачах перетворень параметрів елементів у замкнених колах одним із найвпливовіших чинників, що обмежує точність перетворень, є мультиплікативні похибки, для зменшення яких і розроблялися досліджувані методи.

У першому підрозділі даного розділу вказувалось, що в основі усіх запропонованих методів підвищення точності лежить принцип двоканальності (у загальному випадку  $n$ -канальності), відповідно з яким основний канал перетворень доповнюється додатковим каналом ( $n-1$  каналами), результати перетворень якого застосовуються для поправки результатів перетворень основного каналу. Було також показано, що перетворення в обох каналах здійснюються замкненими структурами з від'ємними зворотними зв'язками (такими ж структурами у загальному випадку будуть і структури, що реалізують розроблені методи). При цьому відомо, що мультиплікативні похибки перетворень таких замкнених структур можуть бути описані узагальненим виразом вигляду

$$\delta \equiv F(\varphi) = [1 + f(\varphi)]^{-1}, \quad (4.31)$$

де  $\varphi = \{\phi_g\}$ ,  $(g = \overline{1, m^g})$  – множина параметрів досліджуваних структур.

Оскільки з точки зору корисності методи підвищення точності спрямовані на зменшення похибок, у формальному визначенні методів (4.30) знак нерівності необхідно замінити на менше. А оскільки значення похибки, як це видно з наведеного вище виразу, обернено пропорційне значенню функції  $f(\varphi)$ , вираз (4.30) можна переписати у вигляді

$$f(\varphi_\Theta) > \sum_{e \in E_\Theta} f(\varphi_e), \quad (4.32)$$

де  $\varphi_e$  – множина параметрів відповідних каналів перетворень, що

складають сукупність перетворень досліджуваних методів;  $\varphi_{\Theta}$  – множина параметрів сукупності каналів перетворень.

Таким чином, беручи до уваги вищеописане, для аналізу синергетизму методів підвищення точності перетворень необхідно з отриманих для відповідних методів виразів, що описують похибки перетворень окремих каналів і їх сукупності, визначити значення  $f(\varphi_{(\cdot)})$  і перевірити умову (4.32). Якщо ця умова виконується, то досліджувані методи дійсно будуть новими методами, що дають синергетичний ефект, оцінити який можна за виразом

$$\xi = f(\varphi_{\Theta}) / \sum_{e \in E_{\Theta}} f(\varphi_e) > 1. \quad (4.33)$$

Оцінимо за такою методикою синергетичний ефект розроблених вище методів підвищення точності перетворень параметрів елементів у замкнених колах. Беручи до уваги, що кожен з методів реалізується двоканальними структурами, і, аналізуючи математичні моделі похибок перетворень відповідних каналів, з урахуванням (4.31) доходимо висновку, що в усіх випадках знаменник виразу (4.33) буде визначатися як

$$\sum_{e \in E_{\Theta}} f(\varphi_e) = k_o(\omega)\beta_o + k_k(\omega)\beta_k,$$

де  $k_o(\omega)$  і  $k_k(\omega)$  – коефіцієнти підсилення основного і додаткового каналів відповідно;

$\beta_o$  і  $\beta_k$  – коефіцієнти зворотних зв'язків тих же каналів.

Тоді, визначаючи з виразів, що описують загальні похибки перетворень, значення чисельника (4.33), отримаємо оцінку синергетичного ефекту, яка для методів, заснованих на моделюванні коефіцієнтів шунтування (адитивна корекція і компенсація впливу елементів шунтування), буде визначатися формулою

$$\xi_M = 1 + \frac{k_o(\omega)\beta_o k_k(\omega)\beta_k}{k_o(\omega)\beta_o + k_k(\omega)\beta_k} \approx 1 + k(\omega)\beta/2, \quad (4.34)$$

а для методів комбінованого врівноваження струмів і напруг – формулою

$$\xi_K = \frac{k_o(\omega)k_k(\omega)\beta}{(k_o(\omega)\beta + k_k(\omega)\beta) + (k_o(\omega)\beta + k_k(\omega)\beta)^2} \approx k(\omega)/(2 + 4k(\omega)\beta), \quad (4.35)$$

де наближені значення отримані у припущенні, що моделі коефіцієн-

тів шунтування у (4.34) адекватні їх реальним значенням, а коефіцієнти підсилення в обох каналах однакові.

З аналізу наведених виразів (див. рис. 4.7) випливає, що у випадках значного шунтування методи підвищення точності, що засновані на моделюванні коефіцієнтів шунтування, характеризуються незначним синергетичним ефектом. Під час збільшення значення  $k(\omega)\beta$  синергетичний ефект швидко зростає і для  $\xi > 5$  підвищення точності цих методів у порівнянні з одноканальними структурами оцінюється у  $2\xi$  раз.

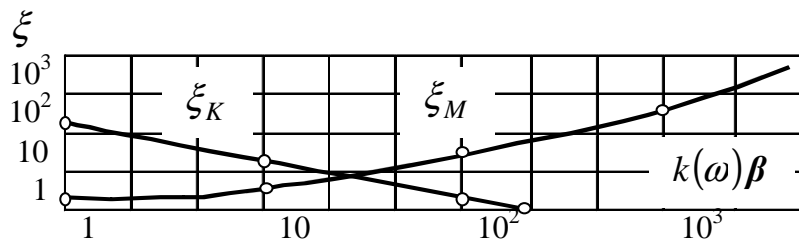


Рис. 4.7. Графіки оцінки синергетичного ефекту методів підвищення точності перетворень ( $k(\omega)=1000$ ,  $\beta=var$ )

Методи комбінованого врівноваження струмів і напруг, навпаки, для випадків значного шунтування характеризуються суттєвим значенням синергетичного ефекту, при цьому, підвищення точності оцінюється також у  $2\xi$  раз. Збільшення значення  $k(\omega)\beta$  призводить зменшення синергетичного ефекту і у випадках коли значення  $\beta$  буде близьким до одиниці похибки перетворень за даними методами будуть навіть більше ніж у перетворювачах з одноканальними структурами.

Найбільшим підвищенням точності характеризуються структурно-алгоритмічні методи перетворень параметрів елементів у замкнених колах, для яких значення синергетичного ефекту, як функції від  $k(\omega)\beta$ , прагне до нескінченності ( $\xi_{CA}(k(\omega)\beta) \rightarrow \infty$ ). Основними обмеженнями на точність за такими методами будуть випадкові чинники, аналіз впливу яких виходить за межі даної роботи. Слід відзначити, що під час вибору структурно-алгоритмічних методів перетворень необхідно зважати на те, що швидкодія таких методів у порівнянні з попередніми зменшується вдвічі.

Таким чином, як випливає з вищевикладеного, для підвищення ефективності і покращення метрологічних характеристик вимірювальних підсистем у цілому відповідні технічні засоби залежно від значення коефіцієнтів шунтування повинні реалізовувати різні методи вимірювальних перетворень.

Методи комбінованого врівноваження струмів і напруг, навпаки,



для випадків значного шунтування характеризуються суттєвим значенням синергетичного ефекту, при цьому підвищення точності оцінюється також у  $2\xi$  раз. Збільшення значення  $k(\omega)\beta$  призводить зменшення синергетичного ефекту і у випадках, коли значення  $\beta$  буде близьким до одиниці похибки перетворень за даними методами будуть навіть більше ніж у перетворювачах з одноканальними структурами.

Найбільшим підвищенням точності характеризуються структурно-алгоритмічні методи перетворень параметрів елементів у замкнених колах, для яких значення синергетичного ефекту, як функції від  $k(\omega)\beta$ , прагне до нескінченності ( $\xi_{CA}(k(\omega)\beta) \rightarrow \infty$ ). Основними обмеженнями на точність за такими методами будуть випадкові чинники, аналіз впливу яких виходить за межі даної роботи. Слід відзначити, що під час вибору структурно-алгоритмічних методів перетворень необхідно зважати на те, що швидкодія таких методів у порівнянні з попередніми зменшується вдвічі.

Таким чином, як впливає з вищевикладеного, для підвищення ефективності і покращення метрологічних характеристик вимірювальних підсистем у цілому відповідні технічні засоби залежно від значення коефіцієнтів шунтування повинні реалізовувати різні методи вимірювальних перетворень.

## РОЗДІЛ 5

### ЗАСТОСУВАННЯ ІТЕРАЦІЙНИХ МЕТОДІВ У ЗАДАЧАХ ПЕРЕТВОРЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ У ЗАМКНЕНИХ КОЛАХ

Характерною ознакою сучасної інформаційно-виміральної техніки є розвиток алгоритмічних методів підвищення точності і широке застосування обчислювальної техніки, що зумовило розвиток програмно-апаратних методів реалізації засобів вимірювань, до яких в першу чергу слід віднести ітераційні (чисельні) методи, що сьогодні широко застосовуються для покращення метрологічних характеристик вимірвальних підсистем. При цьому, головною перевагою чисельних методів є суттєве послаблення протиріччя “точність-стійкість”, що у загальному випадку завжди обмежує ефективність застосування будь-яких методів. Ітераційним методам на сьогодні присвячено достатньо уваги у літературі, наприклад, у таких роботах як [194-201]. Незважаючи на це, в цих роботах практично не отримала розвитку теорія застосування ітераційних методів у задачах вимірвальних перетворень у замкнених колах. Це пояснюється специфікою даної задачі, що полягає у неминучому шунтуванні вимірвальних кіл в надзвичайно широкому діапазоні, про що безпосередньо і вказується, наприклад, у роботі [201]. Деякі аспекти теорії ітераційних перетворень у замкнених колах розглядаються у попередніх роботах автора [55, 62]. Однак результати досліджень в них недостатньо формалізовані і можуть бути застосовані тільки для деяких конкретних структур. При цьому розглядаються не всі чинники, що впливають на процеси перетворень, унаслідок чого відповідні перетворювачі в реальних умовах не відповідають умовам збіжності процесів перетворень. Виходячи з вищевикладеного, і з огляду на переваги ітераційних методів, дослідження у даній області є необхідними і актуальними.

У загальному випадку можна виділити два напрямки досліджень у цій галузі. Один з них безпосередньо впливає із специфіки задачі перетворення параметрів елементів у замкнених колах, яка полягає у тому, що під час перетворень насамперед необхідно забезпечити штучний режим електричного розчленовування замкнених кіл. А оскільки ця задача пов’язана з розв’язуванням рівнянь, то її можна розв’язувати і чисельними методами [229-231].

Інший напрямок можна сформулювати як задачу ітераційного коригування похибок у структурах перетворювачів, заснованих на неперервних методах, реалізуючи тим самим комбіновані методи ітераційно-неперервного врівноваження [63, 232]. Саме ці два напрямки і розглядаються у даному розділі.

### 5.1. Математична модель задачі ітераційних перетворень параметрів елементів у замкнених колах

Розглянемо задачу ітераційних перетворень у замкнених колах, що полягає у врівноваженні досліджуваного чотириполосника (див. рис. 3.1), під час досягнення якого забезпечується режим штучного електричного розчленовування замкнених кіл.

В основі підходу ітераційних перетворень лежить моделювання процесу розв'язання узагальненого рівняння врівноваження (3.24). При цьому будемо розглядати еквівалентне йому лінійне матричне рівняння

$$\Phi(\dot{x})\beta + \dot{\alpha} = 0, \quad (5.1)$$

де  $\Phi(\dot{x}) = \dot{u}$  – шукана змінна рівняння, що розглядається як функція зворотних перетворень вихідного сигналу прямих перетворень  $\dot{x}$  в аналоговий сигнал врівноваження  $\dot{u}$ ;  $\beta$  – вектор нормалізуючих множників, що визначає мультиплікативні коефіцієнти рівняння (5.1);  $\dot{\alpha} = V_o \dot{W} \beta$  – вираз, за яким визначаються адитивні коефіцієнти (5.1).

Розв'язувати (5.1) будемо чисельними методами. Для цього, відповідно загальних правил [186], рівняння (5.1) необхідно замінити рівносильним йому рівнянням типу  $\Phi(\dot{x}) = \Psi[\Phi(\dot{x})]$ , де функція  $\Psi[\Phi(\dot{x})]$  носить назву ітеруючої функції. Після цього, визначаючи деяке початкове наближення  $\Phi(\dot{x}_1)$ , результати розв'язку знаходять в процесі визначення послідовних наближень

$$\Phi(\dot{x}_{n+1}) = \Psi[\Phi(\dot{x}_n)]. \quad (5.2)$$

Функцію (5.2) можна отримати з (5.1) таким чином. Піддамо обидві частини (5.1) дії оператора функції  $Q(\cdot)$ , що відповідає послідовності квадратурних і аналого-цифрових перетворень, перенесемо праву частину отриманого виразу у ліву, помножимо його обидві частини на деякий коефіцієнт  $(-\gamma)$  і додамо до них змінну  $\dot{x}$ . У результаті отримаємо вираз

$$\dot{x} = \dot{x} - \gamma \{ Q[\Phi(\dot{x})\beta + \dot{\alpha}] - Q(0) \}, \quad (5.3)$$

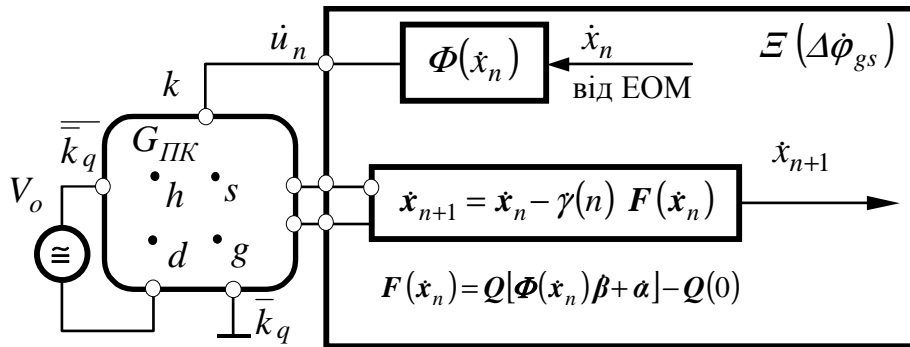
що і буде визначати шукану ітеруючу функцію (5.2).

Розв'язування рівняння (5.3) реалізується методом послідовних наближень, що описуються ітераційним рівнянням

$$\dot{x}_{n+1} = \dot{x}_n - \gamma(n) \{ Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha] - Q(0) \}, \quad (5.4)$$

де  $\gamma(n)$  – параметр ітераційного процесу, що також ще називається кроком, значення якого у загальному випадку на кожній ітерації можуть бути різними, і який, як це буде показано нижче, відіграє фундаментальну роль під час реалізації ітераційних процесів.

Оскільки рівняння (5.4) отримане без будь-яких обмежень щодо базових структур, його можна розглядати як узагальнену математичну модель задачі ітераційних перетворень параметрів елементів у замкнених колах [63], на основі якої, базуючись на принципах функціонально-вузлового методу побудови технічних засобів, аналогічно тому, як це було зроблено у третьому розділі даної роботи, можна запропонувати узагальнену структурну схему ітераційних перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах (рис. 5.1).



**Рис. 5.1. Узагальнена структурна схема ітераційних перетворювачів параметрів елементів у замкнених колах**

При цьому конкретні структурні схеми її реалізації будуть аналогічні базовим структурам, що наведені у табл. 3.2, і які визначаються розмаїттям орієнтації полюсів досліджуваного чотириполюсника щодо зовнішніх полюсів кола довільної орієнтації  $G_{ПК}$ .

Процес ітераційних перетворень, що реалізується у наведеній структурі, здійснюється таким чином. Спочатку здійснюється нульова ітерація, на якій визначають значення функції  $Q(0)$ , тобто коли на досліджуване коло діють як нульове значення тестового сигналу, так і нульове значення так званого нульового наближення  $\dot{x}_0 = 0$ , що забезпечується поданням на блок зворотних перетворень  $\Phi(\dot{x}_n)$  нульового коду із зовнішньої ЕОМ (на рис. 5.1 умовно не показана). Отримане значення запам'ятовується у ЕОМ.

Далі здійснюється власне ітераційний процес перетворень, тобто врівноваження досліджуваного кола. На кожній ітерації, при цьому, на

досліджуване коло одночасно діють тестові сигнали і сигнал врівноваження  $\dot{x}_n = \Phi(\dot{x}_n)$ , що формується зворотним перетворювачем під впливом отриманих на попередній ітерації наближення  $\dot{x}_n$ , що задається у цифровому вигляді зовнішньою ЕОМ. Під їхнім впливом формується сигнал різниці потенціалів полюсів врівноваження  $\Delta\phi_{gs}^n = \Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha$ , яка піддається дії оператора  $Q(\cdot)$  і визначається різниця  $F(\dot{x}_n) = Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha] - Q(0)$ .

Затим, за допомогою ЕОМ, здійснюється обробка отриманого результату, що полягає у знаходженні добутку  $\gamma(n)\{F(\dot{x}_n)\}$ , який віднімається від значення  $\dot{x}_n$ , визначеного на попередній ітерації. У результаті отримується значення  $\dot{x}_{n+1}$ , яке записується у ЕОМ, де зберігається як нове наближення до шуканого розв'язку  $\dot{x}_*$ .

Граф-схема описаного процесу, що відповідає одній ітерації за виразом (5.4), наведена на рис.5.2.

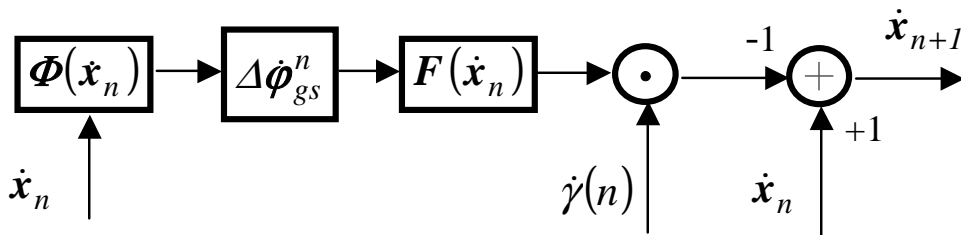


Рис. 5.2. Граф-схема процесу перетворень і обчислень однієї ітерації

Циклічне виконання таких перетворень і обчислень забезпечить у випадку збіжності ітераційного процесу послідовне наближення  $\dot{x}_n$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) до шуканого значення  $\dot{x}_*$ . При цьому одночасно розв'язується три задачі: забезпечується режим штучного розчленування замкнених кіл, корегуються похибки каналу прямих перетворень і здійснюються інваріантні перетворення параметрів елементів у замкнених колах.

Дійсно, з узагальненого рівняння ітераційних перетворень (5.4) видно, що по мірі наближення до  $\dot{x}_*$ , різниця  $\dot{x}_{n+1} - \dot{x}_n$  наближається до нуля, а оскільки  $\gamma(n)$  не дорівнює нулю, то до нуля буде наближатися значення функції  $F(\dot{x}_n) \rightarrow 0$ . При цьому, із збільшенням числа ітерацій наближена рівність буде виконуватись усе точніше поки не перейде у рівність, тобто  $Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha] = Q(0)$ . За такої умови оператор функції  $Q(\cdot)$ , що входять в обидві частини

рівності, перестають впливати на результати перетворень, тобто автоматично коригуються їх похибки, і остаточно можна записати

$$\Phi(\dot{x}_*) = -\alpha/\beta \equiv V_o \dot{W}. \quad (5.5)$$

У загальному випадку зворотні перетворення завжди здійснюються з деякими похибками, що описуються, як відомо, лінійними функціями, мультиплікативні і адитивні коефіцієнти яких визначають відповідні складові похибки. При цьому з огляду на те, що на кожній ітерації визначається різниця  $F(\dot{x}_n) = Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha] - Q(0)$ , вплив адитивної похибки зворотних перетворень також виключається, оскільки її значення як під час визначення  $Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha]$ , так і під час визначення  $Q(0)$  буде однаковим.

Для оцінки впливу мультиплікативних похибок зворотних перетворень відзначимо, що величини  $\Phi(\dot{x})$  і  $V_o \dot{W}$  є однорідними, і виходячи з цього, якщо провести аналогію між цими величинами,  $\Phi(\dot{x})$  можна визначити як  $\Phi(\dot{x}) = V_o \dot{x}(1 + \delta_\Phi)$ , при цьому (5.5) переписеться у вигляді

$$\dot{x}_* = \dot{W} (1 - \delta_\Phi [1 + \delta_\Phi]^{-1}),$$

звідки видно, що остаточної результати ітераційних перетворень  $\dot{x}_*$  визначають шукану функцію передачі  $\dot{W}$ , пропорційну параметрам досліджуваних двополісників, при цьому, точність перетворень в основному обмежуються тільки мультиплікативною похибкою зворотних перетворень.

Крім того на точність перетворень будуть також впливати і неточність фіксації рівності  $Q[\Phi(\dot{x}_n)\beta + \alpha] = Q(0)$ , що зумовлюється головним чином стабільністю характеристик прямого каналу, а також випадковими чинниками. Вплив випадкових чинників на результати перетворень можна зменшити до незначних величин, якщо у прямому каналі застосовувати перетворення, що засновані на методах інтегрування [196]. При цьому вимога стабільності характеристик не суттєва, оскільки на практиці не важко забезпечити короткочасну стабільність характеристик елементів і вузлів.

Описаний вище процес ітераційних перетворень наочно ілюструється на рис. 5.3, де для спрощення і не порушуючи загальності залежні змінні розглядаються як дійсні величини. Тоді з геометричної точки зору кожна ітерація за виразом (5.4) буде еквівалентна проведенню прямої лінії через точку  $F(\dot{x}_{n-1})$  на графіку функції до її перетину з віссю абсцис.

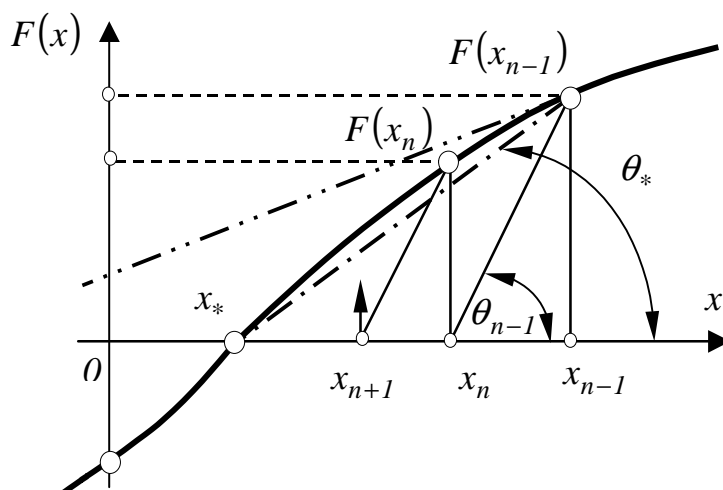


Рис. 5.3. Геометрична інтерпретація ітераційного процесу перетворень параметрів елементів у замкнених колах

Абсциса точки перетину дає нове значення наближення  $x_n$ . При цьому параметр ітераційного процесу  $\gamma(n-1)$  на кожній ітерації задає кут, під яким проводиться пряма (у загальному випадку на кожній ітерації значення параметру  $\gamma(n-1)$  може змінюватись)

$$\gamma(n-1) = (x_{n-1} - x_n) / (F(x_{n-1}) - F(x_n)).$$

З наведеного рисунку видно, що послідовність наближень  $x_n$ , що описується ітераційним рівнянням врівноваження (5.4) із збільшенням значення  $n$  швидко збігається до значення шуканої величини  $x_*$ . При цьому швидкість наближення послідовності  $\{x_n\}$  до  $x_{n+1} = x_*$  у значній мірі залежить від способу визначення параметру  $\gamma(n)$  на кожній ітерації. Ця обставина має принципове значення і лежить в основі побудови цілого ряду конкретних методів ітераційних перетворень, що будуть оптимальними з точки зору швидкодії і точності перетворень.

Під час реалізації ітераційних методів з точки зору швидкодії і точності перетворень для фіксованої кількості ітерацій суттєвим є вибір значення початкового наближення. При цьому швидкодія і точність ітераційних процесів буде тим більша, чим ближче початкове наближення до значення шуканої змінної. У загальному випадку вибір початкового наближення не викликає труднощів, при цьому його значення визначають одним із трьох способів: у фіксованій точці діапазону перетворень; як номінальне значення шуканої змінної; випадковим чином. Для задач діагностики прийнятнішим буде другий спосіб, оскільки більшість параметрів досліджуваних елементів знаходяться у межах допусків.

## 5.2. Особливості реалізації ітераційних перетворень параметрів елементів у замкнених колах

Дослідження попереднього підрозділу здійснювалися у припущенні, що ітераційні процеси завжди збігаються. При цьому, як видно з геометричної інтерпретації ітераційного процесу на рис. 5.3, для підвищення швидкості збіжності необхідно зменшувати кут  $\theta_n$ , що визначається параметром  $\gamma(n)$ . Для значення  $\theta_n = \theta_*$  швидкість збіжності буде максимальна і ітераційний процес буде сходиться до шуканого значення  $x_*$  за одну ітерацію. Для значень кута  $\theta_n < \theta_*$  швидкість збіжності буде зменшуватися і коли значення кута досягне деякого граничного значення  $\theta_n = \theta_{lim}$ , то ітераційний процес буде здійснюватися по периметру паралелограма, тобто з нескінченно малою швидкістю, при цьому для значень  $\theta_n < \theta_{lim}$  – ітераційні процеси взагалі будуть розходитися. Таким чином, якщо априорно кут нахилу  $F(x)$  у точці її перетинання з віссю абсцис невідомий, прагнення підвищення швидкості збіжності вступає у протиріччя із забезпеченням збіжності, звідки впливає необхідність аналізу умов збіжності для оптимального вибору параметра  $\gamma(n)$ .

Достатність умови збіжності ітераційних процесів дає теорема Банаха про стиснуті відображення і послідовні наближення [186, 233]. Відповідно з нею, якщо функція  $x = \Psi(x)$  є стиснутим відображенням замкненої множини деякого повного метричного простору  $\mathfrak{X}$  у себе, і якщо для деякого додатного числа  $q < 1$ , що носить назву стискаючого відображення, для всіх значень  $x_i, x_j \in \mathfrak{X}$  задовольняє умову Ліпшиця  $d(\Psi(x_{n+1}), \Psi(x_n)) \leq qd(x_{n+1}, x_n)$ ; ( $0 < q < 1$ ), то множина  $\mathfrak{X}$  містить єдину нерухому точку  $x_*$ , відображення  $\Psi(x_n)$  для якої буде дорівнювати значенню  $x_*$ . При цьому точка  $x_*$  буде межею усякої послідовності точок  $x_{n+1} = \Psi(x_n)$   $n = 0, 1, 2, \dots$ , для будь-якої довільної початкової точки  $x_0 \in \mathfrak{X}$ , а швидкість збіжності послідовності до значення  $x_*$  після  $n$  ітерацій характеризуються нерівністю

$$d(x_n, x_*) \leq \frac{q^n}{1 - q} d(x_1, x_*); n = 0, 1, 2, \dots$$

Отже послідовність  $\{x_n\}$  збігається до точки  $x_*$  із швидкістю геометричної прогресії. При цьому чим менше буде значення  $q$ , тим швидше збігається послідовність  $\{x_n\}$ , тобто тим менше число ітера-



цій необхідно для того, щоб досягти наближеного значення  $\mathbf{x}_{n+1} \approx \mathbf{x}_*$  із заданою абсолютною похибкою  $\varepsilon$ .

Крім того слід відзначити, що коли умови теореми Банаха виконуються, ітераційні процеси перетворень будуть самокорегуючими, тобто будь-які випадкові похибки будуть виправлятися під час визначення наближень  $\mathbf{x}_n$ , оскільки помилкові значення можна розглядати як деякі нові початкові наближення. Виходячи з вищеописаного проаналізуємо збіжність ітераційних перетворень, що описується рівнянням (5.4). При цьому, знову таки, для наочності і не порушуючи загальності, шукану змінну будемо розглядати як дійсну величину. Тоді, умову Ліпшиця можна записати у вигляді

$$d(\mathbf{x}_{n+1}, \mathbf{x}_*) \leq qd(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_*); 0 < q < 1. \quad (5.6)$$

Якщо припустити, що функція зворотних перетворень лінійна і визначається як  $\Phi^{-1}(\mathbf{x}) = \mathbf{x}$ , то підставляючи у (5.6) замість  $\mathbf{x}_{n+1}$  його вираз з (5.4), отримаємо вираз

$$|1 - \gamma(n)[F(\mathbf{x}_n) - F(\mathbf{x}_*)]/(\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_*)| \leq q < 1,$$

з якого, застосовуючи до множника при складовій  $\gamma(n)$  теорему Лагранжа, отримаємо

$$|1 - \gamma(n)F'(\vartheta_n)| \leq q < 1, (\vartheta_n \in [\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_*]).$$

Оскільки збіжність ітераційного процесу необхідно забезпечити для будь-яких початкових наближень і на всьому діапазоні перетворень, отриману вище нерівність перепишемо у вигляді

$$|\gamma(n)F'(x)| < 2. \quad (5.7)$$

Наведена нерівність (5.7) є умовою збіжності ітераційних процесів перетворень параметрів елементів у замкнених колах. При цьому швидкість зменшення абсолютної похибки перетворень за одну ітерацію буде оцінюватись виразом

$$\mathbf{x}_{n+1} - \mathbf{x}_* = [1 - \gamma(n)F'(\vartheta_n)](\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_*). \quad (5.8)$$

Тут і далі, для спрощення викладок і не порушуючи загальності міркувань, функцію  $F(x)$  будемо розглядати у припущенні, що функції  $\Phi(\cdot)$  і  $\Phi^{-1}(x)$  лінійні, при цьому функція зворотних перетворень буде визначатися як  $\Phi^{-1}(x) = x$ , а функція  $\Phi(\cdot)$  буде визначатися виразом

$$\Phi(\cdot) = (\cdot)(1 + \delta_\Phi) + \Delta_\Phi, \quad (5.9)$$

де  $\delta_\Phi$  і  $\Delta_\Phi$  – відповідно мультиплікативна і адитивна похибка прямих перетворень. Тобто з урахуванням (5.9) функція  $F(x)$  за визначенням (5.3), якщо вилючити складові вищих порядків малості, буде мати вигляд

$$F(x) = x\beta(1 + \delta_\Phi) + \alpha(1 + \delta_\Phi) + \Delta_\Phi. \quad (5.10)$$

Таким чином, як впливає з (5.8) і (5.10), ітераційні процеси (5.4) забезпечать швидкість зменшення абсолютної похибки перетворень, оцінка якої за  $n$  ітерацій описується виразом

$$x_n - x_* = [1 - \gamma(n)\beta(1 + \delta_\Phi)]^n (x_o - x_*). \quad (5.11)$$

При цьому, якщо взяти до уваги те, що значення похибок каналу прямих перетворень, як це вже відзначалося вище, характеризуються вищими порядками малості у порівнянні з похибками, що зумовлюються коефіцієнтами шунтування, і які характеризуються значеннями нормалізуючи множників  $\beta$ , то не буде помилкою вираз (5.11) переписати у вигляді

$$x_n - x_* = [1 - \gamma(n)\beta]^n (x_o - x_*). \quad (5.12)$$

Аналіз (5.12) дозволяє зробити такі висновки.

1. Вираз  $[1 - \gamma(n)\beta]$  у (5.12) має значення коефіцієнта стискування, що визначає швидкість збіжності ітераційного процесу. Змінюючи параметр ітераційного процесу  $\gamma(n)$  можна цілеспрямовано впливати на швидкість зменшення похибок перетворень у замкнених колах. При цьому, коли значення  $[1 - \gamma(n)\beta] \rightarrow 0$ , швидкість збіжності необмежено зростає і для значення  $\gamma(n)\beta = 1$  коефіцієнт стискування буде дорівнювати нулю, даний ітераційний процес буде оптимальним, і для лінійних функцій досліджуваних задач збіжність процесу до шуканого значення перетворень буде забезпечуватись за одну ітерацію.

2. Для забезпечення збіжності ітераційного процесу розчленування замкнених кіл необхідно, щоб загальне значення мультиплікативної похибки не перевищувало 100%, тобто  $|1 - \gamma(n)\beta| < 1$ . При цьому даний метод забезпечує на кожній ітерації квадратичне зменшення похибки врівноваження. Для значень коефіцієнта стискування  $|1 - \gamma(n)\beta| > 0$  ітераційний процес характеризується монотонним хара-

ктером наближень, а для значення  $|1 - \gamma(n)\beta| < 0$  наближення будуть мати характер коливань.

3. Якщо апріорно відомо максимальне значення похибки початкового наближення  $\max(x_* - x_o)$ , то для досягнення заданої точності перетворень  $\varepsilon$  кількість ітерацій може бути обчислена за формулою

$$n = \log \left( \frac{\varepsilon}{\max|x_* - x_o|} \right) / \log |1 - \gamma(n)\beta|.$$

4. В умовах відсутності апріорної інформації про значення нормалізуючих множників  $\beta$ , з огляду на надзвичайно широкий діапазон їх зміни застосування методів ітераційних перетворень у замкнених колах із значенням параметра  $\gamma(n) = \gamma = const$ , що сьогодні широко застосовуються у вимірювальній техніці [196], буде не ефективним, оскільки внаслідок невиконання умови (5.7) ітераційні процеси у багатьох випадках можуть бути або надто тривалими, або ж і зовсім розходитись.

Останній висновок є основним обмеженням для застосування розглянутих вище методів ітераційних перетворень параметрів елементів у складі замкнених кіл. Для подолання цього недоліку можна запропонувати два підходи. Одним з них є підхід, аналогічний розглянутим у четвертому розділі даної роботи методам підвищення точності перетворень, що засновані на моделюванні в каналах коригування реальних значень коефіцієнтів шунтування [63]. Тобто, якщо на попередніх етапах загального процесу діагностування отримати значення параметрів елементів шунтування у замкнених колах, а затим обчислити з достатньою точністю наближене значення  $\beta$ , то прийнявши  $\gamma(n) = \gamma = 1/\beta$ , можна отримати процес ітераційних перетворень, близький до оптимального. Недоліки такого підходу аналогічні вищевказаним методам і полягають у тому, що вони не можуть бути узагальнені на комплекс базових структур.

Другий підхід заснований на застосуванні принципів адаптації під час визначення параметра  $\gamma(n)$ , тобто надання ітераційним процесам властивостей самонастроювання, які б забезпечували автоматичну підтримку близьких до оптимального режимів роботи [63, 196]. Тут також можна виділити два підходи. Для реалізації першого з них розглянемо задачу ітераційних перетворень у замкнених колах як задачу мінімізації критерію [63]

$$\ell(x, \gamma) = \{F(x)\}^2 + |1 + \gamma F'(x)|. \quad (5.13)$$

Мінімізація першої складової критерію (5.13) приводить до рівняння  $F(x)=0$ , яке розв'язується за рівнянням врівноваження (5.4). Мінімізація другої складової критерію (5.13) забезпечує вибір оптимального параметру ітераційного процесу. Якщо взяти його диференціал по  $\gamma$  і прирівняти похідну до нуля, то з урахуванням монотонності  $F(x)$  отримаємо

$$\text{Sign}[1 - \gamma F'(x)] = 0,$$

де

$$\text{Sign}(\cdot) = \begin{cases} +1 & \text{коли } (\cdot) > 0; \\ 0 & \text{коли } (\cdot) = 0; \\ -1 & \text{коли } (\cdot) < 0. \end{cases}$$

Визначення параметра  $\gamma \approx \gamma^*$  також можна здійснювати ітераційними методами, визначаючи для відповідного методу, аналогічно  $\gamma$ , деякий параметр  $\chi$ . При цьому процеси ітераційних перетворень, що засновані на мінімізації (5.13) розпадається на два взаємозв'язаних процеси:

$$x_{n+1} = x_n - \gamma(m+1)F(x_n); \quad (5.14)$$

$$\gamma(m+1) = \gamma(m) + \chi(m)\text{Sign}(x_{n+1} - x_n)\text{Sign}(x_n - x_{n-1}). \quad (5.15)$$

З точки зору геометричної інтерпретації (рис. 5.4) сутність ітераційного процесу адаптації полягає у поступовій зміні кута, під яким на кожній ітерації проводяться прямі з відповідних точок  $F(x_{(\cdot)})$ .

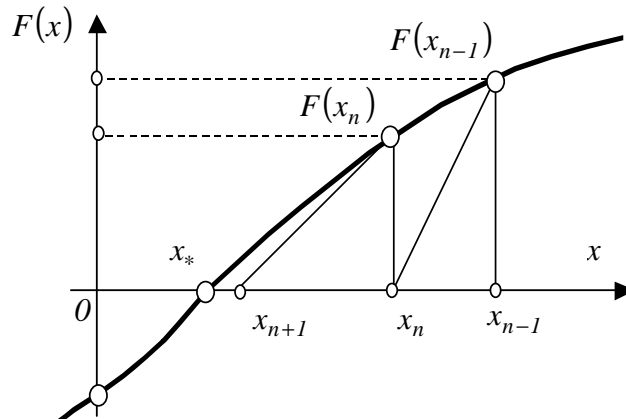


Рис. 5.4. Геометрична інтерпретація адаптивного ітераційного процесу

Узагальнена структурна схема перетворювачів, що буде реалізувати ітераційний процес розчленування замкнених кіл з адаптацією буде відрізнятися від узагальненої структури на рис. 5.1 наявністю додаткового контуру обчислення (рис. 5.5) для настройки параметру  $\gamma(m+1)$  [63].

За другим підходом адаптацію ітераційних процесів перетворень у замкнених колах пропонується здійснювати методами “Regula falsi”, які серед чисельних методів розв’язання рівнянь віднайшли широке розповсюдження [186, 196]. Ці методи реалізують відомий оптимальний метод Н’ютона ( $\gamma(n) = 1/F'(x_n)$ ) у випадках, коли апріорно визначити значення  $F'(x_n)$  неможливо. За такими методами для визначення нового наближення використовують два попередніх.

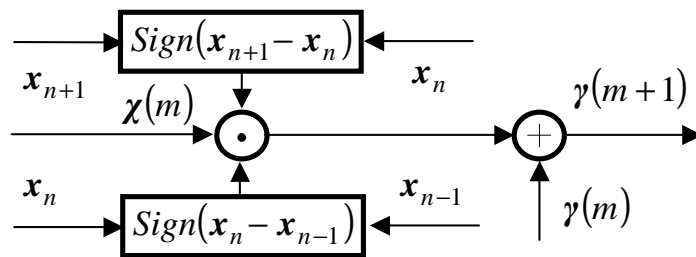


Рис. 5.5. Граф-схема контуру обчислень однієї ітерації алгоритму (5.15)

При цьому рівняння ітераційних процесів перетворень у замкнених колах визначається виразом [63, 186]

$$x_{n+1} = x_n - \frac{(x_n - x_{n-1})}{[F(x_n) - F(x_{n-1})]} F(x_n). \quad (5.16)$$

Такий підхід має ясний фізичний зміст. Чим швидше змінюється  $F(x)$ , тим обережніше треба підходити до  $x_*$ , тобто потрібно тим менше значення параметра  $\gamma(n)$ . У більшості випадків ітераційні процеси за цими методами для нелінійних функцій  $F(x)$  близькі до оптимальних і завжди збігаються до шуканого значення  $x_*$ . Для лінійних же функцій такі ітераційні процеси є оптимальними, при цьому, шукане значення  $x_*$  отримується на першій же ітерації.

### 5.3. Ітераційно-неперервні методи поелементних перетворень у замкнених колах

З проведеного вище аналізу випливає, що основним чинником, що впливає на швидкодію ітераційних методів перетворень у замкнених колах, є наявність елементів шунтування. При цьому, незважаючи на те, що запропоновані вище адаптивні методи дозволяють значно підвищити швидкодію ітераційних процесів, їх реалізація ускладнюється тим, що для значень коефіцієнтів шунтування, що перевищують другий порядок, доводиться порівнювати сигнали на рівні шумів. На рис. 5.3 це можна проілюструвати надто малими кутами нахилу функції  $F(x)$  з віссю абсцис, у результаті чого навіть для значних відхилень послідовних наближень значення функції  $F(x)$  буде мало чим відрізнятися від нуля. При цьому значно підвищується вплив випадкових чинників на результати перетворень і, не зважаючи на те, що хоча ітераційні методи характеризуються властивістю самокоригування, ітераційні процеси перетворень за таких умов можуть бути як занадто тривалими, так і маловірогідними. Очевидно, що цього можна було б уникнути, якщо б вдалося збільшити ці кути.

Для вирішення цієї задачі автором запропоновані методи комбінованого ітераційно-неперервного врівноваження, де похибки каналу неперервного врівноваження коригуються каналом ітераційного врівноваження [55, 232]. При цьому можна виділити два підходи [63]. За одним з них канали врівноваження не перетинаються, реалізуючи при цьому, як це вже відзначалося у підрозділі 4.3, методи комбінованого врівноваження струмів і напруг. За іншим підходом канали перетинаються, тобто один канал врівноваження входить у контур врівноваження іншого.

В обох випадках наявність додаткового каналу неперервного врівноваження приводить до того, що під час ітераційного врівноваження досліджуване коло вже у деякій мірі врівноважене, що значно зменшує труднощі реалізації ітераційних процесів. При цьому принципи організації процесів ітераційного врівноваження будуть аналогічні вищерозглянутим.

Так, наприклад, для першого підходу за аналогією з (5.1) рівняння ітераційно-неперервного врівноваження буде описуватись виразом

$$\Phi(x)\mu + \eta = 0. \quad (5.17)$$

де  $\Phi(x)$  – шукана змінна і є функцією зворотних перетворень вихідного сигналу перетворень у сигнал врівноваження  $u$ ;  $\mu = k(\omega)\beta / (1 + k(\omega)\beta)$  – вираз, що визначає мультиплікативні коефіцієнти наведеного рівняння;  $k(\omega)$  – у загальному випадку частотно-залежний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача каналу

неперервного врівноваження;  $\beta$  – вектор нормалізуючих множників;  $\eta = V_o W \mu$  – вираз, за яким визначаються адитивні коефіцієнти (5.17).

Аналогічно тому, як це було зроблено у підрозділі 5.1, для розв’язання рівняння (5.17) чисельними методами замінимо його ітеруючою функцією вигляду  $\Phi(x) = \Psi[\Phi(x)]$  і, визначаючи деяке початкове наближення, знайдемо його розв’язок методами послідовних наближень  $\Phi(x_{n+1}) = \Psi[\Phi(x_n)]$ . Тобто, як і раніше, піддамо обидві частини (5.17) дії оператора функції  $Q(\cdot)$ , що відповідає послідовності квадратурних і аналого-цифрових перетворень, перенесемо праву частину отриманого виразу у ліву, помножимо його обидві частини на деякий коефіцієнт  $(-\gamma)$  і додамо до них змінну  $x$ . У результаті отримаємо ітеруючу функцію у вигляді рівняння

$$x = x - \gamma \{ Q[\Phi(x)\mu + \eta] - Q(0) \}, \quad (5.18)$$

розв’язання якого реалізується за ітераційним рівнянням врівноваження

$$x_{n+1} = x_n - \gamma(n) \{ Q[\Phi(x_n)\mu + \eta] - Q(0) \}. \quad (5.19)$$

При цьому, оскільки, знову таки, рівняння (5.19) отримане без будь-яких обмежень щодо застосування базових структур у каналах неперервного врівноваження, його можна розглядати як узагальнену математичну модель задачі ітераційно-неперервних перетворень параметрів елементів у замкнених колах. На її основі можна запропонувати узагальнену структурну схему відповідних перетворювачів з ітераційно-неперервним врівноваженням (рис. 5.6), реалізація якої у вигляді конкретних структурних схем буде аналогічна структурам, що наведені у табл. 4.1 підрозділу 4.3, де вже відзначалося про можливість застосування методів комбінованого ітераційно-неперервного врівноваження. При цьому слід відзначити, що запропоновані методи є комбінованими не тільки з точки зору реалізації ітераційно-неперервного врівноваження, а також і з точки зору одночасного врівноваження струмів і напруг.

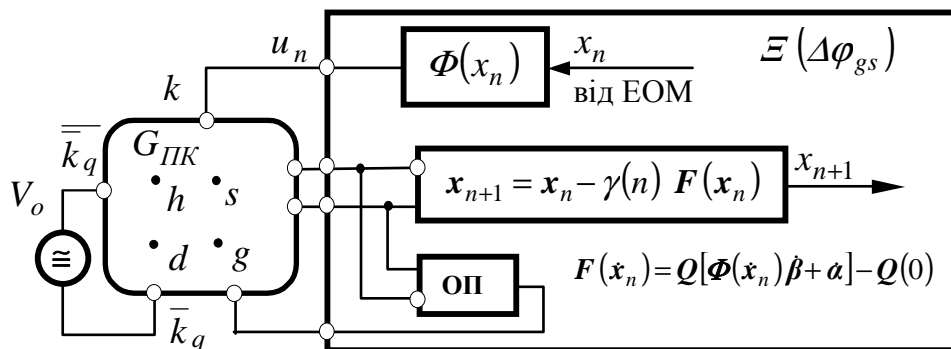
**Процес ітераційного врівноваження у наведеній структурі практично нічим не відрізняється від процесу, описаного у підрозділі 5.1, і для числа ітерацій, що з достатнім ступенем забезпечує рівність  $Q[\Phi(x_n)\mu + \eta] = Q(0)$ , оператор  $Q(\cdot)$  перестає впливати на**

результати перетворень, при цьому для остаточних результатів можна записати

$$\Phi(x_*) = -\eta/\mu \equiv V_o W; \quad (5.20)$$

$$x_* = W (1 - \delta_\Phi [1 + \delta_\Phi]^{-1}), \quad (5.21)$$

де  $\delta_\Phi$  – мультиплікативна похибка зворотних перетворень.



**Рис. 5.6.** Узагальнена структура перетворювачів з ітераційно-неперервним врівноваженням струмів і напруг

Збіжність запропонованих методів комбінованого ітераційно-неперервного врівноваження струмів і напруг, якщо скористатись результатами досліджень підрозділу 5.2, можна оцінити за виразом

$$x_n - x_* = [1 - \gamma(n)\mu]^n (x_o - x_*). \quad (5.22)$$

У результаті порівняльної оцінки виразів (5.12) і (5.22) можна дійти таких висновків:

- вплив значень коефіцієнтів шунтування у досліджуваних колах, що характеризується значеннями елементів вектору  $\beta$ , для запропонованих методів послаблюється у  $\mu/\beta = k(\omega)/(k(\omega) + \beta^{-1})$  раз, слід відзначити, що для задачі котра розглядається, сучасні ОП забезпечують значення  $k(\omega) = 10^3$ ;

- у найгірших випадках, тобто коли значення елементів вектору  $\beta$  досягають третього порядку малості, виконується нерівність  $\mu \leq 1.5$ , при цьому завжди задовольняється умова (5.7) збіжності ітераційних процесів навіть для значення  $\gamma(n) = 1$ , що значно спрощує реалізацію цих методів;



- застосування у запропонованому підході методів “Regula fails”, що описуються виразом (5.16), з огляду на лінійність досліджуваних функцій забезпечить збіжність ітераційних процесів за одну ітерацію, при цьому вплив випадкових чинників, про які йшла мова на початку даного підрозділу, подавляється також у  $\mu/\beta = k(\omega)/(k(\omega) + \beta^{-1})$  раз.

В основі другого з вищевказаних підходів, що запропонований автором у роботах [55, 232], лежать методи заміщення або компенсації досліджуваної величини  $H(W) = V_o W \mu$  деякою величиною  $H[\Phi(x)] = \Phi(x)\mu$ , що отримується з вихідного сигналу перетворювача, похибки прямого каналу якого коригуються. В обох випадках прямим перетворенням підлягають як досліджувані величини, так і величини заміщення або компенсації, при цьому задача врівноваження буде полягати у мінімізації різниці між цими величинами.

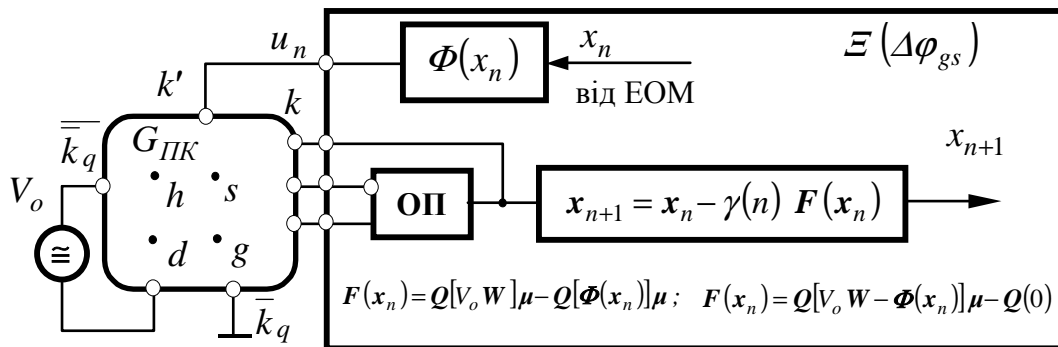
Для реалізації вищевказаних методів, застосовуючи аналогічні загальні принципи чисельного розв’язку були отримані алгоритми ітераційного коригування похибок, що описуються, відповідно, такими виразами:

$$x_{n+1} = x_n - \gamma(n) \{ Q[V_o W] \mu - Q[\Phi(x_n)] \mu \}; \quad (5.23)$$

$$x_{n+1} = x_n - \gamma(n) \{ Q[V_o W - \Phi(x_n)] \mu - Q(0) \}. \quad (5.24)$$

Остаточні результати перетворень за даними методами будуть визначатися як  $\Phi(x_*) = V_o W$ , при цьому, точність і збіжність обох ітераційних процесів можна оцінювати відповідно за виразами (5.21) і (5.22).

На рис. 5.7 наведена узагальнена структурна схема перетворювачів неперервного врівноваження з корекцією похибок методами ітерацій. Наведена структура має два контури зворотного зв’язку. Перший з них утворюється через зовнішній полюс  $k$  кола довільної конфігурації  $G_{ПК}$ , реалізуючи тим самим одну із базових структурних схем перетворювачів неперервного врівноваження. Стан врівноваження, що забезпечується цим контуром, можна розглядати як початкове наближення ітераційного процесу коригування похибок, що реалізується контуром ітераційного зворотного зв’язку через додатковий зразковий елемент, підключений між зовнішнім полюсом  $k'$  кола  $G_{ПК}$  і полюсом  $s$  досліджуваного кола.



**Рис. 5.7. Узагальнена структура перетворювачів з ітераційним коригуванням похибок**

Слід відзначити, що методи заміщення, як відомо, ефективні лише тоді, коли похибки прямого каналу перетворень будуть однакові на обох етапах проміжних перетворень кожної ітерації. Аналіз базових структур з неперервним врівноваженням показує, що дана умова завжди виконується для структур з лінійною функцією, причому тільки у тих структурах, де досліджувані кола включені на вході ОП. З цієї точки зору коригування похибок методами компенсації більш універсальні, оскільки вони можуть бути застосовані для усієї сукупності базових структур.

Дійсно, для даних методів характерне одночасне перетворення як досліджуваних величин, так і величин, що їх компенсують. При цьому кожне з них супроводжується похибкою, що має одне і те ж значення. Звідси очевидно, що у стані рівноваги ці похибки не будуть впливати на остаточний результат. Загальним же недоліком методів ітераційного коригування похибок є необхідність додаткового блоку зразкових елементів з відповідними елементами комутації, що ускладнює реалізацію технічних засобів.

#### **5.4. Методи координованого врівноваження у задачах дослідження комплексних двополюсників у замкнених колах**

В реальних об'єктах досліджувані двополюсники є комплексними, внаслідок чого розчленування замкнених кіл необхідно здійснювати двома каналами врівноваження, тобто дійсної і уявної складових досліджуваних величин. При цьому за умови забезпечення збіжності процесів врівноваження для кожної складової окремо збіжність ітераційних процесів врівноваження у комплексній площині суттєво залежить від співвідношення складових комплексного множника  $\beta$  [234].

Аналіз збіжності ітераційних процесів врівноваження комплексних величин будемо здійснювати виходячи з того, що у математичному відношенні ітераційний процес врівноваження еквівалентний пошуку розв'язку рівняння корекції  $F(\dot{x})=0$ , яке для відповідних складових комплексних величин запишемо у вигляді двох рівнянь:

$$\begin{aligned} F_{Re}(\dot{x}) &= Re[\dot{x} - \dot{x}_*] \beta_{Re} - Im[\dot{x} - \dot{x}_*] \beta_{Im} ; \\ F_{Im}(\dot{x}) &= Im[\dot{x} - \dot{x}_*] \beta_{Re} + Re[\dot{x} - \dot{x}_*] \beta_{Im} . \end{aligned} \quad (5.43)$$

З розгляду (5.43) безпосередньо випливає, що навіть у випадку, коли нас цікавлять перетворення тільки однієї складової досліджуваного комплексного двополюсника, для здійснення перетворень без похибок необхідно забезпечувати врівноваження обох складових.

У загальному випадку рівняння (5.43) описують стан досліджуваного кола у деякій комплексній площині врівноваження з системою координат  $F_{Re}(\dot{x})$  і  $F_{Im}(\dot{x})$ . Нехай стан досліджуваного кола на цій площині знаходиться у деякій точці, координати якої задовольняють умовам:

$$F_{Re}(\dot{x}): Re[\dot{x} - \dot{x}_*] = 0; Im[\dot{x} - \dot{x}_*] \neq 0.$$

Можна показати, що для закріпленої рівноваги дійсних складових стан досліджуваного кола під час зміни значень уявної складової буде описуватися лінією врівноважування  $Re[\dot{x} - \dot{x}_*]$ ;  $Im[\dot{x} - \dot{x}_*] = var$  з кутом нахилу  $\theta_{Im} = arctg(-\beta_{Im}/\beta_{Re})$  до осі ординат (рис. 5.8).

Аналогічно, для закріпленої рівноваги уявних складових лінія врівноважування дійсної складової  $Im[\dot{x} - \dot{x}_*] \neq 0$ ;  $Re[\dot{x} - \dot{x}_*] = var$  також є прямою з кутом нахилу  $\theta_{Re} = arctg(\beta_{Im}/\beta_{Re})$  до осі абсцис. При цьому процес врівноваження з будь-якої точки площини врівноваження будуть здійснюватись по прямих, що будуть паралельні вказаним лініям. З наведеного рисунку наочно видно, що для малих значень кутів ітераційні процеси врівноваження швидко збігаються. По мірі збільшення значення кутів процес врівноваження сповільнюється і для значення кутів  $45^\circ$  процес врівноваження зациклюється, а з подальшим збільшенням значень кутів ітераційні процеси будуть розходитись рис. 5.8, а).

Таку поведінку процесів врівноваження можна пояснити тим, що осі площини врівноваження разом з лініями врівноваження розділяють площину врівноваження на підплощини (рис 5.6, б), де результати перетворень неправильно характеризують стан врівноваження досліджуваного кола (затінені ділянки). При цьому, чим більша буде

площа неправильної оцінки стану врівноваження, тим менша буде швидкість збіжності ітераційного процесу. Дійсно, якщо стан досліджуваного кола описується, наприклад, точкою, що розміщена у підобласті  $O(\theta_{Im})$ , то знак перетворення  $H_{Re}(\dot{x})$ , який вказує напрям врівноваження, не співпадає зі знаком складової  $Re[\dot{x} - \dot{x}_*]$ , яка характеризує дійсний стан врівноваження. Аналогічно у підобласті  $O(\theta_{Re})$  знак  $H_{Im}(\dot{x})$  не співпадає зі знаком  $Im[\dot{x} - \dot{x}_*]$ .

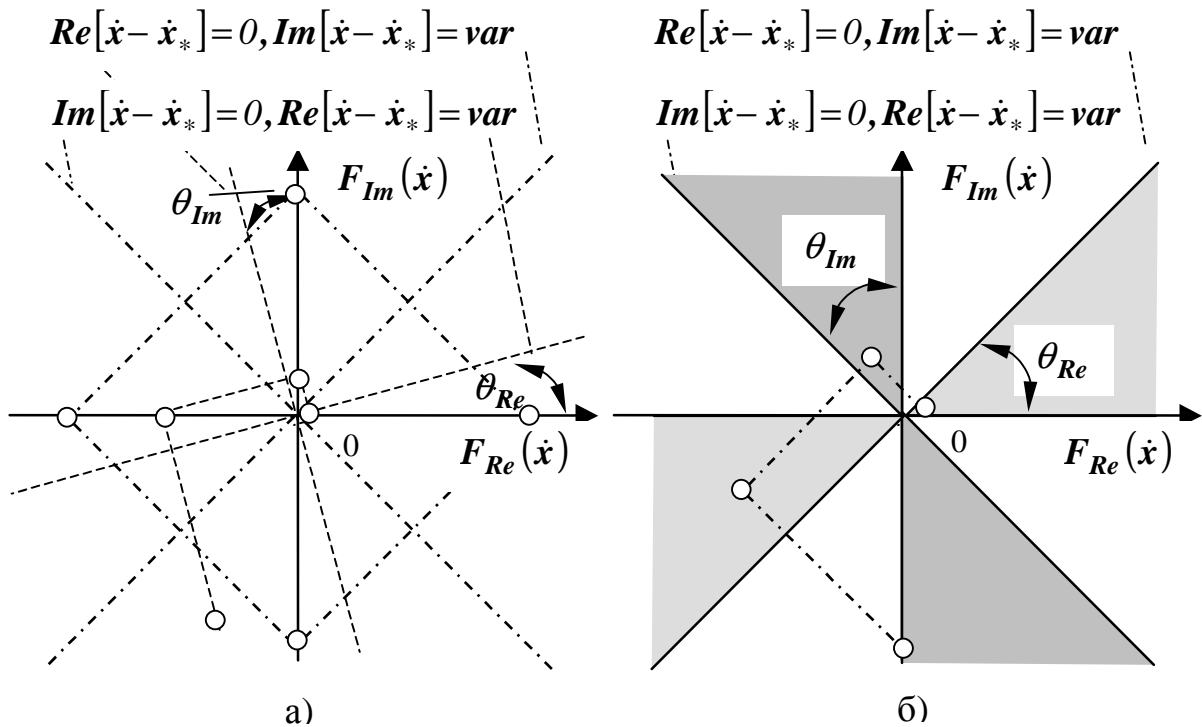


Рис 5.8. Площина стану досліджуваного кола врівноваження

Виходячи з вище описаного очевидно, що коли в областях  $O(\theta_{Im})$  і заборонити врівноваження відповідно дійсної і уявної складових, то ітераційний процес у цілому (пунктирна лінія на рис. 5.8, б) буде завжди збігатися з будь-якої точки площини врівноваження і для будь-яких співвідношень дійсної і уявної складових множника  $\dot{\beta}$ . При цьому швидкість збіжності процесу врівноваження можна значно підвищити, якщо, знаходячись за межами підобластей  $O(\theta_{Im})$  і  $O(\theta_{Re})$ , здійснювати одночасне врівноваження обох складових досліджуваної комплексної величини.

Методи, що реалізують почергове і одночасне врівноваження з такими обмеженнями носять назву методів координованого врівноваження [235]. Такі методи можуть бути засновані на будь-якому з розглянутих вище ітераційних методів. При цьому основною задачею є формування правил прийняття рішень для констатації факту знахо-

дження стану досліджуваного кола у тій або іншій комплексній підобласті врівноваження. Тобто задача полягає у визначенні так званих ліній координації:

$$(Re[\dot{x} - \dot{x}_*] = 0, Im[\dot{x} - \dot{x}_*] = var); (Im[\dot{x} - \dot{x}_*] = 0, Re[\dot{x} - \dot{x}_*] = var).$$

Очевидно, що лінії координації повністю визначаються співвідношеннями значень параметрів елементів досліджуваних кіл врівноваження. Вище вказувалось, що існує три типи значення множників  $\beta$  для різних базових структур. Виділяючи в них дійсну і уявну складові і беручи відношення між ними можна визначити лінії координації методів врівноваження, які будуть визначатися кутами, що визначаються виразами:

$$\begin{aligned} \theta_x &= \arctg \left( \left( 1 + Re \left[ \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s}{Y_o} \right] \right) / Im \left[ \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s}{Y_o} \right] \right); \\ \theta_o &= \arctg \left( \left( 1 + Re \left[ \frac{Y_o + \dot{Y}_s}{\dot{Y}_x} \right] \right) / Im \left[ \frac{Y_o + \dot{Y}_s}{\dot{Y}_x} \right] \right); \\ \theta_{ox} &= \arctg \left( \left( 1 + Re \left[ \frac{\dot{Y}_s}{\dot{Y}_x + Y_o} \right] \right) / Im \left[ \frac{\dot{Y}_s}{\dot{Y}_x + Y_o} \right] \right). \end{aligned}$$

Із наведених виразів видно, що в усіх випадках значення кутів залежать від параметрів досліджуваних дво полюсників і носять випадковий характер щодо зміни значень від об'єкта до об'єкта. При цьому, якщо взяти до уваги можливість будь-яких виробничих дефектів в об'єктах, можна стверджувати, що значення кутів нахилу ліній координацій можуть приймати будь-яке значення у межах  $[0, 90^\circ]$ . Для того, щоб забезпечити у цих умовах абсолютну збіжність процесів врівноваження, автором пропонується розділити площину врівноваження на дві підобласті (рис. 5.9) [234].

При цьому якщо точка стану рівноваги описується точкою, координати якої  $F_{Re}(\dot{x})$  і  $F_{Im}(\dot{x})$  мають різні знаки, забороняється врівноважувати дійсну складову, інакше забороняється врівноважувати уявну складову. На наведеному рисунку наочно ілюструється, що здійснюючи почергове координоване врівноваження ітераційний процес буде завжди збігатися для будь-яких значень кутів нахилу ліній координації. Швидкість збіжності процесів врівноваження за даним методом буде, по-перше, визначатися методом, на якому засноване ітераційне врівноваження, і, по-друге, буде тим більша, чим ближче буде початкове наближення до одні-

її з лінії координатії. При цьому слід відзначити, що швидкість збіжності у цьому випадку не буде оптимальною особливо для малих кутів нахилу ліній координатії.

Швидкість збіжності ітераційних процесів врівноваження можна підвищити, застосовуючи запропонований автором метод координованого врівноваження, що полягає у визначенні реальних значень кутів нахилу ліній координатії. При цьому, оскільки врівноваження здійснюється по прямій, що паралельна реальній лінії координатії, значення тангенсу кута її нахилу можна визначити за виразом

$$\operatorname{tg}_o \theta_{(\cdot)} = \frac{F_{(\cdot)}^-(x_1) - F_{(\cdot)}^-(x_o)}{F_{(\cdot)}^-(x_1) - F_{(\cdot)}^-(x_o)},$$

де індекс  $(\cdot)$ , що може приймати значення  $Re$  або  $Im$ , визначає кут нахилу лінії координатії і результатів перетворень складової, що врівноважується, а індекс  $(\bar{\cdot})$ , що відповідно може приймати значення  $Im$  або  $Re$ , визначає результати перетворень складової, що не врівноважується. Подальші етапи процесу врівноваження здійснюються за такими правилами.

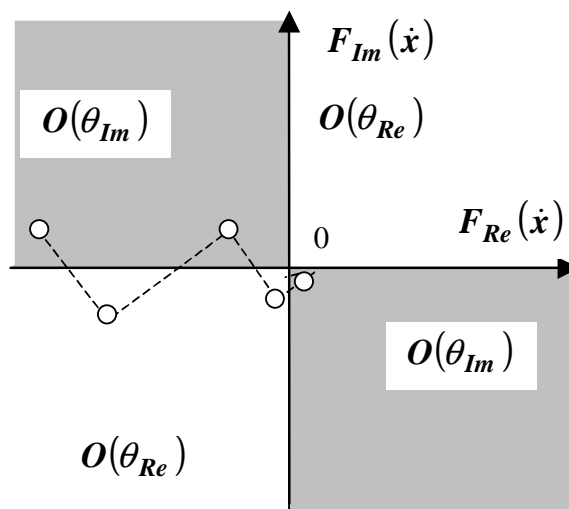


Рис 5.9. Визначення підобластей для реалізації методів координованого врівноваження

Якщо  $\left| \frac{F_{(\cdot)}^-(x_1)}{F_{(\cdot)}^-(x_o)} \right| > \left| \operatorname{tg}_o \theta_{(\cdot)} \right|$ , то дозволяється одночасне врівноваження обох складових. Інакше, врівноваження складової, що визначається індексом  $(\cdot)$  забороняється і здійснюється врівноваження складової з індексом  $(\bar{\cdot})$  до тих пір, поки дана умова буде виконуватись.

## РОЗДІЛ 6

### РЕКОМЕНДАЦІЙ ЩОДО ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ОБ'ЄКТІВ

#### **6.1. Вибір структури і організація процесів системи комбінованого діагностування**

Як вказувалося нижче, задача діагностики виробів РЕА є однією з прикладних задач загальної теорії розпізнавання, тобто у загальному випадку стоїть задача розпізнавання технічного стану об'єктів діагностування. При цьому будь-яка класифікація структур систем розпізнавання базується на деяких визначених класифікаційних ознаках.

З точки зору загальної класифікації систем розпізнавання як основну класифікаційну ознаку прийнято розглядати властивості інформації, яка використовується в процесі розпізнавання. Відповідно з цим системи розпізнавання розділяють на прості і складні системи в залежності від того, фізично однорідна або неоднорідна інформація використовується для опису об'єктів, що характеризуються ознаками, на мові яких здійснюється опис алфавіту класів технічних станів ОД. З цієї точки зору систем діагностування виробничих дефектів РЕА відносяться до складних систем, оскільки параметри діагностування, на мові яких здійснюється опис алфавіту технічних станів ОД, в загальному випадку мають різну фізичну природу (опір резисторів, ємність конденсаторів, індуктивність, напруга, струм, коефіцієнти передачі, чутливість, вхідні і вихідні опори і т.п.).

**Другою класифікаційною ознакою є спосіб отримання апостеріорної інформації. За даною ознакою розрізняють однорівневі і багаторівневі системи діагностування. В однорівневих системах апостеріорна інформація про параметри діагностування визначається за допомогою прямих вимірювальних перетворень. В багаторівневих системах діагностування апостеріорна інформація про параметри діагностування визначається на основі як прямих, так і непрямих вимірювальних перетворень. Для таких перетворень використовуються спеціальні локальні системи діагностування.**

У попередніх розділах було показано, що ефективність систем діагностування в значній мірі залежить від таких показників, як вірогідність контролю, глибина локалізації дефектів і вартість витрат, необхідних для визначення апостеріорної інформації. Високе значення вірогідності контролю з локалізацією дефектів на рівні елементарних компонент дозволяють забезпечити тільки методи комбінованого діагностування. При цьому, з урахуванням забезпечення мінімальних витрат для визначення апостеріорної інформації, такі системи повинні

бути побудовані на основі систем поелементного діагностування з подальшим моделюванням функціональних перевірок на всіх рівнях просторової декомпозиції ОД. З вищевказаного очевидно, що такі системи є складними багаторівневими системами. Загальна структурна схема такої системи наведена на рис. 6.1 [52].

Система містить дві підсистеми – підсистему керування і прийняття рішень (ПКПР), що реалізується відповідними програмними засобами на базі ЕОМ, і підсистеми вимірювальних перетворень (ПВП), яка визначає технічні засоби, котрі реалізують процеси визначення апостеріорної інформації, тобто вимірювання. ПКПР керує процесами вимірювань (підпрограма керування (ППК)) і здійснює прийняття рішень про технічний стан ОД. Обмін інформацією між ЕОМ та нестандартними блоками підсистеми ПВП здійснюється через блок спряження (БС), який виконує функції буфера і адресації даних, тобто організує шину внутрішньої магістралі. Внутрішня магістраль містить 16...32-розрядну шину даних (ШД), 16...32-розрядну шину адреси (ША) і 6-розрядну шину керування, що забезпечує виконання команд над зовнішніми регістрами усіма можливими методами адресації.

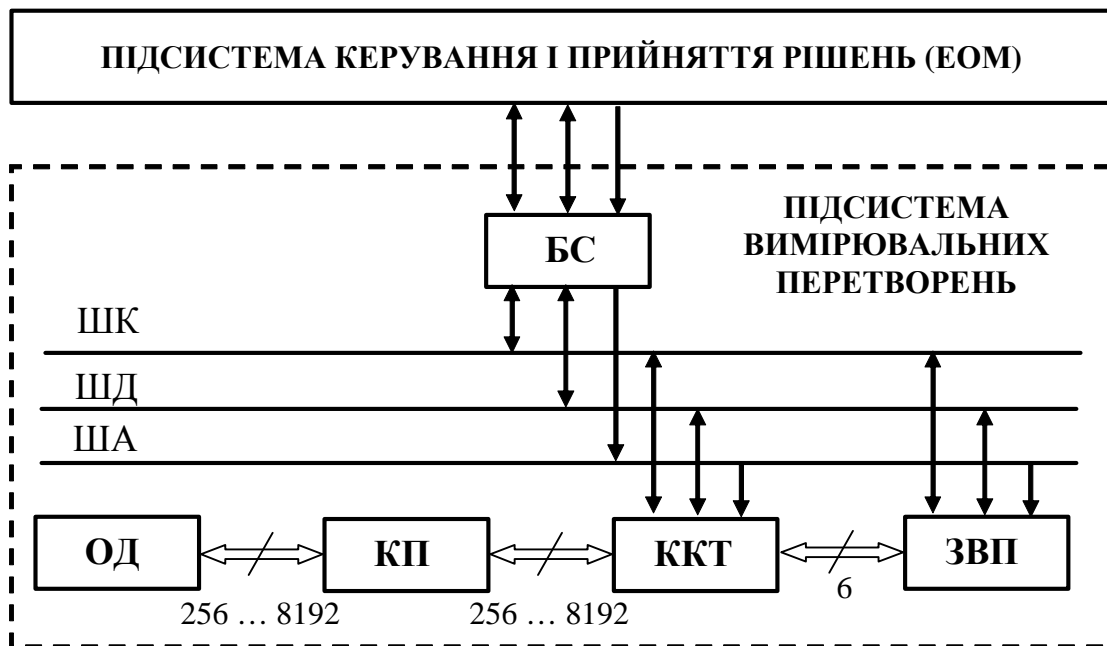


Рис. 6.1. Структурна схема системи діагностування аналогових вузлів радіоелектронної апаратури в процесі виробництва

ПВП забезпечує вимірювальні перетворення значень параметрів діагностування елементарного рівня декомпозиції ОД, тобто здійснює перетворення значень параметрів таких елементарних компонент, як резистори, конденсатори і індуктивності. Крім того ПВП здійснює



вимірювання падіння напруг на  $p-n$  переходах активних елементів ОД, що дає можливість непрямого контролю справності і правильності установки нелінійних елементів (діодів, стабілітронів, транзисторів і т.п.), а також аналогових (АІС) і цифрових (ЦІС) інтегральних схем.

Контактний пристрій (КП) і комутатор контрольних точок (ККТ) реалізують засоби зв'язку технічних засобів вимірювань з об'єктами. КП у загальному випадку орієнтований на конкретний тип об'єктів і являє собою голчасті пристрої типу "ложе із цвяхів", контактними елементами в яких є підпружинені штифти, що вставляються у гніздо, яке через монтажний провід з'єднується з комутатором контрольних точок (ККТ) [236-242]. При цьому ККТ, по-перше, здійснює вибіркоче об'єднання вузлів з метою реконфігурації структури ОД у коло типу трикутник, у якому одна з гілок є досліджуваним двополюсником  $\dot{Y}_x$ , а усі інші елементи ОД утворюють дві шунтувальні гілки  $\dot{Y}_h$  і  $\dot{Y}_s$  (див. рис. 3.1). По-друге, ККТ забезпечує у загальному випадку шість вимірювальних шин для підключення вузлів отриманого кола типу трикутник до засобів вимірювальних перетворень (ЗВП), які за допомогою деякого внутрішнього комутатора можуть утворювати різні структури первинних перетворювачів (ПП), що послідовно з'єднуються з блоком роздільних перетворень складових (БРПС) і з аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). При цьому для підвищення точності перетворень пропонується структурно-алгоритмічні методи перетворень, що засновані на застосуванні двох структур ПП з лінійно-незалежними функціями перетворень, наприклад за схемами  $C_{dg}^{hg}$  і  $C_{dh}^{gh}$  (рис. 6.2), реалізація яких забезпечується перемикачем  $SW$  (для першої з них тестовий сигнал подається на полюс  $h$ , а полюс  $g$  досліджуваного кола підключається до шини нульового рівня, а для другої навпаки тестовий сигнал подається на полюс  $g$ , а полюс  $h$  досліджуваного кола підключається до шини нульового рівня).

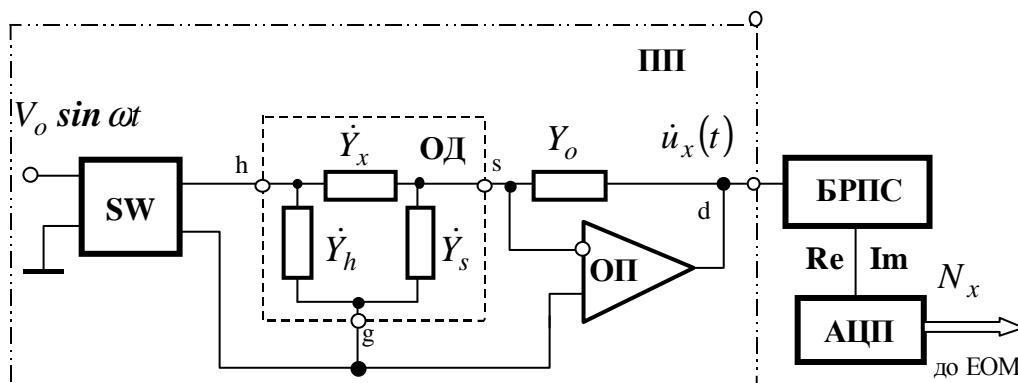


Рис 6.2. Структура прямого каналу вимірювальних перетворень

Під час перетворень за обома структурами відповідні вихідні сигнали  $\dot{u}_{dg}^{hg}$  і  $\dot{u}_{dh}^{gh}$  надходять на блок БРПС, за допомогою якого, як це було показано в підрозділі 3.5, визначаються їх активна, реактивна і постійна складові:

$$\begin{aligned} \mathbf{Re}[\dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t)] &= 2\mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_2) - \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_4); \quad \mathbf{Im}[\dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t)] = 2\mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_1) - 2\mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_3) + \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_4); \\ \mathbf{Const}[\dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t)] &= \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_4) \frac{1}{\pi}, \end{aligned}$$

де відповідні інтеграли визначаються виразами:

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_1) &= \int_0^{\pi/2} \dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t) dt; \quad \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_2) = \int_0^{\pi} \dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t) dt; \\ \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_3) &= \int_0^{3\pi/2} \dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t) dt; \quad \mathfrak{I}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t_4) = \int_0^{2\pi} \dot{u}_{(\cdot)}^{(\cdot)}(t) dt, \end{aligned}$$

які отримані для значення постійної часу інтегрування  $\tau_u = \omega/4$ .

**Постійні сигнали, що отримуються при цьому, надходять на АЦП, де перетворюються у цифровий еквівалент і запам'ятовуються у ЕОМ. Розв'язуючи отриману таким чином систему рівнянь, як це було показано у підрозділі 3.4, визначаються значення активної  $\mathbf{Re}[\dot{u}(t)]$ , реактивної  $\mathbf{Im}[\dot{u}(t)]$  і постійної  $\mathbf{Const}[\dot{u}(t)]$  складових вихідного сигналу перетворювачів. У результаті отримаємо нову систему рівнянь, розв'язуючи яку разом з рівнянням, що отримується під час перетворень з тестовим сигналом постійного струму  $u(\omega=0)$ , будуть визначені значення параметрів досліджуваних комплексних двополюсників, причому результати остаточних перетворень будуть вільні від систематичних похибок, зумовлених паралельним шунтуванням. Відповідні алгоритми описуються виразами:**

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_x} &= \mathbf{Re}[\dot{u}(t)] - \frac{(\mathbf{Const}[\dot{u}(t)])^2}{u(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{u}(t)]}; \\ \frac{1}{\omega L_x} &= \mathbf{Const}[\dot{u}(t)] \left( \frac{(\mathbf{Const}[\dot{u}(t)])^2}{(u(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{u}(t)])^2} + 1 \right); \\ \frac{1}{R_L} &= u(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{u}(t)] + \frac{(\mathbf{Const}[\dot{u}(t)])^2}{u(\omega=0) - \mathbf{Re}[\dot{u}(t)]}; \\ \omega C_x &= \mathbf{Re}[\dot{u}(t)] + \mathbf{Const}[\dot{u}(t)]. \end{aligned}$$

У попередніх розділах вказувалось, що під час дослідження комплексних двополюсників часто зустрічаються випадки, коли співвідношення між значеннями параметрів складових комплексних двополюсників може досягати кількох порядків. При цьому, якщо забезпечити роботу ОП у лінійному режимі, перетворення параметрів елементів, що мають високий імпеданс, буде здійснюватись на рівні шумів, що значно зменшить точність перетворень. Для подолання цього недоліку підсистему ПВП слід доповнити конвертором від'ємного імпедансу (див. підрозділ 4.2), контур якого може бути утворений сукупністю ЕОМ, додаткового зразкового елемента  $Y_{NIC}$  і зворотного перетворювача, що може бути реалізований, наприклад, застосовуючи цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), що перемножує [190]. Процес перетворень при цьому здійснюється в два етапи. На першому етапі під час дії нульового значення напруги компенсації  $\dot{u}_{NIC}$ , здійснюється перетворення параметрів елементів, що мають низький імпеданс. Похибки перетворень при цьому будуть зневажливо малими, оскільки малим буде як паралельне шунтування у досліджуваних двополюсниках, так і шунтування входу ПП. На другому етапі результати перетворень  $N_x^{Re}$  або  $N_x^{Im}$ , що отримані на першому етапі, визначають відповідні значення напруги компенсації

$$\dot{u}_{NIC} = -\frac{V_o}{N_{max}} N_x^{Re} \sin \omega t \text{ або } \dot{u}_{NIC} = -\frac{V_o}{N_{max}} N_x^{Im} \cos \omega t,$$

які застосовуються під час перетворень параметрів елементів, що мають високий імпеданс. У результаті струми, що будуть протікати через елемент досліджуваного комплексного двополюсника, що має низький імпеданс, і через додатковий зразковий елемент  $Y_{NIC}$  будуть рівні за амплітудою і протилежні за знаком. Таким чином введення такого конвертера дозволить розширити (на два-три порядки) діапазон допустимих співвідношень між значеннями параметрів складових комплексних **двополюсників**.

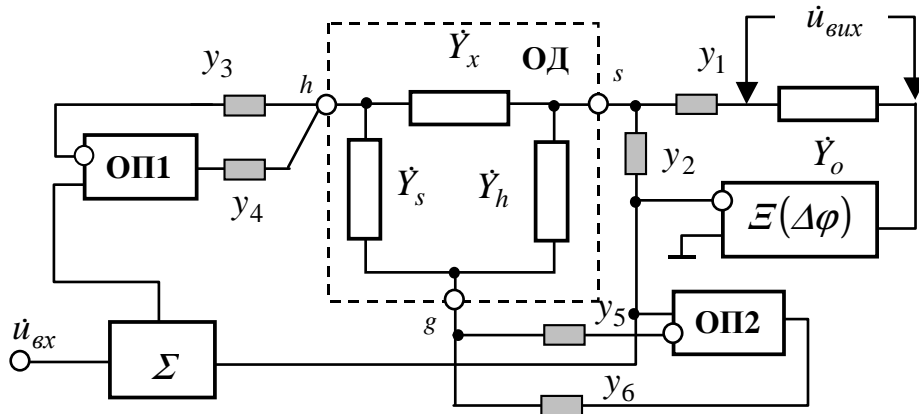
Слід також відзначити, що під час реалізації вимірювань необхідно враховувати і неідеальності характеристик вищевказаних засобів зв'язку з об'єктами, оскільки лінії зв'язку, які вони реалізують, характеризуються цілим рядом послідовно з'єднаних елементів (контакти реле, проводи, штифти, гнізда і т.п.) і різних з'єднань (контактні опори штифт-паяння, штифт-гніздо, гніздо-паяння і т.п.). Такі лінії у загальному випадку є довгими, а їх загальний імпеданс є випадковою величиною, що призводить до похибок перетворень, що можуть бути описані виразом [55]

$$\delta = \frac{z_h + z_s}{Z_x} + \left( \frac{z_h}{Z_h} + \frac{z_s}{Z_s} - \frac{z_g Z_x}{Z_h Z_s} \right) / \left( 1 + z_g \left( \frac{1}{Z_h} + \frac{1}{Z_s} + \frac{Z_x}{Z_h Z_s} \right) \right),$$

де  $z_h$ ,  $z_s$  і  $z_g$  – імпеданси ліній зв'язку з вузлами  $h$ ,  $s$  і  $g$  відповідно.

Аналіз наведеного виразу показує, що імпеданси ліній зв'язку  $z_h$  і  $z_s$ , значення яких в реальних системах можуть досягати до 5 Ом, характеризуються однаковим впливом, і для того, щоб перетворення здійснювалося з малими похибками, всі гілки досліджуваного кола повинні бути високоімпедансними, тобто перевищувати 5 кОм. При цьому вплив імпедансу  $z_g$  в основному залежить від складової  $Z_h Z_s / z_g Z_x$  і поки її значення буде перевищувати другий порядок малості, буде забезпечуватись перетворення з похибкою менше 1%. Для значення цієї складової близько одиниці похибка буде перевищувати 100 %.

Зменшення впливу імпедансів ліній зв'язку можна здійснити методами двопровідного підключення кожного з полюсів досліджуваного кола, чим і пояснюється необхідність реалізації комутаторами контрольних точок шести вимірювальних шин. При цьому один з них буде активним, через який на полюс комутації діють активні сигнали, а другий – пасивним, через який оцінюється реакція цього полюса [63, 243]. Приклад реалізації ПП з шестипровідним підключенням ОД наведено на рис. 6.3.



**Рис. 6.3.** Структурна схема перетворювача з активними ключами

У наведеній структурі лінії зв'язку  $y_1$ ,  $y_4$  та  $y_5$  є активними, а лінії зв'язку  $y_2$ ,  $y_3$  та  $y_6$  є пасивними. При цьому, вплив провідності  $y_1$  на результати перетворень компенсується за рахунок диференціального методу вимірювань, впливами провідностей  $y_2$ ,  $y_4$  та  $y_6$  можна зневажити з огляду на зневажливо малі значення вхідного струму

пристрою врівноваження  $\Xi(\Delta\varphi)$  та операційних підсилювачів ОП1 і ОП2, при цьому, впливи провідностей  $y_3$  та  $y_5$  значно послаблюється завдяки властивостям активних ключових пристроїв, побудованих на ОП, в коло зворотних зв'язків яких вони включені. Коефіцієнт передачі таких пристроїв, якщо виключити з розгляду члени вищих порядків малості, буде визначатися виразом  $U_{вих} = U_{вх} [1 + \{1 + \dot{Y}_n / y_4 (y_5)\} / k]^{-1}$ , де  $\dot{Y}_n$  – провідність еквівалентного навантаження ключового пристрою;  $k$  – коефіцієнт підсилення ОП ( $k \geq 1000$ ).

З наведеного виразу видно, що вплив провідностей  $y_3$  та  $y_5$  на коефіцієнт передачі ключового пристрою послаблюється більше ніж у 1000 раз.

Особливістю і додатковою перевагою запропонованого вище методу є те, що одночасно з компенсацією неідеальностей характеристик засобів зв'язку за даним методом реалізуються також і методи комбінованого врівноваження струмів і напруг (див. підрозділ 4.4), що можуть бути реалізовані як неперервним врівноваженням по обох каналах так і методами ітераційно-неперервного врівноваження, як це було запропоновано автором у підрозділі 5.3. Аналогічні вищеописаному методи двопровідного підключення вузлів досліджуваних кіл можуть бути реалізовані для будь-якої з двоканальних структур, що наведені у табл. 4.1. Нижче, на рис. 6.4 наведена схема послідовності процесу діагностування, що реалізується запропонованою вище системою [52].

На першому етапі система працює як система поелементного діагностування. При цьому спочатку визначається масив даних параметрів елементів топології друкованого монтажу ОД (МДПТ). При цьому, вимірювальна інформація отримується за допомогою структур з двопровідними або чотирипровідними методами зв'язку (див. рис. 6.2 і 6.3), при цьому у цих структурах за ліній зв'язку з полюсом  $g$  досліджуваного кола будуть відсутності. Затим визначається масив даних про значення параметрів елементарних компонент (МДЕК) із застосуванням, з точки зору мінімізації похибок для відповідних випадків, перетворювачів, що наведені на рис. 6.2 і 6.3. В процесі вимірювань отримані значення параметрів елементарних компонент з апріорною інформацією, тобто з відповідними значеннями, що описуються математичними моделями топології і елементарних компонент, які знаходяться у блоці апріорної інформації (АІ).

Якщо топологія монтажу досліджуваних об'єктів відповідає технічній документації, а значення параметрів всіх елементарних компонент знаходяться в межах допусків, підпрограма прийняття рішень (ППР) приймає рішення про справний стан ОД. Інакше здійснюються

наступні етапи діагностування, що полягають у послідовному моделюванні функціональних перевірок фрагментів на всіх рівнях просторової декомпозиції ОД.

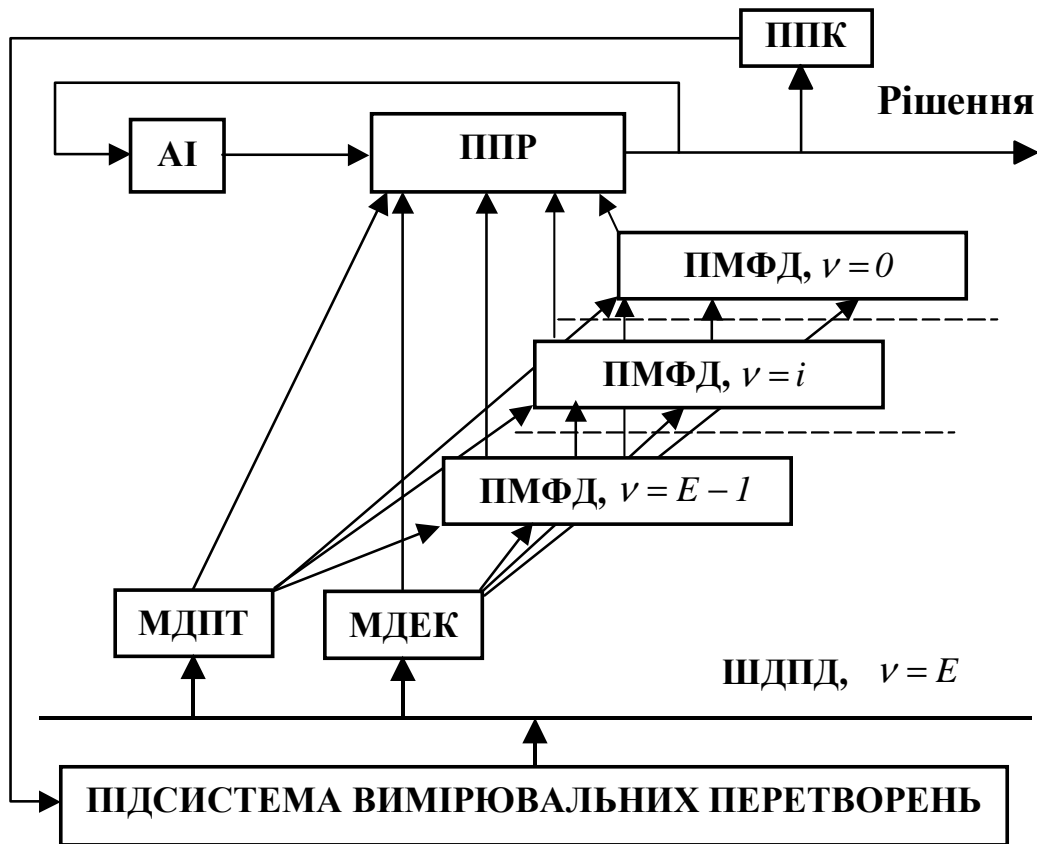


Рис. 6.4. Схема послідовності процесу комбінованого діагностування

Процеси моделювання реалізуються відповідними підпрограмами (ПМФД). При цьому вхідними даними для моделювання функціонування на кожному з рівнів просторової декомпозиції є апостеріорні дані про параметри діагностування, що були отримані на попередніх рівнях моделювання. Якщо в процесі моделювання на деякому рівні просторової декомпозиції ОД значення відповідних параметрів будуть знаходитися у межах допусків, то системою приймається рішення про справний технічний стан ОД і процес діагностування закінчується. І тільки тоді, коли на усіх рівнях моделювання отримується негативний результат, ОД визнається як несправний і визначається відповідна множина несправних елементів.

## 6.2. Особливості реалізації вимірювальних підсилювачів у підсистемах вимірювальних перетворень

У попередніх розділах вказувалось, що однією з основних вимог до систем діагностування є також і вимога неруйнівного характеру процесу діагностування. Для забезпечення цієї вимоги методи поелементного діагностування, на яких заснована система діагностування з моделюванням функціональних перевірок, передбачають проведення діагностичних експериментів таким чином, щоб на об'єкт надходили напруги з амплітудою не більше 0,6В. Такий підхід зумовлює те, що всі напівпровідникові структури знаходяться в закритому стані, чим і забезпечується їх захист. При цьому одночасно підвищується також і точності характеристики вимірювань, оскільки напівпровідникові структури у закритому стані практично не впливають на результати перетворень параметрів пасивних компонент ОД.

Однак, в умовах виробництва в об'єктах часто виникають такі несправності, які можуть вивести активні елементи, що входять у склад перетворювачів, з лінійного режиму. У таких випадках для забезпечення неруйнівного характеру необхідно, щоб відповідні активні елементи включали в свій склад елементи, що забезпечують обмеження сигналів. За таких умов висуваються високі вимоги до значення зсуву напруги нульового рівня активних елементів, зокрема до вимірювальних (операційних) підсилювачів.

Сучасні ОП, що випускаються промисловістю, характеризуються дрейфом напруги зсуву нульового рівня до 20 мкВ/К, що в межах зміни температури навколишнього середовища до 40 С° призводить до зміни значення напруги нульового рівня в межах 0,8 мВ. При цьому, якщо взяти до уваги, що для поелементних методів коефіцієнти шунтування можуть досягати значення третього порядку і більше, адитивна складова вихідного сигналу перетворювачів може змінюватись в межах 0,8 В.

Нижче вказувалось, що адитивна похибка може бути досить просто скомпенсована методами двох перетворень під дією тестових сигналів різних знаків. Однак такий підхід, з одного боку, вдвічі збільшує час діагностики в цілому, а з іншого боку, таке значення адитивної складової разом із значенням корисного сигналу може призвести до перевищення рівня обмеження, і, як наслідок, до повної втрати корисної інформації. Таким чином на передній план постає задача побудови перетворювачів з малими значеннями напруги зсуву нульового рівня і його дрейфу, при цьому, як впливає з аналізу підрозділу 3.4, ОП, що входять у склад перетворювачів, повинні мати широку смугу частот і якомога високий коефіцієнт підсилення.

Низьке значення напруги зсуву нульового рівня і його дрейфу можна забезпечити, якщо в них застосовувати підсилювачі з модуляцією і демодуляцією сигналу (МДМ-підсилювачі). Такі підсилювачі засновані на перетворенні вхідної напруги в змінну напругу більш високої частоти, яка потім посилюється і знову перетворюється в повільно змінну напругу за допомогою фазочутливого демодулятора. Підсилювач змінної напруги в значній мірі зменшує похибки, пов'язані зі значенням і дрейфом напруги зсуву нульового рівня. Типова структура МДМ-підсилювача показана на рис. 6.5 [190].

У склад підсилювача входять модулятор  $M$ , підсилювач змінної напруги  $A1$ , демодулятор  $DM$ , коло зворотного зв'язку  $\beta$ , фільтр нижніх частот  $\Phi HЧ$ , підсилювач постійної напруги  $A2$  і генератор  $G$ . Перетворення низькочастотних сигналів у високочастотні здійснюється модулятором  $M$ , вихідний сигнал якого посилюється підсилювачем  $A1$ . Зворотне перетворення здійснюється демодулятором  $DM$ . Керування модулятором і демодулятором забезпечує генератор  $G$ .  $\Phi HЧ$  фільтрує викиди вихідної напруги, що виникають під час комутації ключів модулятора. Підсилювач  $A2$  забезпечує низьке значення вихідного опору і збільшення загального коефіцієнта підсилення. Якщо коефіцієнт підсилення  $A1$  досить великий, то дрейф нуля підсилювача  $A2$  практично не збільшує нестабільності початкового значення напруги нульового рівня. В загальному випадку фільтр нижніх частот і підсилювач  $A2$  можуть бути об'єднані в один вузол, яким може бути активний фільтр.

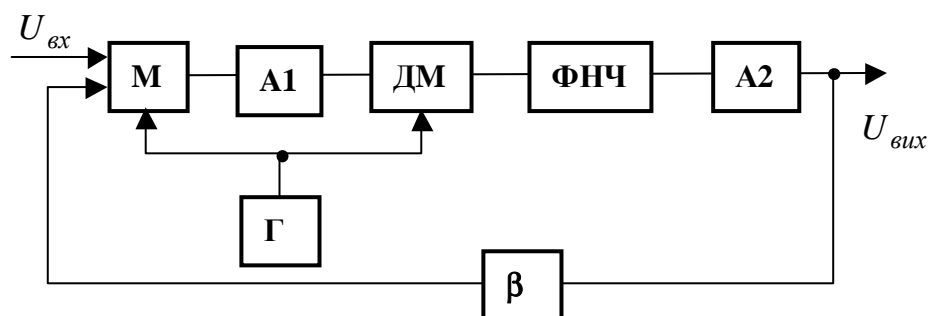


Рис. 6.5. Структурна схема МДМ підсилювача

Сьогодні промисловістю випускається інтегральний МДМ-підсилювач серії К140УД13 [190]. Такі МДМ-підсилювачі мають малу адитивну похибку (до 0,5 мкВ/К), однак вони характеризуються і істотними недоліками, до яких відноситься мале значення коефіцієнта підсилення (до 10), і також вузька смуга пропускання. Верхня межа смуги пропускання (за рівнем 0,7) в них не перевершує 10-20 % частоти комутації, а з огляду на те, що частота комутації як правило складає 0,5-2,5 кГц, такі підсилювачі можуть застосовуватися лише для



сигналів, що лежать у частотній смузі від нуля до 50-500 Гц. Коли ж мова йде про вимірювальні підсилювачі, для яких частотна похибка не повинна перевищувати 5%, то робоча смуга МДМ-підсилювача виявляється ще меншою.

Для того, щоб поєднати в одному підсилювачі малу адитивну похибку і широку смугу пропускання з високими значеннями коефіцієнта підсилення, підсилювач виконують за двоканальною структурою, де один із каналів підсилює з малою адитивною похибкою низькочастотну складову, а другий – високочастотну складову. Типова структура двоканального підсилювача показана на рис. 6.6.

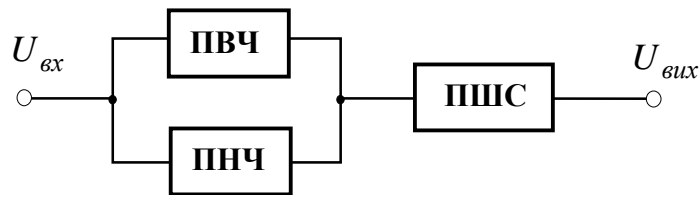


Рис. 6.6. Структура двоканального вимірювального підсилювача

Вона містить паралельно включені підсилювачі низької (ПНЧ) і високої (ПВЧ) частот, а також вихідний підсилювач з широкою смугою пропускання (ПШС). Коефіцієнти підсилення цих підсилювачів рівні відповідно  $K_n$ ,  $K_g$  і  $K_{ш}$ . При цьому розрізняють структуру Гольдберга ( $K_g = 1$ ) і Баккерфільда ( $K_g \approx K_n$ ).

В структурі Баккерфільда ПНЧ – це підсилювач з малою адитивною похибкою, а ПВЧ – підсилювач широкої смуги частот, яким, наприклад, може бути ОП. Розділення вхідного сигналу на низькочастотну і високочастотну складові здійснюється побудованим на основі МДМ-підсилювача інтегратора і диференціальним РС-колом на вході ПВЧ. Низькочастотна складова посилюється послідовно з'єднаними підсилювачами ПНЧ і ПШС, а високочастотна – підсилювачем ПШС. Загальний коефіцієнт передачі задається зовнішніми елементами прямого і зворотного зв'язку. На низьких частотах коефіцієнт підсилення, наприклад, для підсилювача, що інвертує, визначається формулою

$$K_{in} = -\frac{\alpha}{\beta} \frac{1}{1 + 1/(K_n K_{ш} \beta)},$$

де  $\alpha$  і  $\beta$  – коефіцієнти прямого і зворотного зв'язку.

Коефіцієнти ж підсилення на високих частотах для структур Гольдберга і Баккерфільда будуть визначатися відповідно за формулами:

$$K_{ie} = -\frac{\alpha}{\beta} \frac{1}{1 + 1/(K_{ui}\beta)}; \quad K_{is} = -\frac{\alpha}{\beta} \frac{1}{1 + 1/(K_{e}K_{ui}\beta)}$$

Очевидно, що за умови  $K_n K_{ui} \beta \gg 1$ ,  $K_e K_{ui} \beta \gg 1$  і  $K_{ui} \beta \gg 1$  для обох структур  $K_{in} \approx K_{ie} \approx -\alpha/\beta$ , тобто загальний коефіцієнт передачі з високою точністю наближається до ідеального значення. Проте під час уточненого аналізу похибок підсилювачів необхідно враховувати, що коефіцієнти підсилення  $K_{in} \neq K_{ie}$ . Забезпечити рівність коефіцієнтів підсилення низькочастотних і високочастотних сигналів дозволить двоканальний підсилювач за структурою Баккерфільда, принципова схема якого наведена на рис. 6.7.

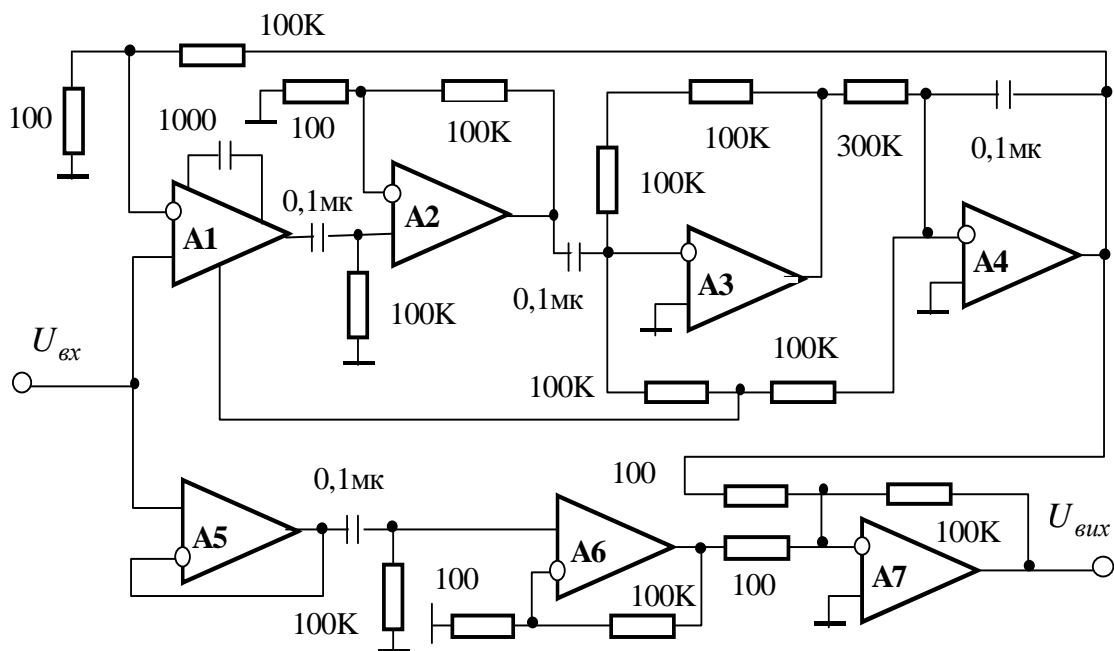


Рис. 6.7. Схема двоканального підсилювача, побудованого на базі МДМ підсилювача

Тут для підвищення коефіцієнта підсилення МДМ підсилювача ІС К140УД13 (А1) доповнюється операційними підсилювачами широкого застосування А2, А3, А4 (наприклад, серії К140УД7). Один з них (А2) збільшує коефіцієнт підсилення змінної напруги, що входить в структуру МДМ, другий (А3) – використовується у схемі двопівперіодного демодулятора, а на основі третього (А4) побудований активний фільтр (інтегратор), що фільтрує пульсації після демодуляції і збільшує амплітуду вихідного сигналу.

У даному випадку реалізується двопівперіодна демодуляція, що здійснюється завдяки тому, що на вхід активного фільтра (А4) поряд з імпульсною напругою, що характерно для однопівперіодного демодулятора, подається з виходу А3 прямокутна змінна напруги, протилеж-

на по фазі імпульсній напрузі і вдвічі менша по амплітуді. Коефіцієнт підсилення отриманого таким чином МДМ підсилювача задається резисторами зворотного зв'язку і визначається значенням  $K_{\text{МДМ}} = 1 + 100 \text{ кОм} / 100 \text{ Ом} = 1001$ .

Високочастотний канал реалізований на операційних підсилювачах А5 і А6. Підсилювач А5, що працює як повторювач напруги, забезпечує високе значення вхідного опору. Високочастотна складова виділяється диференціальним  $RC$  – колом, а підсилення високочастотного сигналу здійснюється підсилювачем А6, коефіцієнт підсилення якого також приймає значення  $K_{\text{ПВЧ}} = 1 + 100 \text{ кОм} / 100 \text{ Ом} = 1001$ . Функцію підсилювача широкої смуги частот виконує операційний підсилювач А7, елементи прямого і зворотного зв'язку якого забезпечують коефіцієнт підсилення  $K_{\text{ПШС}} = 1001$ . В результаті будемо мати підсилювач, що має загальний коефіцієнт підсилення  $K = 10^6$ , а його дрейф напруги нульового рівня не буде перевищувати  $0,5 \text{ мкВ/К}$ . Двоканальні, а в загальному випадку багатоканальні підсилювачі можуть мати структури, відмінні від розглянутих структур. Методи побудови подібних підсилювачів можна знайти в роботі [190].

Зниження адитивної похибки ПП, що обумовлюється напругою зсуву нульового рівня і його дрейфу, може бути здійснено, також, і за допомогою методів періодичного коригування напруги нульового рівня. Коригування напруги зсуву нульового рівня за таким методом можна здійснити шляхом вимірювання і запам'ятання напруги зсуву з наступною компенсацією її значення на вході ПП. Рис. 6.8, *a* і *б* ілюструє два підходи, що реалізують принцип такого коригування напруг зсуву.

У структурі на рис. 6.8, *a* визначення і запам'ятання напруги зсуву  $e_{\text{см}}$  здійснюється під час дії нульової амплітуди напруги тестового сигналу, при цьому ключ  $SW$  знаходиться в замкненому стані. Оскільки ключ  $SW$  з'єднує вихід ОП з його входом, що інвертує, на ОП утворюється повторювач напруги з передачею якого дорівнює  $K/(K + 1)$ , де  $K$  – коефіцієнт підсилення ОП. У результаті, на виході перетворювача, а значить і на конденсаторі  $C$ , встановлюється напруга  $e_{\text{см}} K/(K + 1) \approx e_{\text{см}}$ . У робочому стані перетворювача на схему діє тестовий сигнал заданої амплітуди, а ключ  $SW$  розімкнений. При цьому напруга, що на даний час зберігається на конденсаторі  $C$  компенсує напругу зсуву нульового рівня всіх активних компонент, що входять до складу підсистеми вимірювальних перетворень.

Під час реалізації перетворювачів з періодичним коригуванням напруги зсуву нульового рівня послідовно з ключем  $SW$  і конденсатором  $C$  можуть бути включені додаткові резистори, що обмежують струм заряду конденсатора  $C$  і зменшують можливість самозбудження

перетворювача. При цьому тривалість замкненого стану ключа  $SW$ , повинна бути такою, щоб забезпечити закінчення перехідних процесів під час визначення напруги зсуву.

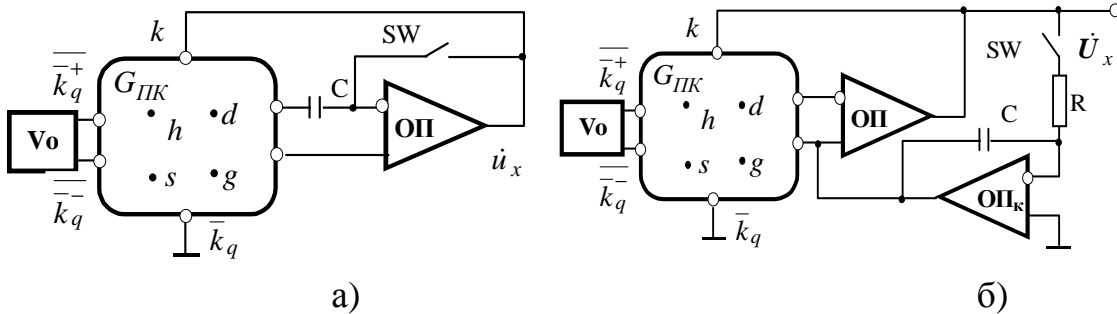


Рис. 6.8. Схеми узагальнених структур перетворювачів з періодичним коригуванням напруги зсуву нульового рівня

У структурі на рис. 6.8, б конденсатор  $C$ , що запам'ятовує напругу зсуву, приєднаний до входу ОП, що не інвертує. При цьому коло корекції доповнюється додатковим інвертуючим підсилювачем на ОП<sub>к</sub>. Принцип дії для даної структури практично аналогічний вищеприказаному. У замкненому стані ключа  $SW$  і під час дії нульового значення напруги тестового сигналу на конденсаторі  $C$  запам'ятовується напруга

$$U_c = e_{cm} \frac{KK_k}{KK_k + 1} + e_k \frac{K_k}{KK_k + 1},$$

де  $e_k$  і  $K_k$  – відповідно напруга зсуву нульового рівня і коефіцієнт підсилення додаткового операційного підсилювача.

З наведеного виразу видно, що напруга зсуву нульового рівня додаткового підсилювача  $e_k$  впливає на значення напруги  $U_c$  у  $K$  раз менше, ніж  $e_{cm}$ , тобто її вплив буде зневажливо малим. З вищевикладеного очевидно, що з технічної точки зору застосування періодичної корекції напруги зсуву нульового рівня значно простіше, ніж застосування двоканальних структур з МДМ каналом. При цьому періодичну корекцію напруги зсуву можна здійснювати перед кожним поточним перетворенням, при цьому тривалість одного перетворення завжди буде забезпечувати припустиме значення адитивних похибок.

### 6.3. Особливості організації контролю топології друкованого монтажу об'єктів діагностування

Існуючі математичні моделі топології друкованого монтажу вуз-

лів РЕА є описом, що добре пристосовані тільки для організації контролю топології незмонтованих друкованих плат. В змонтованих же платах між провідниками існують елементи, що характеризуються деякими визначеними імпедансами. При цьому в залежності від значення цих імпедансів може виникати така ситуація, коли за результатами контролю можуть прийматися рішення про наявність дефектів, які в дійсності не мають місце. Щоб уникнути цього автором пропонується уточнити математичну модель топології монтажу, для чого вводяться такі визначення [55].

**Визначення 6.1.** Уявним коротким замиканням (КЗ) першого роду називається наявність в об'єктах електричного зв'язку між парою  $\{b_i, b_j\}$  вузлових точок, де кожна вузлова точка взаємно-однозначно відповідає конкретному провіднику ( $b_i, b_j \in \mathbf{B}$ ,  $\mathbf{B}$  – множина вузлових точок), із значенням взаємної провідності  $\gamma_4 > \gamma_{ij} \geq \gamma_2$ . Тут значення провідностей  $\gamma_2, \gamma_4$  є граничними значеннями, що сприймаються системою як КЗ під час двопровідних і чотирипровідних перетворень відповідно.

Внаслідок наявності уявних КЗ першого роду, що зумовлюються низькоімпедансними елементами, виникає необхідність у формуванні масиву підозрюваних КЗ з наступним здійсненням для всіх елементів цього масиву чотирипровідних перетворень [52, 105, 106].

**Визначення 6.2.** Уявним КЗ другого роду називають наявність в об'єктах електричного зв'язку між вузловою точкою  $b_i \in \mathbf{B}$  і всіма іншими вузловими точками  $b_j, j = \overline{1, |\mathbf{B}|}, i \neq j$  із загальною провідністю

$$\gamma'_{sj} = \sum_i \gamma_{ij} < \gamma_2.$$

**Визначення 6.3.** Транзитним КЗ між вузловими точками  $b_i, b_j \in \mathbf{B}$  називається електричний зв'язок між цими точками, зумовлений наявністю дійсних або уявних КЗ між парами вузлових точок  $b_i, b_k$  і  $b_j, b_k$ , де  $b_k \in \mathbf{B}, (k \neq i \neq j)$ .

Виходячи з вищеописаного як математичну модель пошуку дефектів топології типу КЗ можна використовувати зважений граф  $\mathbf{G}_1 = (\mathbf{V}_1, \mathbf{E}_1)$ , де множина вершин  $\mathbf{V}_1$  описує множину вузлових точок, а множина ребер  $\mathbf{E}_1 = \overline{\mathbf{E}_1} \cup \tilde{\mathbf{E}}_1 \cup \dot{\mathbf{E}}_1$  – множину електричних зв'язків між вузловими точками, де  $\overline{\mathbf{E}_1} \supset \tilde{\mathbf{E}}_1$  – множина пасивних двополосників зі значенням провідності  $\gamma_1 < \gamma_2$ ;  $\dot{\mathbf{E}}_1$  – множина елементів, імпеданси яких беруть участь у прояві КЗ другого роду;  $\tilde{\mathbf{E}}_1$  – множина низькоімпедансних елементів, значення імпедансів яких

проявляються в утворенні КЗ першого роду;  $\dot{E}_1$  – множина дійсних КЗ. Кожному ребру  $e_{li} \in E_1$  додамо вагу  $w_{li} \in W_1$ , що дорівнює провідності  $\gamma_{ij}$  відповідного електричного зв'язку, а кожній вершині  $v_{ij} \in V_1$  додамо вагу  $\beta_{ij} \in \beta_1$ , що дорівнює сумарному значенню ваг усіх інцидентних вершині  $v_{ij}$  ребер. Пошук дефектів виду КЗ із застосуванням запропонованої моделі зводиться до розв'язання сукупності задач на графах, що приводить до ідентифікації ребер виду  $\dot{e}_{li} \in \dot{E}_1$ . При цьому можливий перехід до моделей  $G_2 = (V_2, E_2)$ ,  $G_3 = (V_3, E_3)$ , де  $V_2 = V_1 \setminus \tilde{V}_1$  ( $\tilde{V}_1$  – мінімальна підмножина вершин, видалення якого з графа  $G_1$  приводить до виконання умови  $\tilde{E}_1 = \emptyset$ ),  $E_2 = \bar{E}_1 \cup \dot{E}_1$ ,  $V_3 = V_2 \setminus \hat{V}_2$  ( $\hat{V}_2$  – мінімальна підмножина вершин, видалення якої з графа  $G_1$  приводить до виконання умови  $E_2 = \emptyset$ ),  $E_3 = E_2 \setminus \hat{E}_1$  [105].

Для виявлення дефектів топології типу обриви провідників пропонується використовувати зважений гіперграф  $H_1 = [(X_1 A_1)(L_1 \beta_1)]$ , множина  $X_1$  вершин якого описує множину елементів в об'єктах, а множина  $L_1$  ребер – визначає множину провідників, кожний з яких об'єднує відповідну підмножину елементів. Оскільки для більшості об'єктів  $|X| \ll |V^*|$  і  $|L_1| \ll |E^*|$ , то матричний опис гіперграфу  $H_1$  в 2...4 рази більш компактний в порівнянні з відомою моделлю  $G^* = (V^*, E^*)$ , де множина вершин графа  $V^*$  відповідає множині всіх монтажних точок, а множина ребер  $E^*$  – множині відповідних відрізків усіх провідників.

Під матрицею інцидентності  $I(H_1) = \|\varphi_{ij}\|_{x_i / x / L_1}$  зваженого гіперграфу  $H_1$  будемо розуміти матрицю, елементи якої визначаються як

$$\varphi_{ij} = \begin{cases} \gamma_{ij}, & \text{якщо } x_i \subset l_p \in L_1; \\ 0, & \text{якщо } x_i \not\subset l_p, \end{cases}$$

де  $\gamma_{ij}$  – значення провідності між  $j$ -им, ( $j = \overline{1, m_i}$ ) і всіма іншими, з'єднаними між собою виводами  $i$ -го елемента як вершини гіперграфу  $x_i \in X_1$ . При цьому вага  $a_i \in A_1$  вершини  $x_i \in X_1$  визначається як

$a_i = \sum_{j=1}^i \gamma_{ij}$ , де  $m_i$  – степінь вершини  $x_i$ , що дорівнює числу інцидентних

їй ребер [244], а вага  $\beta_p \in B_1$  ребра  $l_p \in L_1$  – як  $\beta_p = \sum_{i=1}^{n_p} \gamma_{ij}$ , де  $n_p \geq 2$  –

ступінь ребра  $l_p$ , що дорівнює числу інцидентних йому вершин.

Пошук дефектів топології типу обривів провідників із застосуванням вищенаведеної моделі зводиться до виявлення порушень зв'язності між частинами гіперграфу  $H_I$  з наступною ідентифікацією конкретних дефектів із множини  $O_1 \cup O_2 \cup O_3$ , серед яких розрізняють відповідно підмножини дійсних обривів провідників і уявних обривів, що зумовлені неякісним контактуванням контрольних точок об'єктів з контактними штирями або обривами виводів елементарних компонент [106]. У загальному випадку виявлення і розмежування дефектів типу обривів здійснюється шляхом порівняння матриць інцидентності  $I(H_I)$  і  $I(H^0_I)$  гіперграфових моделей досліджуваного  $H_I$  і еталонного  $H^0_I$  об'єктів. При цьому за результатами порівняння стовпців матриць  $I(H_I)$  і  $I(H^0_I)$  формується множина  $L_I = \bigcup \tilde{L}_{I_i}$ , де

$$\tilde{L}_{I_i} = \left\{ l_{ij} \in L_I / (\exists l_{li}^0 \in L_I^0), \left( \left( \bigcup_{j=1}^{I_i} l_{ij} = l_{1j} \right) \wedge (I_i \geq 2) \right) \right\}.$$

Виконання умови ( $\tilde{L}_I = \emptyset$ ) свідчить про відсутність дефектів обривів. Про наявність обриву провідника  $a_i \in A$  судять за виконанням умови

$$(\exists \{l_{ij}, l_{ik}\} \subset \tilde{L}_{I_i}) ((x(l_{ij}) > 1) \wedge (x(l_{ik}) > 1)).$$

При цьому в список  $S'$ , що містить інформацію про дефекти множини  $A^{01}$ , заносяться контрольні точки, що входять в ушкоджені ділянки  $a_{ij}$  провідника  $a_i$ , що відображуються ребрами  $l_{ij} \in \tilde{L}_{I_i}$ , такими, що  $|x(l_{ij})| > 1$ . При наявності ребер  $l_{ij} \in \tilde{L}_{I_i}$ , таких, що  $|x_m(l_{ij})| = 1$ , здійснюється розмежування дійсних і уявних обривів. Для цього визначається множина інцидентних вершині  $x_m$  ребер  $\bar{L}_{I_m} = \{l(x_m)\}$  гіперграфової моделі  $H^0_I$ . При цьому виконання умови  $l_{ij} \cap \bar{L}_{I_m}^0 \neq \emptyset$  свідчить про наявність обриву провідника, а її невиконання з одночасним виконанням умови  $(\tilde{L}_{I_i} \setminus l_{ij}) \cap \bar{L}_{I_m}^0 \neq \emptyset$  означає наявність в ОД дефекту з множини  $O_3$ . При цьому інформація про відсутність контакту між  $k$ -ою голкою контактної пристрою і контрольною точкою  $b_k \in B$ , в якій здійснюється підключення  $j$ -го ЕРЕ до провідника  $a_i \in A$  ОД, заноситься в список  $S''$ . Одночасне невиконання останніх вищевказаних умов означає наявність кратних дефек-

тів з множин  $O_1 \cap O_2$  або  $O_1 \cap O_3$ , інформація про які заноситься в список дефектів  $S'''$ .

Підвищення вірогідності контролю за даним методом досягається завдяки застосуванню процесів розмежуванням дійсних і уявних обривів. Підвищення продуктивності забезпечується під час формування множини ребер гіперграфової  $\tilde{L}_i$  моделі  $H_I$  ОД, що відображають фрагменти дефектних провідників  $a_i \in A$ . При цьому з'являється можливість автоматичної корекції програми контролю з урахуванням нової множини провідників і реальної множини контрольних точок  $V^p \subset V$ . Це дає можливість здійснення безупинного переходу до пошуку КЗ, тобто без переривання процесу контролю для усунення виявлених обривів.

Аналіз можливості безупинного переходу до етапу контролю ЕРЕ полягає у перевірці виконання умови  $|x_k(l_{ij})| > 1$  для множини вершин  $x_1^4 \subset x_1$  гіперграфа  $H_I$ , що описують досліджувані ЕРЕ з використанням чотири- або шестипровідних вимірювальних схем. Реалізація методів розмежування типів обривів потребує властивості повнодоступності пристроїв комутації.

Забезпечити високу продуктивність процесу пошуку КЗ в об'єктах, що містять кілька сот провідників, дозволяють групові методи контролю, наприклад, логарифмічний (ЛГМК), метод контролю "одна точка з усіма" (ОТЗУ), метод половинного розподілу тощо. Проте групові методи можуть бути реалізовані тільки із застосуванням двопровідних перетворень, що мають значення граничної провідності  $\gamma_2$ . Тому виявлені за їх допомогою КЗ можуть бути віднесені лише до підмножини підозрюваних замикань і потребують подальшого розмежування уявних і дійсних КЗ.

Ідентифікація КЗ першого роду можлива тільки із застосуванням методу перевірки «кожна точка з кожною» КТК. Він дозволяє використовувати чотирипровідні перетворення і, тим самим, підвищити значення граничної провідності до значення  $\gamma_k$ . Число КЗ другого роду залежить від алгоритму групового контролю і буде мінімальним із застосуванням алгоритму ОТЗУ. Проте цей метод значно поступається методу ЛГМК по продуктивності.

Максимальну продуктивність процесу пошуку коротких замикань можна забезпечити при оптимальному поєднанні вищеописаних методів на основі декомпозиції об'єктів на три фрагменти: що містить уявні КЗ; що містить КЗ першого роду; що містить КЗ другого роду. Декомпозиція об'єктів здійснюється з використанням інформації про наявність уявних КЗ, яка отримується з математичної моделі  $G_I$  ета-



лонного вузла.

Фрагменти об'єктів контролюються на наявність дійсних коротких замикань з використанням одного з методів групового контролю – ЛГМК, ОТЗУ і КТК. Підвищення продуктивності (в середньому на порядок [55]) досягається вилученням надлишкових перевірок для виявлення і локалізації уявних КЗ. Процес діагностування при цьому здійснюється у два етапи [106]. На першому з них із застосуванням групових методів визначається множина підозрюваних КЗ, що відповідають множині ребер  $E_{2n} \supset \dot{E}_2$  графа  $G_2 = (V_2, E_2)$ . За отриманими результатами формується реберно-породжений підграф  $G_{1n}$  графа  $G_{1n} = (V_1, E_1)$ , що включає  $m$  компонент зв'язності. На другому етапі із застосуванням точних чотирипровідних перетворень здійснюється розмежування дійсних і уявних КЗ. Розмежування здійснюється попарною перевіркою контрольних точок, що належать відповідному компоненту зв'язності графа  $G_{1n} = (V_{1n}, E_{1n})$  за принципом кожна точка з кожною, і порівняння отриманих значень із значенням  $\gamma_k$ . Результатом перевірки є перетворення графа  $G_m \rightarrow \dot{G}_1$  і визначення списків вершин компонент зв'язності  $\{v_{1j}, \dots, v_{1k}\} \subset V_{1i}$ , ( $i = \overline{1, m}$ ), утворених ребрами множини  $E_1^0$ . При цьому загальне число перевірок визначається як

$$P_{\Sigma}^3 = \{1 + |V_{3n}| / \lceil \log_2 |V_3| \rceil \} - |V_{3n}| + \\ + \{ \lceil \log_2 (|V_1| - 1) \rceil / |V_{2n}| \} + |V_{2n}| + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m |V_{1ni}| / (|V_{1ni}| - 1),$$

де  $V_{3n}$  – множина вершин графа  $G_3$ , інцидентних ребрам  $e_{3i} \in E_{3n}$ ;  $V_{2n}$  – множина вершин  $v_{2i} \in V_{2n}$ , інцидентних ребрам  $e_{2i} \in E_{2n}$ ;  $m$  – число компонент зв'язності  $G_{1ni}$ ,  $i = \overline{1, m}$ , графової моделі  $G_1$ , утворених ребрами  $e_{1i} \in E_{1n}$ .

Формування графів  $G_1, G_2, G_3, G_{1n}, G_1^0$  може здійснюватися автоматично у результаті обробки даних, отриманих під час дослідження характеристик еталонних об'єктів, а також у результаті обробки результатів першого етапу контролю. Виведення повідомлень про виявлені КЗ, при цьому, доцільно відображати як списки вершин, що належать компонентам зв'язності, утвореним ребрами множини  $E_1^0$  графа  $G_1$ . Це пояснюється тим, що множина КЗ, що відображається ребрами  $\dot{e}_{1i} \in \dot{E}_1$ , поряд з дійсними може включати також і транзитні

КЗ. При цьому для множини  $\dot{E}_1$  ребер графа  $G_1$  в загальному випадку виконується умова  $\dot{E}_1 \supset E_1^I$  і для остаточної локалізації дефектів необхідно розмежувати дійсні і транзитні КЗ, що виконується регулювальниками на стадії ремонту. Таким чином, виведення повідомлень про дефекти у вигляді пар вершин недоцільне, оскільки під час ремонту можуть виникати додаткові витрати часу на пошук транзитних КЗ. Метод контролю КЗ формулюється таким чином:

1. Отримати граф  $G_1 = (V_1, E_1)$ ;  $E_1 = \tilde{E}_1 \cup \hat{E}_1$ ;  $V_1 = \tilde{V}_1 \cup \hat{V}_2 \cup V_3$ .
2. Здійснити перетворення  $G_1 \rightarrow G_2 \rightarrow G_3$ .
3. З використанням групових методів контролю отримати графи  

$$G_{3n} = (V_{3n}, E_{3n}); \quad G_{2n} = (V_{2n}, E_{2n}),$$

де  $E_{2n} \supset \dot{E}_2, V_2 \subset V_1$ .

4. Утворити граф  $G_{1n} = (V_{1n}, E_{1n})$ ,  $E_{1n} = E_{2n} \cup \tilde{E}_1, \tilde{V}_1 \subset V_1$ .

5. З використанням точних чотири провідних вимірювань здійснити перетворення

$$G_{1n} \rightarrow \dot{G}_1 = (\dot{V}_1, \dot{E}_1), \dot{E}_1 \supset E_1^T, \dot{V}_1 = \bigcup_{i=1}^m \dot{V}_i.$$

6. Вивести  $\dot{V}_i, i = \overline{1, m}$ .

Описаний метод забезпечує високу продуктивність і вірогідність пошуку КЗ, а також виведення інформації про виявлені дефекти в зручній для регулювальників формі.

У роботі [105] автором пропонується ще один ефективний метод контролю топології монтажу ОД, що також дозволяє підвищити вірогідність і продуктивність контролю. Його відмінністю є те, що для розв'язування поставленої задачі запропоновано застосування методології самонавчання системи діагностування по досліджуваному ОД з подальшим порівнянням отриманих переліків зв'язаних між собою контрольних точок (КТ) досліджуваного ОД з переліками КТ еталонного об'єкта.

Вихідними даними для самонавчання є лише перелік КТ та алгоритм самонавчання. При цьому під час самонавчання перевіряється лише наявність або відсутність електричного зв'язку між кожною парою КТ і формуються списки зв'язаних КТ. Очевидно, що за таким підходом будуть відсутні такі явища як маскування дефектів, оскільки відсутні самі по собі перевірки цілісності провідників або наявності хибних з'єднань між ними. Тут здійснюється лише пошук зв'язаних між собою точок (електронна фотографія ОД). При цьому з'являється можливість подальшого порівняння переліків точок, які утворюють провідники еталонного і досліджуваного ОД, що дозволяє шляхом

логічної обробки виявлених невідповідностей ідентифікувати дефекти видів “обрив” і “КЗ”.

Особливістю даного методу від існуючих методів самонавчання є різке підвищення продуктивності, що досягається за рахунок застосування апріорної інформації про структуру ОД. Наявність цієї інформації дозволяє здійснювати самонавчання у два етапи. На першому з них самонавчання системи здійснюється окремо по кожній з множин КТ, що утворюють еталонні провідники. У результаті наявність у досліджуваному ОД  $l$  обривів приводить до формування в режимі самонавчання по відповідному еталонному провіднику множини точок  $l+1$  переліку точок, що являє собою  $l+1$  провідник досліджуваного ОД, кожна з яких є відповідним відрізком еталонного провідника. Так, наприклад за наявності в ОД  $N = 1024$  КТ і  $L = 256$  провідників, що мають  $l = 10$  обривів, кількість вимірювань, необхідних для самонавчання складе

$$S_{max}^1 = \lfloor L(N/L - 1) \rfloor + \lfloor l(N/L - 1) \rfloor = 798$$

де  $\lfloor x \rfloor$  – найменше ціле число не менше  $x$ , що набагато менше числа  $N^2/2$ , що характерне для відомих методів.

На другому етапі за запропонованим методом виконується перевірка наявності зв'язків між  $L+l$  групами зв'язаних КТ, що були виявлені на першому етапі. Максимальна кількість вимірювань на цьому етапі, наприклад, для  $m = 10$  замикань буде складати  $S_{max}^2 = \lfloor (L+l) \rfloor + m(m-1)/2 = 321$ . При цьому загальна кількість вимірювань, необхідних для самонавчання складає  $S_{max}^1 + S_{max}^2 = 1119$ , що знову ж таки значно менше ніж  $N^2/2$ . Таким чином, застосування запропонованого методу дозволяє підвищити продуктивність процедури виявлення обривів і коротких замикань, а також підвищити вірогідність діагностування за рахунок виключення ефекту маскуванню одних дефектів топології іншими.

#### 6.4. Принципи побудови комутаторів контрольних точок

Під час проектування комутаторів контрольних точок систем діагностування необхідно враховувати ряд особливих вимог, що накладаються на них специфікою, які розв'язуються даними системами. До таких вимог, у першу чергу, відносяться вимоги універсальності, відмовостійкості і контролездатності. Вимога до універсальності зумовлюється необхідністю реалізації автоматизації підготовки програм діагностування вузлів РЕА в режимі самонавчання [112, 113]. При цьому під час діагностування повинно забезпечуватись можливість з'єднання будь-якого з  $n$  входів комутатора з будь-яким з  $k$  виходів (властивість повнодоступності [52, 55]).

У загальному випадку універсальною є така структура, коли кожний з його  $n$  входів безпосередньо зв'язується з кожним із  $k$  виходів. Проте, число ключів, необхідних для їх реалізації, може бути занадто великим:  $N_0 = nk$ . Тому у кожному з конкретних випадків необхідно розробляти комутатори, що мають необхідний ступінь універсальності з точки зору розв'язання конкретних задач. У більшості випадків припускається деяка поступка між ступенями універсальності і надлишковості  $Q = N_0/n$ .

Ступінь універсальності комутаторів найкраще може бути визначена у термінах теорії ймовірності. Для таких комутаторів ймовірність події, що полягає у виборі підмножини входів комутатора, які не можуть бути скомутовані до заданих виходів, повинна дорівнювати нулю. Відповідно з цим як міру ступеня універсальності застосовують значення ймовірності події, що полягає у виборі такої підмножини входів, що може бути скомутовано до заданих виходів. Будемо позначати введену таким чином міру універсальності як  $U_K$ .

Другою важливою вимогою, якій повинна задовольняти структура комутатора, є забезпечення високих показників контролездатності і відмовостійкості, навіть якщо останні досягаються у результаті збільшення надлишковості комутатора  $Q$ . Це пояснюється тим, що однією з основних задач систем діагностування є розмежування обривів провідників ОД від дефектів засобів зв'язку з об'єктами, що зумовлені неякісним контактуванням контактних штирів з монтажними площадками ОД або у відмові елементів комутації [52]. Для реалізації такого розмежування комутатори повинні надавати можливість доступу до заданої підмножини контрольних точок з використанням різних сукупностей елементів комутації або здійснювати контроль спрацьовування ключів.

Під час розробки таких комутаторів зниження надлишковості  $Q$  може бути досягнуто введенням деяких визначених обмежень.

Наприклад, для систем діагностування виробничих дефектів таке обмеження накладається на число  $k$  його виходів ( $k \leq 6$ ) [245]. При цьому виконавча частина комутатора може бути реалізована двома двоступінчатыми комутаторами КМ1 і КМ2, відповідні входи яких з'єднуються один з іншим, а виходи попарно об'єднуються (рис. 6.9) [52]. Як видно з рис. 6.9, а, кожний з комутаторів КМ1 і КМ2 включає ряд ідентичних блоків комутації (БК), кожний з яких має перший і другий ступінь комутації (СК1 і СК2). Очевидно, що будь-яка точка ОД, що підключена до входу БК, може бути скомутована до будь-якої з шести вимірювальних шин без будь-яких обмежень. Водночас, дві точки ОД не можуть бути в одному такті вимірювань підключені до двох різних вимірювальних шин з використанням того самого БК, оскільки виходи всіх ключів його першого ступеня комутації з'єднуються між собою.

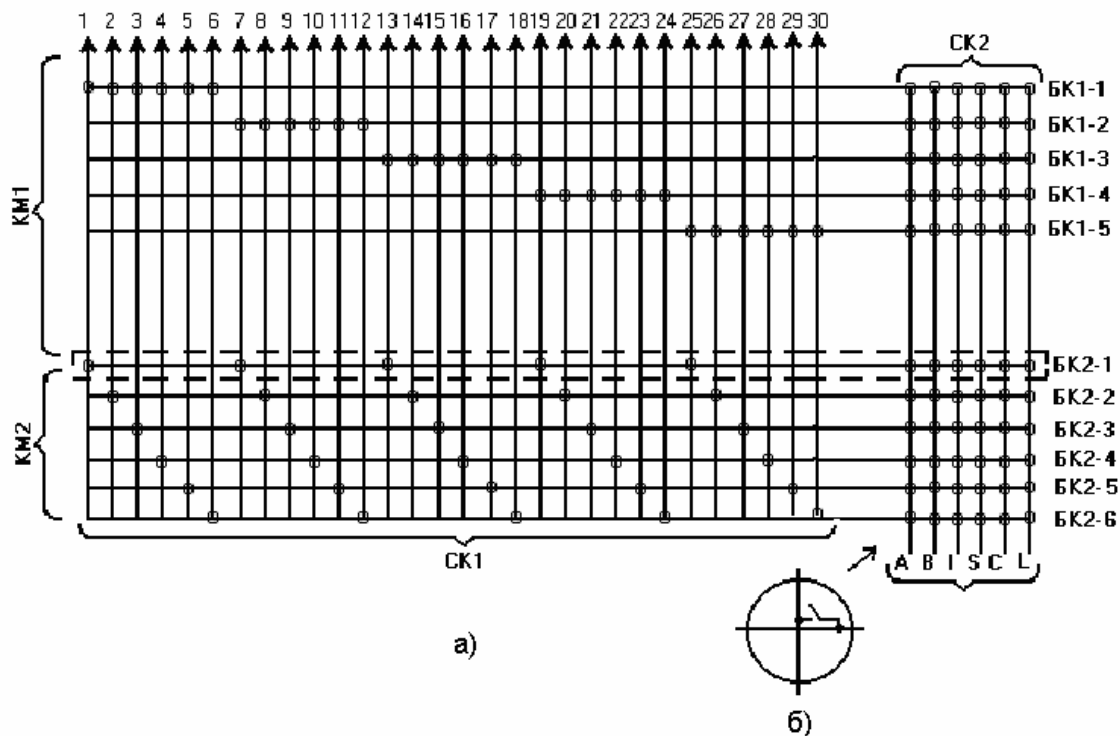


Рис. 6.9. Структура комутатора (а) і схематичне зображення ключа (б)

Загальне число  $n$  входів комутатора може бути визначене як  $n = q \times r$ , де  $q$  – число БК в КМ1, а  $r$  – число входів кожного з БК КМ1. У той же час число  $q$  позначає число входів кожного з БК КМ2, а число  $r$  – загальне число БК в КМ2. Таким чином, виникає можливість розподілу контрольних точок, з'єднаних з входами одного і того ж БК КМ1, між входами різних блоків комутації КМ2, і навпаки. Цим усувається обмеження на можливість комутації до різних вимірювальних шин,

залучених до входів одного і того ж БК, оскільки така можливість забезпечується у результаті використання БК іншого КМ.

Під час проектування комутаторів виникає питання вибору оптимальних співвідношень між значеннями  $n$ ,  $q$  і  $r$ . Наприклад, для структури на рис. 6.9,  $n=30$ ;  $q=5$ ;  $r=6$ . Проте можна було б побудувати таку ж структуру і з іншими значеннями  $q$  і  $r$ , наприклад,  $q=10$ ;  $r=3$  або  $q=2$ ;  $r=15$ . При цьому число ключів, необхідних для реалізації комутатора, буде змінюватися, оскільки воно визначається виразом  $N=(r+k)q+(q+k)r=2qr+(r+q)k=2n+k(r+n/r)$ , де  $(r+k)q$  – число ключів, що входять до складу КМ1;  $(q+k)r$  – число ключів, що входять до складу КМ2.

Оскільки числа  $n$  входів, і  $k$  виходів комутаторів, що проектуються, є заданими, то мінімальне число ключів буде відповідати такій структурі комутатора, яка буде відповідати мінімальному значенню функції  $f(r)=r+n/r$ . Відомо, що функція  $f(r)$  може мати в деякій точці мінімум в тому випадку, якщо існують перша і друга похідні  $f'(a)$  і  $f''(a)$  і виконуються умови  $f'(a)=0$  і  $f''(a)>0$ . Для даної функції значення першої і другої похідних визначаються як:  $f'(a)=1-nr^{-2}$ ;  $f''(r)=2nr^{-6}$ .

Прирівнюючи  $f'(r)=0$ , отримаємо, що  $r=\sqrt{n}$  і  $f''(r=\sqrt{n})=2/\sqrt{n}>0$ . Отже, функція  $f(r)$  має мінімум у точці, що визначається виразом  $r=\sqrt{n}$ , який після нескладних перетворень приводиться до виду  $r=q$ . Таким чином, найбільш економічними є структури комутаторів, що розраховані на комутацію числа контрольних точок, що є степенем двійки, наприклад  $n=256, 1024, 2048, 4096$  і т.д. З ростом ємності комутатора знижується його надлишковість  $Q$ , яка для  $r=q=\sqrt{n}$  визначається як  $Q=N/n=2(l+k/q)$ . Якщо число  $n$  не є степенем двійки, то під час розробки структури комутаторів треба вибирати значення  $r$  і  $q$ , найближчі один до іншого. Для визначення значення показника степеня універсальності комутатора наведемо структурну схему його першого ступеня комутації як це показано на рис. 6.10, а (на рис. 6.10, б – схематичне зображення пари ключів СК1). Максимальне значення  $Y^{|B|}$  для випадку  $q \leq r$  визначається таким чином

$$Y_{max}^{|B|} = \begin{cases} 2|B|, & \text{якщо } |B| \leq q; \\ |B| + q, & \text{якщо } q < |B| \leq r; \\ r + q, & \text{якщо } r < |B|. \end{cases}$$

При цьому, позначення ключів СК1 (рис. 6.10, б) включає дві цифри, перша з яких збігається з номером комутатора (КМ1 або КМ2),

якому належить даний ключ, а друга – з номером входу комутатора, до якого цей ключ з'єднаний. До виходів комутатора може бути скомутована будь-яка підмножина  $B$  контрольних точок, а її потужність  $|B|$  задовольняє умову

$$|B| \leq X1 + X2 = Y^{|B|},$$

де  $X1$  і  $X2$  – число блоків комутації КМ1 і КМ2 відповідно, з входами яких з'єднані контрольні точки  $b_i \in B$ , при цьому  $Y^{|B|}$  є загальним числом БК, з входами яких з'єднані точки  $b_i \in B$ . Дійсно, з рис. 6.10, а видно, що у випадку  $|B| = 4 < q < r$  відповідає значенню  $Y_{max}^4 = 8$ .

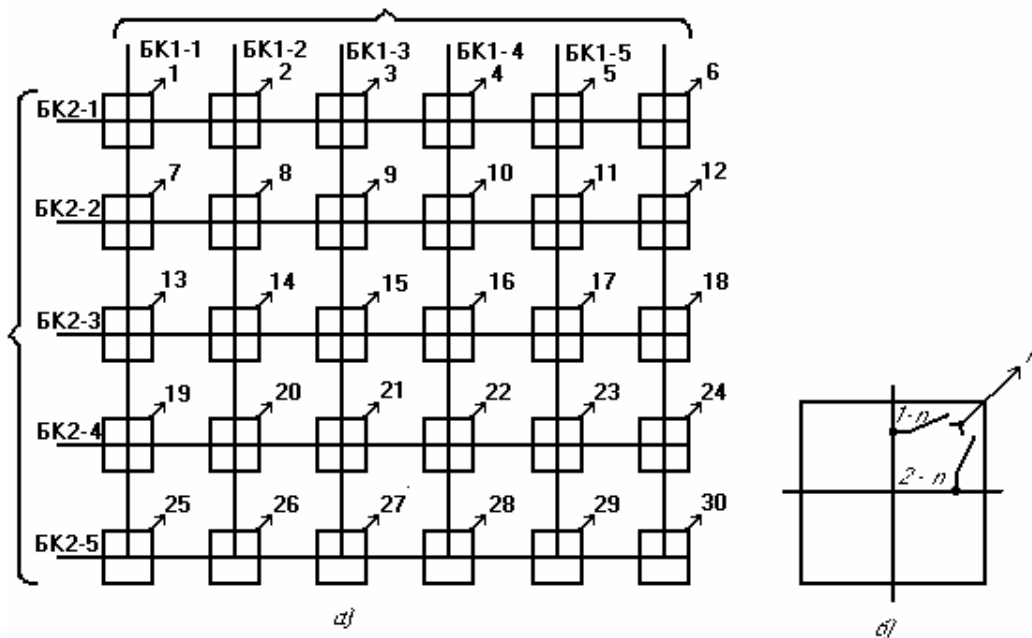


Рис. 6.10. Структура першого ступеня комутації (а) і схематичне зображення пари ключів на схемі (б)

Наприклад, контрольні точки  $b_i \in B$ , з'єднані з входами 1, 8, 15, 22, комутатор (рис.6.10,а), підключаються до входів БК1-1, БК1-2, БК1-3, БК1-4, КМ1 і до входів БК2-1, БК2-2, БК2-3, і БК2-4 КМ2 відповідно. У той же час, бручи до уваги, що  $X1_{max} = r$  і  $X2_{max} = q$ , за умови  $r \geq |B| > q$  значення  $Y_{max}^{|B|} = X1_{max} + X2_{max} = r + q$ . Структурна схема виконавчої частини першого ступеня комутації може бути інтерпретована як координатна мережа, у вузлах якої розташовані входи комутатора, а координати  $X$  і  $Y$  визначають номери БК, відповідно КМ1 і КМ2 до яких ці входи підключаються. При цьому множина  $B$

контрольних точок, що з'єднані зі входами комутатора, які розташовані у вузлах координатної мережі, буде утворювати багатокутники, а оскільки мінімальний периметр усіх багатокутників є квадратом, то, виходячи з геометричної інтерпретації задачі, отримуємо такі мінімальні значення

$$X1_{min} = X2_{min} = \lfloor \sqrt{|B|} + 0.5 \rfloor; \quad Y_{min}^{|B|} = \lceil \sqrt{|B|} + 0.5 \rceil,$$

де  $\lfloor \cdot \rfloor$  – означає цілу частину числа.

Наприклад, для  $|B|=1$ ,  $Y_{min}^1 = 2$ , оскільки будь-яка контрольна точка з'єднується з одним із БК КМ1 і з одним із БК КМ2. Для значення  $|B|=4$ ,  $Y_{min}^4 = 4$ . Наприклад, контрольні точки  $b_i \in B$ , з'єднані з входами 1, 2, 7, 8 комутатора (рис. 6.10, а), підключаються до входів БК1-1, БК1-2 КМ1 і БК2-1, БК2-2 КМ2. Для  $|B|=5$  отримуємо  $Y_{min}^5 = 5$ , тобто в усіх розглянутих випадках значення  $U_k = 1$ , оскільки комутатор забезпечує комутацію будь-яких  $n=5$  контрольних точок ОД до  $k$  заданих вихідних шин. Однак для  $|B|=6$  отримуємо  $Y_{min}^6 = 5$ , тобто під час реалізації шестипровідних вимірювань ступінь універсальності комутатора відрізняється від одиниці, оскільки існують такі підмножини контрольних точок, що для  $|B|=6$  не можуть бути з'єднані з шістьма вимірювальними шинами. З рис. 6.10, а очевидно, що така ситуація можлива тільки у випадку, коли три з шести точок ОД з'єднані з входами одного БК КМ1, а інші три точки – з'єднані з входами БК КМ2 (або навпаки). Наприклад, точки, з'єднані з входами комутатора 1, 2, 7, 8, 13 і 14, виявляться залученими до БК1-1, БК1-2 КМ1 і БК2-1, БК2-2 і БК2-3 КМ2, тобто до входів лише п'ятьох блоків комутації. Тому для визначення значення ступеня універсальності  $U_k$  необхідно обчислити число можливих комбінацій по 2 і по 3 із  $r$  і  $q$ . При цьому значення  $U_k$  визначиться за формулою

$$U_k = 1 - (C_r^2 C_q^3 / C_n^6 + C_q^2 C_r^3 / C_n^6),$$

де  $C_r^2 C_q^3 / C_n^6$  визначає можливість вибору такої підмножини  $B$  контрольних точок ОД,  $|B|=6$ , що  $X1=2$ ,  $X2=3$ ;  $C_q^2 C_r^3 / C_n^6$  – визначає можливість вибору такої підмножини  $B$  контрольних точок ОД,  $|B|=6$ , що  $X1=3$ ,  $X2=2$ ;  $C_x^y$  – біноміальні коефіцієнти.

Слід відзначити, що значення ступеня універсальності  $U_k$  різко зростає з ростом значення  $n$ . В реальних умовах значення  $U_k$  практично дорівнює одиниці [52, 55], оскільки для задачі комутації до шести вимірювальних шин з не менше ніж восьми контрольних точок  $Y_{min}^8 = 6$ .

### 6.5. Вибір і розрахунок показників точності для порівняльної



## оцінки систем діагностування

Як відомо, властивості і якість систем діагностування, їх недоліки і переваги можна оцінити тільки на підставі співставлення показників якості, що їх характеризують. Очевидно, що під час оцінки показників слід виходити з певних особливостей досліджуваних систем. Найсуттєвішою з них є аналоговий характер досліджуваних об'єктів, розмаїтість технічних станів, для яких визначається відносно параметрів діагностування усіма їх можливими сполученнями належності або відсутності цієї належності визначеним допускам. При цьому, розпізнавання технічного стану ОД здійснюється за результатами вимірювального контролю, де операції контролю на допуск передуює процес вимірювання (вимірювальних перетворень) значень відповідних параметрів діагностування.

Аналоговий характер досліджуваних об'єктів і випадковий характер дестабілізуючих факторів, що характерні серійному і масовому виробництву РЕА, призводить до розсіювання значень параметрів, відхилення яких від номінальних значень для певних технологічних процесів характеризуються конкретними теоретичними законами розподілу.

Крім того, як відомо, будь-які вимірювання завжди здійснюються з деякими похибками, які у загальному випадку також носять випадковий характер і описуються відповідними законами розподілу. У результаті, під час рішень про технічний стан ОД, що приймаються за результатами вимірювального контролю можуть виникати помилки, тобто коли фактично справні об'єкти можуть бути визнаними як дефектні (помилки першого роду) і навпаки, коли у дійсності дефектні об'єкти визнаються як справні (помилки другого роду). Ймовірності таких помилкових рішень, які зазвичай називаються показниками вірогідності (точності) діагностування, є основними фізичними характеристиками досліджуваних систем, відіграють провідну роль під час оцінки будь-яких інших показників діагностування, наприклад, таких як вартість діагностування, оперативна тривалість діагностики, продуктивність, трудомісткість, ефективність тощо [118].

Слід відзначити, що у стандартах і наукових публікаціях наведена надто велика номенклатура показників вірогідності для систем діагностування неодиначної продукції. Найпоширеніше застосування з них отримали, наприклад, такі показники як ризики постачальника і замовника по зразку продукції у цілому і по окремих параметрах [252], ймовірності помилок першого і другого

роду по параметрах діагностики зразка [253], кількість помилково визнаних справними фактично дефектних об'єктів і кількість помилково забракованих фактично справних об'єктів у відсотках від загального числа ОД, і т.п. При цьому окремі показники, що мають однаковий фізичний зміст, можуть називатися по-різному і навпаки, показники різного фізичного змісту можуть носити однакову назву. Усе це ускладнює розв'язання метрологічних задач як з точки зору оцінки показників вірогідності, так і з точки зору оцінки інших показників діагностування. У той же час у роботах [25, 246] здійснено систематизацію показників вірогідності і дані рекомендації для їх раціонального вибору. На їх основі рекомендується такий склад показників:

- ймовірність помилок діагностування  $p_{ij}$ , ( $i \neq j$ ) – ймовірність сумісної події, що полягає у тому, що об'єкт знаходиться у технічному стані  $s_i$ , а за результатами діагностування об'єкт визнаний у технічному стані  $s_j$  (для  $i=j$  даний показник є ймовірністю вірного визначення  $s_i$ -го технічного стану);

- апостеріорна ймовірність помилки діагностування  $p_{ij}^a$ , ( $i \neq j$ ) – ймовірність того, що об'єкт знаходиться у технічному стані  $s_i$  за умови, що за результатами діагностування він знаходиться у технічному стані  $s_j$  (для  $i=j$  даний показник є апостеріорною ймовірністю правильного визначення технічного стану ОД);

- ймовірність правильного діагностування  $D$  – повна ймовірність того, що система визначить той технічний стан ОД, у якому він дійсно знаходиться;

- середня тривалість діагностування  $\tau_D$  – математичне сподівання середньої тривалості процесу діагностування;

- середня вартість діагностування  $C_D$  – математичне сподівання середньої вартості діагностування;

**Кожен з вищевказаних показників розраховується за відповідними виразами на основі апріорних або статистичних даних. Так, наприклад, ймовірність помилкових і правильного рішень типу  $(i, j)$  можна визначити як**

$$p_{ij} = p_i^A p_{ij}^a,$$

де  $p_i^A$  – апріорна ймовірність того, що об'єкт знаходиться у стані  $s_i$ ;  $p_{ij}^a$  – умовна ймовірність прийняття рішення про те, що об'єкт знаходиться у технічному стані  $s_j$  за умови, що у дійсності об'єкт знаходиться у технічному стані  $s_i$ .

Якщо відомі статистичні дані випробувань системи діагностування, то оцінку ймовірності помилок можна визначити за виразом

$$p_{ij}^* = p_i^A n_j / N_i$$

де  $N_i$  – загальна кількість випробувань;  $n_j$  – кількість випробувань, для яких система діагностування зафіксувала технічний стан  $s_j$ .

Якщо технічний стан ОД визначається за сукупністю  $m$  незалежних параметрів і система розрізняє  $2^m$  технічних станів ОД, ймовірність помилок діагностування буде визначатися за виразом

$$p_{ij}^q = \prod_{q=1}^m \mathfrak{S}_{ij}^q, \quad (i \neq j), \quad (6.1)$$

де  $\mathfrak{S}_{ij}^q$  – функція, що у різних ситуаціях приймає такі значення:

- якщо в ОД у технічних станах  $s_i$  і  $s_j$  значення  $q$ -го параметра діагностування знаходиться у межах допусків, то

$$\mathfrak{S}_{ij}^q = p_o^q - \alpha_q, \quad (6.2)$$

де  $p_o^q$  – апіорна ймовірність того, що значення  $q$ -го параметра ОД знаходиться у межах допусків;  $\alpha_q$  – ймовірність сумісної події, що полягає у тому, що значення  $q$ -го параметра знаходиться у межах допусків, а за результатами діагностування визнається, що його значення виходить за межі допусків;

- якщо у технічному стані  $s_i$  значення  $q$ -го параметру ОД знаходиться у межах допусків, а у технічному стані ОД  $s_j$  його значення виходить за межі допусків, то

$$\mathfrak{S}_{ij}^q = \alpha_q; \quad (6.3)$$

- якщо у технічному стані  $s_i$  значення  $q$ -го параметра ОД виходить за межі допусків, а в ОД у технічному стані  $s_j$  його значення знаходиться у межах допусків, то

$$\mathfrak{S}_{ij}^q = \beta_q, \quad (6.4)$$

де  $\beta_q$  – ймовірність сумісної події, що полягає у тому, що значення  $q$ -го

параметра виходить за межі допусків, а за результатами діагностування визнається, що його значення знаходиться у межах допусків;

- якщо у технічних станах  $s_i$  і  $s_j$  значення  $q$ -го параметра ОД знаходиться за межами допусків, то

$$\mathfrak{S}_{ij}^q = 1 - p_o^q - \beta_q. \quad (6.5)$$

У загальному випадку відповідно кількості можливих технічних станів ОД, що розрізняються системою, діагностування може бути як альтернативним, тобто коли розрізняється тільки два різних технічних стани ОД (справний і несправний), так і багатоальтернативним, коли крім справного розрізняються також і усі можливі несправні технічні стани ОД. За альтернативною діагностикою ймовірності з відповідними індексами будуть означати:  $\mathfrak{S}_{11}^q = p_o^q - \alpha_q = p_o^q (1 - p_{12}^q)$  – ймовірність прийняття правильного рішення про те, що об’єкт щодо  $q$ -го параметра діагностування знаходиться у справному технічному стані ( $p_o^q = p_{11}^q$ );  $\mathfrak{S}_{22}^q = 1 - p_o^q - \beta_q = (1 - p_o^q)(1 - p_{21}^q)$  – ймовірність прийняття правильного рішення, що об’єкт щодо  $q$ -го параметра діагностування знаходиться у несправному технічному стані ( $1 - p_o^q = p_{22}^q$ );  $\mathfrak{S}_{12}^q = \alpha_q = p_o^q p_{12}^q$  – ймовірність помилкового рішення (помилки першого роду), що відповідає випадку, коли щодо  $q$ -го параметра об’єкт визнається справним у той час як у дійсності він несправний;  $\mathfrak{S}_{21}^q = \beta_q = (1 - p_o^q) p_{21}^q$  – ймовірність помилкового рішення (помилки другого роду), що відповідає випадку, коли щодо  $q$ -го параметра об’єкт визнається несправним у той час як він знаходиться у справному технічному стані.

У роботі [25] підкреслюється, що під час оцінки досліджуваних систем слід виходити з того, що поняття “показник діагностування” повинен відноситися до категорії комплексних показників якості, який характеризує декілька її властивостей і може вважатися визначаючим показником якості. З цієї точки зору необхідно враховувати те, що прийняття рішень про справний або несправний технічний стан ОД, також як і помилки першого і другого роду нерівноцінні між собою. Помилки першого роду призводять до витрат, пов’язаних із заміною фактично справних компонент і проведенням повторного діагностування. Помилки ж другого роду призводять до того, що до аналогічних витрат, пов’язаних із заміною дефектних компонент і повторного діагностування, додаються витрати на пошук пропущених дефектів на наступних етапах виробництва. Очевидно, що заміна дефектних компонент і повторне діагностування здійснюється також і у випадках прийняття рішень про несправний технічний стан ОД. Виходячи з цього, під час оцінки показників якості досліджуваних систем слід виходити

з основної задачі діагностування виробничих дефектів, що полягає у визначенні ефективності як правильних так і помилкових рішень з урахуванням ймовірностей їх появи і апріорних ймовірностей надходження на вхід системи діагностування об'єктів у відповідних технічних станах. У теорії розпізнавання, а саме на ній і засновані системи діагностування, для такої оцінки застосовується оцінка ризику втрат, що визначається двома компонентами: матрицею ймовірностей прийняття усіх можливих рішень про технічний стан ОД і матрицею значень втрат (платіжна матриця), що пов'язані з цими рішеннями. Так, наприклад, для найпростішого випадку альтернативного діагностування однопараметричних об'єктів, що буде описуватись матрицями:

$$\begin{array}{c|cc} & s_1 & s_2 \\ \hline s_1 & p_{11} & p_{12} \\ s_2 & p_{21} & p_{22} \end{array} ; \quad \begin{array}{c|cc} & s_1 & s_2 \\ \hline s_1 & c_{11} & c_{12} \\ s_2 & c_{21} & c_{22} \end{array}, \quad (6.6)$$

середній ризик втрат під час розпізнавання технічного стану об'єктів діагностування буде визначатися за виразом [117]

$$\begin{aligned} \bar{R} = & p_{11}c_{11}(1 - p_{12}) + (1 - p_{11})c_{22}(1 - p_{21}) \\ & + p_{22}c_{12}p_{12} + (1 - p_{22})c_{21}p_{21}, \end{aligned}$$

який з урахуванням (6.2)-(6.5) буде мати вигляд

$$\bar{R} = c_{11}(p_o - \alpha) + c_{22}(1 - p_o - \beta) + c_{12}\alpha + c_{21}\beta. \quad (6.7)$$

У наведеному виразі складова  $c_{11}$  визначає витрати на однократний вимірювальний контроль, які складаються з експлуатаційних витрат і приведеної вартості системи діагностування на вимірювальний контроль одного елемента [55]. Очевидно, що такі витрати є обов'язковою складовою під час прийняття будь-яких рішень, що приймаються за результатами діагностування. З урахуванням цього інші елементи платіжної матриці у загальному випадку можна визначити через такі складові:

$$\begin{aligned} c_{12} &= c_{11} + c_{уд} + c_{пд}; \\ c_{21} &= c_{11} + c_{уд} + c_{пд} + c_{ппд}; \\ c_{22} &= c_{11} + c_{уд} + c_{пд}, \end{aligned}$$

де  $c_{уд}$  – витрати, що пов'язані з усуненням дефектів, що виявлені на першому етапі діагностування, і які складаються з вартості елементів, що замінюються  $c_E$  і вартості монтажно-демонтажних ро-

біт  $c_{МДМ}$ ;  $c_{ПД}$  – вартість повторного діагностування після усунення дефектів, що були виявлені на першому етапі ( $c_{ПД} = c_{11}$ );  $c_{ППД}$  – втрати, що пов’язані з пошуком на наступних технологічних операціях дефектів, що були пропущені на першому етапі діагностування (за статистичними даними значення цих втрат, як це вже відзначалося у підрозділі 1.1, у загальному випадку на порядок перевищують витрати на однократний вимірювальний контроль  $c_{11}$ ).

Якщо виключити з розгляду обов’язкові витрати на проведення однократного контролю, то враховуючи вищенаведені значення елементів платіжної матриці, та перегрупувавши щодо них складові виразу (6.7), середній ризик розпізнавання буде визначатися за виразом

$$\bar{R} = c_{УПД}(1 - p_o + \alpha) + c_{ППД}\beta, \quad (6.8)$$

де  $c_{УПД} = c_{УД} + c_{ПД}$  – загальні витрати, пов’язані з усуненням дефекту і з проведенням повторного діагностування.

Реальні об’єкти зазвичай є багатопараметричними. При цьому, оскільки крім виявлення факту наявності дефектів необхідно також і локалізувати місце їх виникнення, діагностика повинна бути багатоальтернативною, що забезпечить розпізнавання усіх можливих станів ОД, множина яких утворюється усіма можливими поєднаннями як справних так і несправних елементарних компонент. Матриці (6.6) у даному випадку мають вигляд:

$$\begin{array}{c|cccc} s_1 & s_1 & s_2 & s_3 & \dots & s_n \\ \hline s_1 & p_{11} & p_{12} & p_{13} & \dots & p_{1n} \\ s_2 & p_{21} & p_{22} & p_{23} & \dots & p_{2n} \\ s_3 & p_{31} & p_{32} & p_{33} & \dots & p_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_n & p_{n1} & p_{n2} & p_{n3} & \dots & p_{nn} \end{array}; \quad \begin{array}{c|cccc} s_1 & s_1 & s_2 & s_3 & \dots & s_n \\ \hline s_1 & c_{11} & c_{12} & c_{13} & \dots & c_{1n} \\ s_2 & c_{21} & c_{22} & c_{23} & \dots & c_{2n} \\ s_3 & c_{31} & c_{32} & c_{33} & \dots & c_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_n & c_{n1} & c_{n2} & c_{n3} & \dots & c_{nn} \end{array}, \quad (6.9)$$

де  $n = \sum_{k=1}^m L_m^k$ , ( $L_m^k = m! / (m-k)!k!$ ) – потужність множини усіх можливих технічних станів ОД;  $m$  – потужність множини елементарних компонент, що визначає простір параметрів діагностування;  $p_{ii}$  – імовірності правильних рішень про технічні стани ОД;  $p_{ij}$ , ( $i \neq j$ ;

$i, j = \overline{1, k}$ ) – імовірності помилкових рішень;  $c_{ii}$  – вартість витрат, пов'язаних з прийняттям правильних рішень про технічні стани ОД;  $c_{ij}, (i \neq j)$  – вартість витрат, пов'язаних з помилковими рішеннями.

При цьому середній ризик витрат розпізнавання  $j$ -ого технічного стану ОД в області усіх інших його технічних станів визначиться як

$$\bar{r}_j = \sum_{i=1}^m c_{ji} p_{ji} + \sum_{i=1}^m c_{ij} p_{ij}, (i, j = \overline{1, k}),$$

а загальний середній ризик буде визначатися за виразом

$$\bar{R}^n = \bar{R}_{BP}^n + \bar{R}_{PP}^n = \sum_{j=1}^n p_o(s_j) r_j = \sum_{j=1}^n p_o(s_j) \sum_{i=1}^n c_{ji} p_{ji},$$

де  $\bar{R}_{BP}^n = \sum_{j=1}^n p_o(s_j) \sum_{i=1}^n c_{ji} p_{ji}, (i = j)$  – середній ризик витрат на прийняття

правильних рішень про технічний стан ОД;

$\bar{R}_{PP}^n = \sum_{j=1}^n p_o(s_j) \sum_{i=1}^n c_{ji} p_{ji}, (i \neq j)$  – середній ризик витрат за рахунок помилок

першого і другого роду.

Слід відзначити, що хоча оцінка середнього ризику за наведеною методикою буде найточніше характеризувати досліджувані системи, її практичне застосування зустрічає певні труднощі, що пов'язані, по-перше, з тим, що розмірність матриць (6.9) швидко зростає із збільшенням числа елементарних компонент, і для реальних об'єктів приймає надмірне значення. По-друге, розрахунок елементів матриць також надто складний, оскільки потребує аналізу складних залежностей між параметрами діагностування. Тому, під час практичних розрахунків для зменшення розмірності задачі параметри діагностування розглядаються як незалежні, при цьому матриці (6.9) будуть описуватися клітинними матрицями, діагональними елементами яких є матриці, аналогічні матрицям (6.6) щодо кожного з елементарних компонент, а усі інші елементи є нульовими квадратними матрицями розмірністю  $2 \times 2$ .

	$s_1$	$s_2$	...	$s_m$
$s_1$	$\begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{11}^1 \quad \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{12}^1$ $\begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{21}^1 \quad \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{22}^1$	<b>0</b>	...	<b>0</b>
$s_2$	<b>0</b>	$\begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{11}^2 \quad \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{12}^2$ $\begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{21}^2 \quad \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}_{22}^2$	...	<b>0</b>
...	...	...	...	...

$S_m$	$0$	$0$	$\dots$	$(\cdot)_{11}^m$ $(\cdot)_{12}^m$ $(\cdot)_{21}^m$ $(\cdot)_{22}^m$ .
-------	-----	-----	---------	--

Маючи такі матриці, розрахунок середнього ризику можна здійснювати аналогічно вищеописаній методиці альтернативного діагностування однопараметричних об'єктів, однак при цьому слід зважати на те, що за умови наявності хоча б одного помилкового рішення щодо усіх елементарних компонент, а також хоча б одного рішення про несправність елементарних компонент, повторний цикл діагностування здійснюється для усіх компонент. Врахувати це можна, якщо виключити з розгляду щодо кожного з елементарних компонент витрати, що пов'язані з повторним діагностуванням, і розглядати їх з точки зору аналогічних ймовірностей щодо альтернативного діагностування об'єктів у цілому. Такі ймовірності, оскільки параметри діагностування розглядаються як незалежні, можна визначити застосовуючи відомі співвідношення [25]:

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_{11}^m &= \prod_{q=1}^m p_o^q - \alpha^m; \quad \mathfrak{S}_{22}^m = 1 - \prod_{q=1}^m p_o^q - \beta^m; \\ \mathfrak{S}_{12}^m &= \alpha^m = \prod_{q=1}^m p_o^q - \prod_{q=1}^m (p_o^q - \alpha_q); \\ \mathfrak{S}_{21}^m &= \beta^m = \prod_{q=1}^m (p_o^q - \alpha_q + \beta_q) - \prod_{q=1}^m (p_o^q - \alpha_q). \end{aligned}$$

Застосовуючи наведені вище вирази, і виходячи з міркувань, аналогічних міркуванням, на основі яких було отримано вираз (6.8), отримаємо аналогічний вираз для оцінки середнього ризику втрат для багатопараметричних об'єктів діагностування

$$\bar{R} = \sum_{q=1}^m c_{\text{вД}}^q (1 - p_o^q + \alpha_q) + \sum_{q=1}^m c_{\text{ПД}}^q \beta_q + C_{\text{ПД}} \left[ 1 - \prod_{q=1}^m (p_o^q - \alpha_q) \right], \quad (6.10)$$

де  $C_{\text{ПД}} = \sum_{q=1}^m c_{\text{ПД}}^q$  – вартість витрат, що пов'язані з проведенням повторного діагностування об'єкта у цілому.

За аналогічною методикою можна оцінювати і усі інші показники систем діагностування, наприклад такі як середня тривіальність або середня трудомісткість діагностування. При цьому у виразі (6.10) за-



мість вартісних складових  $c_{УД}^q$ ,  $c_{ППД}^q$  і  $C_{ПД}$  слід підставляти відповідні показники тривалості  $\tau_{УД}^q$ ,  $\tau_{ППД}^q$  і  $T_{ПД}$ , трудомісткості  $w_{УД}^q$ ,  $w_{ППД}^q$  і  $W_{ПД}$ , і т.п.

Таким чином, як впливає з вищевикладеного, для оцінки ефективності систем діагностування основою для розрахунків є визначення ймовірностей перебування ОД у відповідних технічних станах і ймовірностей прийняття рішень за результатами діагностування. Такі розрахунки, якщо відомі закони розподілу ймовірностей значень параметрів діагностування  $f(Y_q)$  і похибок їх вимірювань  $\varphi(\xi_q)$ , можуть бути обчислені за відомими у теорії вимірювального контролю виразами [25, 122]:

$$p_o^q = \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} f(Y_q) dY_q ; \quad \alpha_q = \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} f(Y_q) \left[ 1 - \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} \varphi(\xi_q) d\xi_q \right] dY_q ;$$

$$\beta_q = \int_{-\infty}^{+\infty} f(Y_q) dY_q \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} \varphi(\xi_q) d\xi_q - \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} f(Y_q) dY_q \int_{Y_{min}}^{Y_{max}} \varphi(\xi_q) d\xi_q.$$

У випадках, коли закони розподілів невідомі апріорно, то їх можна визначити на основі статистичних даних. При цьому, якщо апріорі невідомий аналітичний вигляд функцій, застосовують методи параметричної оцінки функцій, наприклад, метод максимуму правдоподібності Фішера, метод Байеса [117] тощо. Коли ж аналітичний вигляд функцій невідомий, то застосовують методи непараметричної ідентифікації, наприклад, гістограмний метод, методи локального оцінювання та інші [117].

У загальному випадку закони розподілу можуть апроксимуватися різними функціями, наприклад, такими як нормальна, рівномірна, трикутна, трапецеїдальна, Релея та інші. Однак, слід відзначити, що під час масового і серійного виробництва РЕА на значення параметрів елементарних компонент, так само, як і на похибки їх вимірювань впливає велике число випадкових чинників з довільними законами розподілу, причому серед них немає явно домінуючого. У таких випадках, як гласить гранична теорема ймовірностей, розподіли таких досліджуваних величин будуть близькими до нормального, за яким щільність розподілу описується виразом

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x_m-x)^2}{2\sigma^2}} dx,$$

де  $x_m$  і  $\sigma$  визначають математичне сподівання і середньо-квадратичне відхилення досліджуваної величини відповідно.

Приймаючи таке допущення, і, оскільки для параметрів елементарних компонент апріорно відомі як їх номінальні значення, так і допуски на них, апріорні ймовірності  $p_o^q$  можна визначити аналітично за виразом [186]

$$p_o^q = p(U_q^{min} < U_q^N < U_q^{max}) = \Phi_u\left(\frac{U_q^{max} - U_q^N}{\sigma_q}\right) - \Phi_u\left(\frac{U_q^{min} - U_q^N}{\sigma_q}\right), \quad (6.11)$$

де  $\Phi_u(\cdot) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{(\cdot)} e^{-t^2/2} dt$  – нормована функція Лапласа [95,

186];  $U_q^N$ ,  $U_q^{min} = \delta_q^L U_q^N$  та  $U_q^{max} = \delta_q^R U_q^N$  – номінальне, мінімально допустиме та максимально допустиме значення  $q$ -го параметра ОД відповідно;  $\delta_q^L$  і  $\delta_q^R$  – нижнє і верхнє максимально допустимі відносні відхилення значення  $q$ -го параметра ОД відповідно.

Так, наприклад, якщо для кожного з параметрів досліджуваних елементарних компонент визначити, що  $\Delta = 3\sigma$ , то, застосовуючи таблицю нормованої функції Лапласа [186], знайдемо значення апріорної ймовірності  $p_o^q = p_o = 0.9332$ . Це значення якраз і будемо використовувати у подальших розрахунках, оскільки у теорії вимірювального контролю і діагностики під час різних оцінок зазвичай приймають саме таке співвідношення між значеннями  $\Delta$  і  $\sigma$ .

За умови, що  $f(Y_q)$  і  $\varphi(\xi_q)$  розподілені за законом Гауса, ймовірності помилок першого і другого роду будуть визначатися за виразами [25, 122]:

$$\alpha_q = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-x_q}^{x_q} e^{-\frac{y^2}{2}} \left( \int_{-\infty}^{(-x_q-y)/z_q} e^{-\frac{t^2}{2}} dt + \int_{(x_q-y)/z_q}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right) dy; \quad (6.12)$$

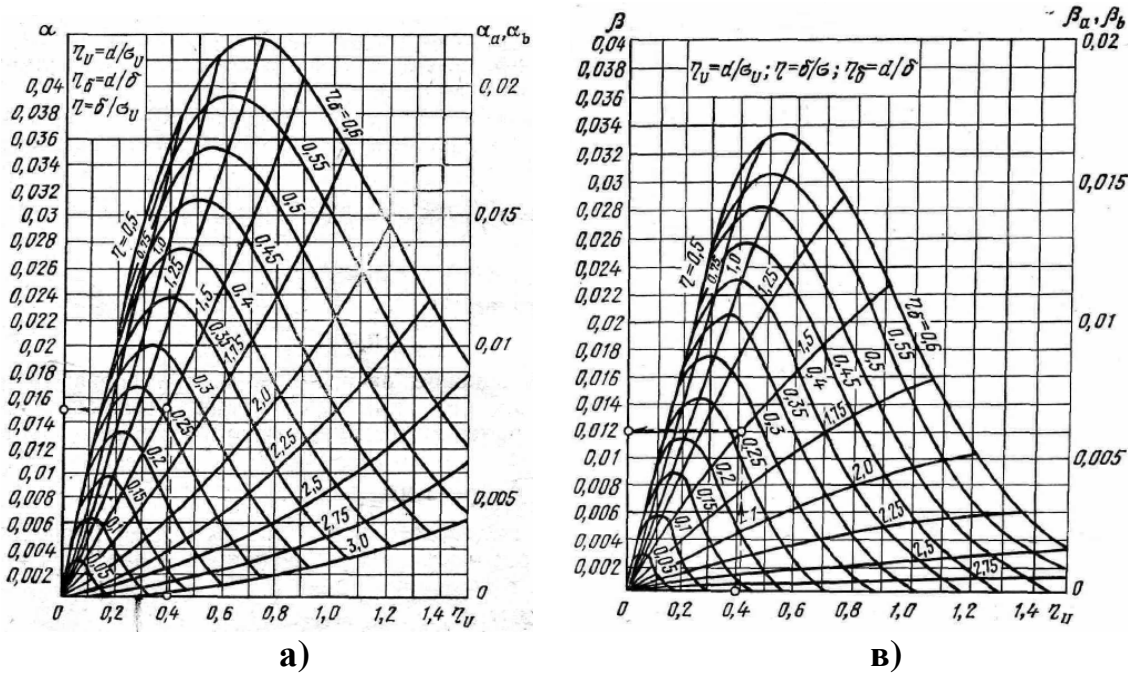
$$\beta_q = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \int_{-\infty}^{-x_q} e^{-\frac{y^2}{2}} \left( \int_{(-x_q-y)/z_q}^{(x_q-y)/z_q} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right) dy + \int_{x_q}^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} \left( \int_{(x_q-y)/z_q}^{(-x_q-y)/z_q} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right) dy \right\}, \quad (6.13)$$

де  $x_q$  і  $z_q$  – нормовані величини, що визначаються значенням допуску на параметри діагностування  $\Delta_q = U_q^{max} - U_q^{min}$ , значенням їх серед-

ньоквадратичного відхилення  $\sigma_q$  і середньоквадратичною похибкою вимірювань  $\sigma_q^\xi$ , і які обчислюють відповідно за виразами:  $x_q = |\Delta_q|/\sigma_q$ ;  $z_q = \sigma_q^\xi/\sigma_q$ .

Часто для спрощення розрахунків помилок першого і другого роду застосовують графоаналітичні методи їх оцінки по номограмах [25, 121]. Координатами для побудови таких номограм є відповідні помилки прийняття рішень  $\alpha$ ,  $\beta$ , похибки вимірювань  $\Delta_q^\xi$  ( $\sigma_q^\xi$ ) і показники відхилення досліджуваних величин  $\Delta_q$  ( $\sigma_q$ ), причому чотири змінні на площині відображаються шляхом нормування двох змінних по третій.

Нижче (рис. 6.11) ілюструються варіанти таких номограм для розподілів значень досліджуваних параметрів і похибок їх вимірювань за нормальним законом (штриховою лінією наведено приклад розрахунку для таких даних:  $\sigma_U = \sigma_q = 5$  нФ;  $d = \Delta_q^\xi = 3 \sigma_q^\xi = 2$  нФ;  $2\delta = \Delta_q = 15$  нФ).



**Рис. 6.11. Номограми і приклад розрахунку ймовірностей помилок першого а) і другого в) роду**

При цьому слід відзначити, що незважаючи на те, що графоаналітичні методи розрахунків досить прості, з точки зору автоматизації статистичного аналізу досліджуваних систем переважніше застосовувати аналітичні методи, оскільки стандартні програми для функцій Лапласа, наприклад у пакеті прикладних програм “*MatLab*”, дозволяють здійснювати необхідні розрахунки на ЕОМ.

З вищевикладеного можна дійти висновку, що для значень параметрів елементів досліджуваного ОД параметри законів розподілу можуть бути отримані безпосередньо з апіорної інформації про ОД (з переліку елементів схем електричних принципів). Для остаточних же розрахунків показників ймовірності, які ще часто називають ризиками одиничних втрат, необхідно знати параметри законів розподілу похибок вимірювань, які можуть бути визначені за результатами аналізу показників точності вимірювальних підсистем. При цьому будемо виходити з таких міркувань. У загальному випадку похибки вимірювань прийнято описувати у вигляді суми двох складових

$$\Delta_q^\xi = \Delta_{q(o)}^\xi + \Delta_{q(c)}^\xi,$$

де складові  $\Delta_{q(o)}^\xi$  і  $\Delta_{q(c)}^\xi$  – випадкові і систематичні похибки відповідно.

Випадкові похибки проявляються під час багаторазових спостережень досліджуваних величин в однакових умовах. Такі спостереження прийнято ще називати рівноточними. Для серії з  $n$  вимірювань експериментальне середньоквадратичне відхилення результатів вимірювань обчислюється за формулою Бесселя [122]

$$\sigma_{q(o)}^\xi = \sqrt{\sum_{k=1}^n (x_k - \bar{x})^2 / (n-1)}.$$

При цьому, як відомо, середньоквадратичне відхилення середньоарифметичного буде визначатися як  $\bar{\sigma}_{q(o)}^\xi = \sigma_{q(o)}^\xi / \sqrt{n}$ . Отже, якщо за результат багаторазових вимірювань узяти середньоарифметичне  $\bar{x}$ , то випадкова похибка  $\sigma_{q(o)}^\xi$  може бути зменшена у  $\sqrt{n}$  разів. Систематичні ж похибки за тих самих умов лишаються на тому ж рівні. Виходячи з вищеописаного, оскільки багаторазові рівноточні спостереження можуть бути застосовані у будь-яких вимірювальних підсистемах, значення випадкових похибок у порівнянні з систематичними похибками можна, по-перше, суттєво зменшити, а по-друге, виходячи з однакових умов, для досліджуваних систем можна вважати їх порівняльними, що дає підстави виключити їх з розгляду у подальших дослідженнях.

Систематичні похибки вимірювань, як це було показано у третьому розділі даної роботи, у значній мірі залежать від співвідношення параметрів елементів замкнених кіл, що утворюються для відповідних елементарних вимірювальних перетворень. При цьому ці

похибки будуть систематичними тільки з точки зору конкретного окремо взятого ОД, тобто коли значення параметрів елементарних компонент розглядаються як постійні величини. З точки ж зору діагностики РЕА у процесі виробництва, оскільки параметри елементарних компонент від об'єкта до об'єкта можуть приймати випадкові значення, ці похибки також будуть носити випадковий характер. Враховуючи те, що в нас є аналітичний вигляд функцій, що описують відповідні похибки вимірювальних перетворень, параметри законів розподілу значень похибок для кожного випадку елементарних перетворень можуть бути визначені на основі апріорних даних.

У вимірювальній техніці зазвичай приймають, що середньоквадратичне відхилення похибки визначається як  $\sigma_q^\xi = \Delta_q^\xi / 3$ , де  $\Delta_q^\xi$  – максимально можливий діапазон зміни значень абсолютної похибки вимірювань, який у загальному випадку може бути визначений у результаті розв'язання задачі математичного програмування за умов максимально можливого розсіювання значень параметрів елементів, які беруть участь в утворенні замкнених кіл типу трикутник для даного вимірювального перетворення. На практиці дану задачу дещо спрощують і, виходячи з тактичних міркувань, приймають, що значення  $\Delta_q^\xi$  дорівнює значенню абсолютної похибки вимірювань, яке обчислюється для номінальних значень параметрів елементів замкнених кіл типу трикутник.

Для прикладу розглянемо конкретний ОД, яким оберемо блок підсилювачів коригування, схема електрична принципова одного з яких наведена на рис. 6.14, і наведемо порівняльну оцінку середнього ризику втрат традиційної системи поелементного діагностування і системи діагностування з моделюванням функціональних перевірок. При цьому не порушуючи загальності, і для спрощення розрахунків будемо вважати, що на параметри усіх елементарних компонент в ОД встановлені симетричні допуски  $\pm 10\%$  ( $\epsilon_q = 0.1$ ), а коефіцієнт підсилення операційних підсилювачів, що використовуються у вимірювальних підсистемах, характеризується значенням  $k(\omega) = 1000$ .

Для традиційних систем поелементного діагностування апріорна ймовірність знаходження значень параметрів елементарних компонент у межах допусків, що обчислюється за виразом (6.11) із застосуванням нормованої таблиці інтегралу ймовірностей, характеризується, як це вже вказувалось вище, значенням  $p_o^q = p_o = 0.9332$ , тобто зазвичай обирають значення  $\Delta_q = Y_q \epsilon_q = 3\sigma_q$ . Системи ж діагностування з моделюванням функціональних перевірок дозволяють розширювати діапазон допустимих значень параметрів елементарних компонент.

При цьому, оскільки статистичні характеристики параметрів елементарних компонент конкретних виробництв для обох типів систем лишаються однаковими, то за рахунок збільшення допусків збільшується також і значення аргументів функцій Лапласа у (6.11). Так, наприклад, збільшення допусків на параметри елементарних компонент в 1,5 рази дає значення апріорних ймовірностей  $p'_o^q = p'_o = 0,9973$ . При цьому, з аналізу (6.10) безпосередньо видно, що навіть у випадку абсолютно точних вимірювань застосування систем діагностування з моделюванням функціональних перевірок буде давати зменшення середнього ризику втрат, що забезпечується, як це було показано у підрозділі 2.5, підвищенням методичної складової вірогідності діагностування.

Крім того, необхідно відзначити, що збільшення допусків на параметри елементарних компонент підвищує також і інструментальну складову вірогідності діагностування. Пояснюється це тим, що помилки першого і другого роду проявляються у тих випадках коли значення досліджуваних параметрів досягають границь допусків. А, оскільки ймовірність такої події зі збільшенням границь допусків зменшується, то зменшуються також і ймовірності помилок першого і другого роду навіть якщо засоби вимірювань в обох типах систем мають однакові характеристики. Розглянемо це на прикладі вимірювального контролю одного з елементів у наведеному на рис. 6.12 ОД.

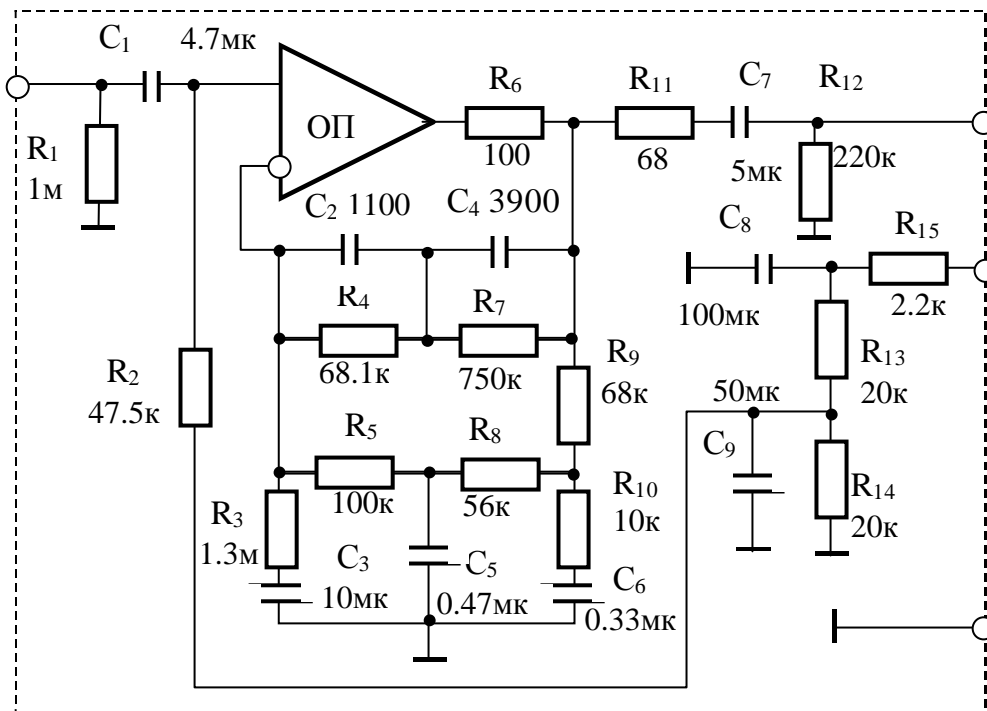


Рис. 6.12. Об'єкт діагностування (схема електрична принципова)

У загальному випадку для традиційних систем поелементного діагностування, застосовуючи результати досліджень підрозділу 3.4, абсолютне значення помилок вимірювань для кожного з елементарних компонент можна обчислити за виразом

$$\Delta_q^\xi = Y_q^N \xi_q = Y_q^N \left[ \frac{Y_q^N + Y_s^N + Y_o}{k(\omega)Y_{(\cdot)}} \right] / \left( 1 + \frac{Y_q^N + Y_s^N + Y_o}{k(\omega)Y_{(\cdot)}} \right),$$

де  $\xi_q$  – відносна похибка вимірювань параметра  $q$ -го елемента ОД;  $Y_q^N$  – значення провідності  $q$ -го елемента ОД;  $Y_s^N$  – значення сумарної провідності елементів шунтування;  $Y_o$  – значення провідності зразкового елемента;  $(\cdot)$  – індекс, що приймає значення “ $q$ ” або “ $o$ ” в залежності від структури перетворювача, що у даному випадку застосовується.

Відповідно наведеному виразу, наприклад, для елемента  $R_7$  (елементом шунтування у даному випадку буде  $R_o$ ) і, якщо узяти до уваги, що на практиці значення параметрів зразкових елементів завжди вибирають близькими до значень параметрів досліджуваних елементів, тобто  $R_7^N \approx R_o$ , то абсолютна похибка вимірювань опору елемента  $R_7$  буде мати значення

$$\Delta_{R_7}^\xi = R_7^N \left[ \frac{1}{1000} \left( 2 + \frac{R_7}{R_o} \right) \right] / \left( 1 + \frac{1}{1000} \left[ 2 + \frac{R_7}{R_o} \right] \right) = 750 \times 0,0128 = 9,6 \text{ кОм.}$$

Звідси, з урахуванням того, що  $\Delta_q = R_q \varepsilon_q = 3\sigma_q = 75 \text{ кОм}$  ( $\sigma_q = 25 \text{ кОм}$ ), відносна параметрична похибка вимірювань  $\eta_q$  і відносна величина допуску  $\eta$  будуть мати такі значення:  $\eta_q = \Delta_{R_7}^\xi / \sigma_q = 9,6/25 = 0,384$ ;  $\eta = \Delta_q / 2\sigma_q = 75/2 \times 25 = 1,5$ . За такими даними з номограм на рис. 6.13 знаходимо значення ймовірностей помилок першого і другого роду  $\alpha_{R7} = 0,0145$ ;  $\beta_{R7} = 0,011$ .

Очевидно, що зі збільшенням, наприклад, у півтора рази границь допусків на значення параметрів досліджуваних елементів значення відносної величини допуску у стільки ж разів збільшиться, тобто  $\eta' = 2,25$ . Для нового значення  $\eta'$  з номограм знаходимо нові значення ймовірностей помилок першого і другого роду  $\alpha' = 0,0038$ ;  $\beta' = 0,0026$ . Нижче наведено отримані за аналогічною методикою результати проміжних обчислень і результати розрахунку ймовірностей помилок першого і другого роду щодо кожного з елементарних компонент

наведеного на рис. 6.12 прикладу ОД. Застосовуючи середньостатистичні дані [55] для значень вартісних показників ( $c_{УД}^q = 0,1$  грн.,  $c_{ППД}^q = 1$  грн.,  $C_{ПД} = 0,86$  грн.) і підставляючи у (6.10) відповідні значення показників ймовірності, були отримані значення середнього ризику втрат для традиційних систем поелементного діагностування

$$\begin{aligned} \bar{R} &= \sum_{q=1}^{24} c_{УД}^q (1 - 0,9332 + \alpha_q) + \sum_{q=1}^{24} c_{ППД}^q \beta_q + C_{ПД} \left[ 1 - \prod_{q=1}^{24} (0,9332 - \alpha_q) \right] = \\ &= 0,1 \times 1,66 + 1 \times 0,056 + 2,4 \times 0,83 = 0,9358 \text{ грн.} \end{aligned}$$

і значення середнього ризику втрат системи діагностування з моделюванням функціональних перевірок

$$\begin{aligned} \bar{R}' &= \sum_{q=1}^{24} c_{УД}^q (1 - 0,9973 + \alpha'_q) + \sum_{q=1}^{24} c_{ППД}^q \beta'_q + C_{ПД} \left[ 1 - \prod_{q=1}^{24} (0,9973 - \alpha'_q) \right] = \\ &= 0,1 \times 0,082 + 1 \times 0,014 + 2,4 \times 0,09 = 0,1734 \text{ грн.} \end{aligned}$$

З отриманих результатів видно, що застосування розробленої у даній роботі системи діагностування у порівнянні з традиційними системами поелементного діагностування більш ефективно і дає зменшення середнього ризику на 0,7624 грн. на один об'єкт.



## ЛІТЕРАТУРА

1. Пархоменко П.П., Согомоян Е.С. Основы технической диагностики / Под ред. П.П. Пархоменко. – М.: Энергия, 1981. – 320 с.
2. Основы технической диагностики / В.В. Карибский, П.П. Пархоменко, Е.С. Согомоян, В.Ф. Халчев / Под ред. П.П. Пархоменко. – М.: Энергия, 1976. – 464 с.
3. Гуляев В.А., Макаров С.М., Новиков В.С. Диагностика вычислительных машин. – К.: Техніка, 1981. – 167 с.
4. Гуляев В.А. Техническая диагностика управляющих систем. – К.: Наукова думка, 1983. – 208 с.
5. Тоценко В.Г. Алгоритмы технического диагностирования дискретных устройств. – М.: Радио и связь, 1985. – 240 с.
6. Чжен Г., Мэннинг Е., Мутс Г. Диагностика отказов цифровых вычислительных систем. – М.: Мир, 1972. – 232 с.
7. Согомоян Е.С. Слабаков Е.В. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. – М.: Радио и связь, 1989. – 208 с.
8. Romankevitch A. M., Groll V.V. Design of Testable Digital Circuits Oriented to Pseudo-random testing. // Engineering Simulation. – 1997.–V 14.– P.743-756.
9. Биргер И.А. Техническая диагностика.– М.: Машиностроение, 1978.– 240с.
10. Малышенко Ю.В., Чипулис В.П., Шаршунов С.Г. Автоматизация диагностирования электронных устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 216 с.
11. Bajda N.P., Roik A.M., Mesyira V.I. Knowledge-Based Method and Algorithm of Digital Electronic Devices of Unknown Structure In-Circuit Identification // IEEE Instrumentation and Measurement technology Conferens & ІМЕКО – TC7. – 1996. – Vol. 1. – P. 768-772.
12. Bajda N.P., Measyira V.I., Roik A.M. Approach to the In-Circuit Testers Training for Electronic Devices Identification // International Journal on Information. Theories & Applications. – 1995. – Vol.3, №7. – P. 28-35.
13. Бирман Г. Проблемы тестирования сложных схемных плат и пути их решения // Электроника. – 1985. – №25. – С. 34 – 40.
14. Боровских А.П., Читашвили Н.Т. Диагностируемость аналоговых цепей в виде многоэлементных двухполюсников // АиТ. – 1990. – №5. – С. 141-147.
15. Вознесенский С.С., Раздобреев А.Х. Трудоемкость поиска неисправностей как критерий качества при сокращении объема диагностической информации // Электронное оборудование. – 1980. – № 4. – С. 83-86.

16. Иванов В.Н. Проблемы автоматизированного диагностирования // Приборы и системы управления. – 1986. №3. – С. 24-26.
17. P. Duhamel and J. C. Rault. Automatic test generation techniques for analog circuits and systems // A review IEEE Trans. Circuits Syst. – 1979. – Vol. CAS-26. – P. 411- 440.
18. T.N. Trick and Y. Li. A sensitivity based algorithm for fault isolation in analog circuits // IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, (Newport Beach, CA). – 1983. –P. 1098 -1101.
19. Мозгалевский А.В., Калявин В.П., Костанди Г.Г. Диагностирование электронных систем / Под ред. А.В. Мозгалевского. – Л.: Судостроение, 1984. – 224 с.
20. Мозгалевский А.В., Койда А.Н. Вопросы проектирования систем диагностирования. – Л. Энергоатомиздат, 1985. – 116 с.
21. Автоматическая аппаратура контроля радиоэлектронного оборудования (Вопросы проектирования). / Под. ред. Н.Н. Пономарева. – М.: Сов. Радио, 1975. – 385 с.
22. Системы автоматизированного контроля радиоэлектронной аппаратуры / Володарский Е.Т., Губарь В.М., Никифоров Л.Л., Туз Ю.М. К.: Техніка, 1983. – 151 с.
23. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 439 с.
24. Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А. Диагностика электрических цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 192с.
25. Давыдов П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с.
26. Евланов Л.Г. Контроль динамических систем. – М.: Наука, 1979.– 362с.
27. Вальков В.М. Контроль в ГАП. – Л.: Машиностроение, 1986. – 232 с.
28. Страхов А.В. Автоматизированные измерительные комплексы. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
29. Ксенз С.П. Диагностика и ремонтпригодность радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1989. – 248 с.
30. Глазунов Л.П. Смирнов А.Н. Проектирование технических систем диагностирования. – Л.: Энергоатомиздат, 1982. – 168 с.
31. Кудрицкий В.Д., Сеница М.А., Чинаев П.И. Автоматизация контроля радиоэлектронной аппаратуры.– М.: Сов. радио, 1977.– 256 с.
32. Автоматический поиск неисправностей в аналоговых схемах // Экспресс-информация: Контрольно-измерительная техника. – 1987. – №28. – С. 4-8.

33. Березенко В.М., Ларин В.Б. Упрощенная процедура идентификации линейных динамических систем. // Автоматика. – 1991. – С. 9-12.
34. Воронин В.В., Костанди Г.Г., Январев К.Э. Диагностирование динамических объектов непрерывного типа. – Л., ЦНИИ “Румб”, 1986. – 137 с.
35. Герасимов Е.В., Корноушенко Е.К. Диагностирование динамических систем, заданных структурными схемами с нелинейными и нестационарными элементами // АиТ. – 1990. – № 4. – С. 133-143.
36. Корноушенко Е.К. Поиск неисправных компонент в линейных системах, заданных структурными схемами. I, II, III // АиТ. – 1985. – №3. – С. 104-110. – №4. – С. 110-117. – №12. – С. 114-121.
37. Корноушенко Е.К., Пылаев Н.К. Диагностирование линейных динамических систем // АиТ. – 1989. – №5. – С.148-159.
38. Парамонова Т.Г. Обнаружение неисправных звеньев в линейных системах с учетом погрешностей идентификации // АиТ.– 1990.– №2.– С. 152-160.
39. Парамонова Т.Г. Об одном подходе к определению неисправностей в линейных динамических системах // АиТ. – 1986. – №4. – С. 157-162.
40. Латышев А.В. Диагностирование подсистем в линейных системах // АиТ. – 1991. – №8. – С.145-154.
41. Кузьмин А.Б. Функциональное диагностирование технической системы управления // АиТ. – 1994. – №5. – С. 183 – 189.
42. Крамбер Х., Вестиндорф К. Локализация неисправностей в аналоговых схемах на основе измерения напряжений в узловых точках. // Экспресс-информация: Надежность и контроль качества. – 1983. – №43. – С. 14-22.
43. Методы определения динамических характеристик средств измерения / Брендер М.Д., Солопченко Г.Н. // ИКА.– 1979. – № 1. – С. 19-29.
44. Бендлер Д.У., Салама А.Э. Диагностика неисправностей в аналоговых цепях // ТИИЭР. – 1985. – №8. – С. 35-87.
45. Диагностика отказов линейных систем измерениями на нескольких частотах // Экспресс-информация: Приборы и элементы автоматки и вычислительной техники. – 1982. – № 27. – С. 14-20.
46. Трофимов А.С. Интегральный метод определения коэффициентов передаточной функции при произвольных возмущениях // АиТ. – 1986. – №5. – С. 170-174.
47. Векштейн А.И. Идентификация неисправностей фрагментов аналоговых схем с помощью сигнальных воздействий // Научно-технический сборник ассоциации "Гран", серия3, вып.3. "Методы

управления бездефектностью в производстве”. – Винница. – 1991. – С. 86-107.

48. J.W. Bandler and A.E. Salama. Recent advances in fault location of analog networks // Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (Montreal, Canada). – 1984. – P.660 – 663.

49. J.W. Bandler, R.M. Biernascki, A.E. Salama. A linear programming approach to fault location in analog circuits. // Proc. IEEE Int. Symp. Circuit and Systems (Chicago, IL). – 1981. – P. 256-260.

50. Роїк О.М. Синтез рівнянь діагностики для систем комбінованого діагностування // Вісник ВПІ. – 2000. – №3. – С.15-18.

51. Кузьмин А.Б. Достоверность допусковых методов контроля сложных технических систем // АиТ. – 1987. – № 10. – С. 59-65.

52. Роїк О.М. Контроль і діагностика радіоелектронної апаратури на етапах її виробництва.– Монографія.– Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000.– 170 с.

53. Байда Н.П. Методы и средства тестового покомпонентного диагностирования гибридных электронных устройств: Автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.11.16. – Киев, 1988. – 24 с.

54. Байда Н.П., Кузьмин И.В., Шпилевой В.Т. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с.

55. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Самообучающиеся анализаторы производственных дефектов. – М.: Радио и связь, 1991. – 256 с.

56. Jess Jurgen / Messverfahren im In-Circuit – Test. // Elektronik. – 1986. – № 21. – P.137-140. – № 23. – P.144-146. – № 24. – P. 95-98.

57. Мартяшин А.И., Орлова А.В., Шляндин В.Н. Преобразователи параметров многополюсных электрических цепей. – М.: Энергоиздат, 1981. – 72 с.

58. Мартяшин А.И., Орлова А.В., Цыпин Б.В. Методы поэлементного контроля электронных схем. Обзорная информация / ЦНИИТЭИ приборостроения. ТС-5, Вып.1. – М., 1983. – 32 с.

59. Рыжов В.Ф., Чумаков А.А., Шварцев С.В. Тестер внутрисхемного контроля R, L, C – элементов // Приборы и системы управления. – 1988. – № 11. – С. 30-31.

60. Роик А.М., Месюра В.И. Измерительный преобразователь параметров сложных электрических цепей // Информационный листок. – Винница, ЦНТЭИ, 1993. – № 48-93. – 3с.

61. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова / Под ред. А.И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.

62. Роик А.М. Исследование методов и разработка средств преобразования параметров сложных электрических цепей в системах поэлементного диагностирования: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.16.– Винница.– 1990г.– 24 с.

63. Роїк О.М. Інваріантні перетворення параметрів елементів складних об'єктів. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2001. – 152 с.

64. Туровский В.И. Автоматизированная система внутрисхемного контроля печатных узлов // Средства связи. – 1984. – № 4. – С. 13-18.

65. Система автоматизированного внутрисхемного контроля печатных узлов / Пропект. – М.: 1984. – 26 с.

66. Автоматизированная система внутрисхемного контроля / В.Ю. Аношкин, Л.И. Гинзбург, В.С. Каляпин и др. // Электронная промышленность. – 1985. – Вып. 9. – С. 57-59.

67. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Анализаторы производственных дефектов электронных устройств // Межвузовский научный сборник “Методы и системы технической диагностики: Математические методы кибернетики и их приложение”. – Издательство Саратовского университета. – 1990. – Вып.14, Ч2. – С. 88-89.

68. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Система автоматизированного поиска производственных дефектов // Материалы семинара “Информтехника” “Контроль электронной аппаратуры”. – М.: НТЦ. – 1990. – С. 6-8.

69. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Анализатор производственных дефектов печатных узлов электронной аппаратуры (АПД) // Информационный листок. – Винница, ЦНТЭИ, 1993. – № 49-93. – 4с.

70. Плющев А.И., Туровский В.И. Система автоматизированного внутрисхемного контроля печатных узлов // Радиоизмерительная техника. “ЭКОС”, 1984. – 26 с.

71. Контроль электронных узлов и блоков в процессе производства //Экспресс-информация: Испытательные приборы и стенды. – 1990. – №16. – С.1-6.

72. Bateston J. A Case Study: Testing of One Hybrid Printed Circuit. // Insulation / Circuits. – 1982. – Vol. 28, № 11. – P. 73-77.

73. Bateston J. Automatic Test Equipment (ATE) For Printed Circuit Production // Insulation / Circuits. – November 1982. – P. 40-42.

74. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Средства покомпонентного диагностирования электронной аппаратуры в системе управления качеством продукции // Труды междунар. конф. “Измерительная техника в технологических процессах и конверсии производств”.– Хмельницкий. – 1992.– С. 91-92.

75. Лихтциндер Б.Я. Внутрисхемное диагностирование узлов радиоэлектронной аппаратуры. – К.: Техніка, 1989. – 168 с.
76. Annual Rounup. Manufacturing Defect Analyzers // Evaluation Engineering. – 1986. – Vol. 25, №7. – P.66-69.
77. Boatman R. Manufacturing Defect Analyzers. ATE Investment Returns // Evaluation Engineering. – 1988. – Vol. 27, №2. – P. 127-129.
78. Manufacturing Defect Analyzers. MDA's Growing Fast in a Hungry Market // Evaluation Engineering. – 1987. – Vol. 26, №8. – P. 105-111.
79. Manufacturing Defect Analyzers. The MDA Niche Widens // Evaluation Engineering. – 1988. – Vol. 27, №8. – P. 26-30.
80. Губанов Т.Н., Новиков Н.Г., Алтухов Н.А. Современные методы и средства автоматизированного контроля аналого-цифровой аппаратуры в условиях производства. Обзорная информация / ЦНИИТЭИ приборостроения. ТС-5, Вып.4. – М. – 1983. – 60 с.
81. Глудкин О.П., Черняев В.Н. Анализ и контроль технологических процессов производства РЭА. – М. : Радио и связь, 1983. – 296 с.
82. Основные направления развития средств контроля современной РЭА // Радиотехника: Состояние и тенденция развития. – М.: НИИ экономики и информации по радиотехнике. – 1983. – С. 39-46.
83. Основные направления развития техники контроля РЭА // Радиотехника за рубежом. – 1981. – № 10. – С. 15-19.
84. Перспективные направления развития контроля качества РЭА // Радиотехника за рубежом. – 1981. – № 14. – С. 10-23.
85. Тенденции развития внутрисхемной автоматической испытательной аппаратуры // Экспресс-информация: Надежность и контроль качества. – 1986. – №28. – С.11-12.
86. Фактографический альбом современной зарубежной автоматизированной контрольно-измерительной аппаратуры технологического назначения. – М.: НИИ экономики и информации по радиотехнике. – 1989. – 120 с.
87. Экономическая эффективность применения автоматизированного контрольно-испытательного оборудования: (опыт РЭП США) // Радиотехника за рубежом. – 1981. – №6. – С. 28-42.
88. Кизима С.В. О комплексном решении задач расчета допусков и выбора средств измерений при синтезе диагностического обеспечения технических систем // Измерительная техника. – 1990. – № 8. – С. 17-19.
89. Кизима С.В., Окишев Д.В., Швыдун В.В. Способы задания и методы расчета норм на контролируемые параметры сложных технических систем // В сб.: Техника, экономика. Сер. Контроль и

диагностика.– 1991.– Вып. 2.– С.13-24.

90. In-Circuit Mc Testers Or The Future of In-Circuit Test // Evaluation Engineering. – 1987. – Vol. 26, № 2. – P. 8-15.

91. Hotkiss J. The Roles In-Circuit and Functional Board Test in the Manufacturing Process. // Electron. Packard and Prod. – 1979. – Vol. 19, №1. – P. 47-50.

92. Engler J. The Interaction of In-Circuit and Functional Test // Evaluation Engineering. – February 1985. – P. 32-34.

93. Стратегии испытаний на пути к девяностым годам // Экспресс-информация: Надежность и контроль качества. – 1990. – №17. – С.18-21.

94. Schmidt W.D. Test-strategien auf dem Weg in die Jahre // Electronic. – 1988. –№6. – P. 139-143.

95. Нахапетян Е.Г. Диагностирование оборудования гибкого автоматизированного производства. – М.: Наука, 1985. – 224 с.

96. Гнеденко Б. В., Ушаков И.А. Современные задачи теории и практики надежности // Надежность и контроль качества. – 1987. – №11. – С. 3-10.

97. Молчанов Э.Д., Якушенко Е.А. Метрологическое обеспечение продукции отрасли // Электронная промышленность. – 1987. – №9. – С. 11-12.

98. Лестер Р.С. Автоматическая контрольно-измерительная аппаратура для автоматической диагностики неисправностей.: Препр. / ЦНИИТЭИ приборостроения. – М.: 1979. – 35 с.

99. Baida N.P., Spilevoy V.T. Component diagnostics of hybrid printed circuit boards // Proc. 3<sup>rd</sup> Symp. Techn. Diagnostics (Moscow). – 1983. – P. 355-363.

100. Salter M. W. In-circuit VS Functional PS-board Testing Trade – offs // Semicond. Test. Conf. – 1978. – P. 71-75.

101. C.-S. Lin, Z.F. Huang, R.-W. Liu. Fault diagnosis of linear analog networks: A theory and its implementation // Proc. IEEE Int. Symp. Circuit and Systems (Newport Beach, CA). – 1983. – P. 1090-1093.

102. Sen N. and Saeks. R. Fault diagnosis for linear systems vice multi-frequency measurements // IEEE Trans. Circuits and Syst.– 1980.– № 7. P. 457-465.

103. Байда Н.П., Шпилевой В.Т. Многоуровневая модель для элементарного диагностирования печатных узлов // Электронное моделирование. – 1985. – №2. – С. 61-64.

104. Оре. О. Теория графов. – М.: Наука, 1980. – 336 с.

105. Пат. 2020499, РФ, МКИ G 01 R 31/02. Способ обнаружения обрывов и коротких замыканий в электрическом монтаже / Месюра В.И., Байда Н.П., Месюра И.В., Мельников А.Н., Роик А.М. (Укра-

- ина). – № 4930694/21; Заявлено 23.04.91; Опубл. 30.09.94, Бюл. №18.
106. Пат. 10626 А, Україна, МКИ G 01 R 31/28. Спосіб ідентифікації провідників в друкованих вузлах радіоелектронної апаратури / Месюра В.І., Байда Н.П., Котов І.М., Месюра І.В., Роїк О.М., Єфименко А.Я. (Україна). – № 94051282; Заявлено 07.02.94; Опубл. 25.12.96, Бюл. №3.
107. Способ установления соответствия между координатами штырьков контактного поля адаптера и их адресами в системе контроля электронной аппаратуры и устройство для его осуществления: А.с. 1661532 СССР / Байда Н.П., Котов И.Н., Месюра В.И., Месюра И.В., Роик А.М. // Опубл. 1991, Бюл. №27.
108. Симберт У.М. Цепи, сигнали, системи: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 336 с.
109. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. АРМ разработчика программ покомпонентного диагностирования // Механизация и автоматизация управления. – 1992. – №1. – С. 46-48.
110. Пат. 14809 А, Україна, МКИ G 01 R 3/78. Спосіб ідентифікації компонентів в друкованих вузлах невідомої структури / Месюра В.І., Байда Н.П., Месюра І.В., Роїк О.М., Олонічев О.П., Єфименко А.Я. (Україна). – № 94051283; Заявлено 11.04.94; Опубл. 18.02.97, Бюл. №4.
111. Mesyira V.I., Roik A.M., Efimenko A.J. Knowledge-Based Algorithm of Hybrid Electronic Devices Identification // Proceedings of the Third International Conference “Development and Application Systems”. – Suceava (Romania). – 1996. – Vol.8. – P. 149-156.
112. Месюра В. И., Роик А. М., Арсенюк И. Р. Основанный на знаниях алгоритм покомпонентной идентификации гибридных электронных устройств // Материалы II международной конференции САД DD'97. – Минск.: Белгосуниверситет. –1997. – Том 3. – С. 193 – 200.
113. Інтелектуальна система комбінованого діагностування електронних пристроїв: звіт про НДР / Вінницький державний технічний університет. – № Д. Р. 0194U013577, Інв. № 0296U003009. – Вінниця. – 1995. – 98 с.
114. Системы автоматизированного проектирования. В 9-ти кн. Кн. 4. Математические модели технических объектов / В.А. Трудоношин, Н.В. Пивоварова; Под ред. И.П. Норенкова. – М.: Высш. Шк., 1986. – 160 с.
115. Макромоделирование интегральных микросхем / Под ред. Ю.В. Королева. – К.: Техніка, 1985. – 118 с.
116. Королев Ю.В., Ющенко И.А. Алгебраический метод синтеза макромоделей сложных электронных схем. – Электронное моделиро-



вание. – 1981. – №6. – С. 45-49.

117. Горелик А.Л., Скрипник В.А. Методы распознавания. – М.: Высш. шк., 1989. – 232 с.

118. ДСТУ 2389 – 94. Технічне діагностування та контроль технічного стану. Термінологія та визначення.

119. ГОСТ 15467 – 79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения.

120. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М: Наука, 1969. – 576 с.

121. Дунаев Б.Б. Точность измерений при контроле качества. – К.: Техника, 1981. – 160 с.

122. Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Піджаренко В.О., Сердюк Г.Д. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2001. – 219 с.

123. Малышенко Ю.В. Выбор допусков на контролируемый параметр при проверке исправности аналогового устройства с заданным списком допустимых неисправностей // АиТ. – 1991. – №1. – С. 167-171.

124. Малышенко Ю.В. Функциональные модели неисправностей аналоговых элементов // АиТ. – 1992. – №2. – С. 136-144.

125. Кизима С.В. О комплексном решении задач расчета допусков и выбора средств измерений при синтезе диагностического обеспечения технических систем // Измерительная техника. – 1990. – №8. – С. 17-19.

126. Кизима С.В., Лапата Ю.Н., Юрьев В.Ф. О построении общей методики решения задачи расчета допусков // Метрология. – 1989. – №5. – С. 15-20.

127. Кошек Л.Н. Критерии эффективности автоматизированных систем контроля // Вопросы технической диагностики. – 1973. – Вып 10. – С. 21-26.

128. Кошек Л.Н., Колодний В.В. Построение оптимизированных моделей жизненного цикла систем и алгоритмов диагностирования // Технические средства моделирования задач энергетики. – К.: Наукова думка. – 1986. – С. 174-179.

129. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизация автоматических систем контроля и управления. – М.: Сов. Радио, 1971. – 296 с.

130. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. – К.: Вища школа, 1986. – 238 с.

131. Роїк О.М., Ваховська Л.М. Підвищення методичної складової достовірності контролю аналогових об'єктів в системах поелементного діагностування // Вісник ВПІ. – 1995. – №4. – С. 5-8.

132. Крон Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика. – М.: Наука, 1972. – 542 с.

133. Роик А.М. Моделирование задачи декомпозиции объектов в системах поэлементного диагностирования // Труды междунар. конф. “Контроль и управление в технических системах”. – Винница. – 1995. – С.197-199.
134. Байда Н.П. Очкуров.Н.А., Роик А.М. Модели аналоговых печатных узлов для систем смешанного диагностирования // Труды междунар. конф. “Приборостроение – 95”. – Винница – Львов. – 1995. – С.8
135. Гашевский В.Е., Роик А.М. Разработка многоуровневой математической модели объектов на основе структурно-функциональной декомпозиции // Автоматизация производственных процессов. – 1996. – №2. – С. 87-88.
136. Роїк О.М. Моделі об’єктів на основі реконфігурації їх структури для систем поелементного діагностування // Вісник ВПІ. – 1996. – №3. – С. 5-8.
137. Роик А.М., Гашевский В.Е. Многоуровневое представление объектов для задач диагностирования изделий РЭА // Автоматизація виробничих процесів. – 1998. – 1/2 (6/7). – С. 122-127.
138. Роик А.М., Месюра В.И. Пофрагментное диагностирование аналоговых узлов РЭА // Труды республ. конф. “Проблемы автоматизации контроля и диагностирования сложных технических систем”. – Житомир: УкрНИИНТИ. – 1991. – С. 81-82.
139. Роик А.М., Месюра В.И. Обеспечение начальных условий при пофрагментном диагностировании аналоговых узлов РЭА // Труды междунар. конф. “Измерительная техника в технологических процессах и конверсии производств”. – Хмельницкий. – 1992. – С. 93.
140. Роїк О. М., Арсенюк І. Р. Метод пофрагментного діагностування радіоелектронних пристроїв // Вісник ВПІ. – 1999. – №6. – С. 5-10.
141. Sen N. and Saeks. R. A measure of testability and its application to test point selection – Theory // Proc. 20<sup>th</sup> Midwest Symp. Circuits and System (Labbock TH). – 1977. – P. 576 –583.
142. Diagnosability of nonlinear circuit and systems – Part I: The dc case // IEEE Trans. Circuits and Syst. – 1981. – Vol. CAS-28. – P. 1093-1102.
143. R. Saeks., A. Sangiovanni-Vincentelli and V. Visvantathan. Diagnosability of nonlinear circuit and systems – Part II: Dynamical Systems // IEEE Trans. Circuits and Syst. – 1981. – Vol. CAS-28. – P. 1103-1108.
144. R. W. Liu, C. S. Lin, Z. F. Huang, and L. Z. Hu. Analog fault diagnosis: A new circuit theory // Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (Newport Beach, CA). – 1983. – P. 931-939.

145. K.C. Varghes, J.H. Williams, and D.R. Towill Computer-aided feature selection for enhanced analogue system fault location. // *Pattern Recogn.* – 1978. – Vol. 10. – P. 265-280.
146. P. W. Becker and J. E. Thamdrup. Pattern recognition applied to automated testing // *The Automation of Testing (Inst. Elect. Eng. Conf. Publ. No. 91)*. – 1972. – P. 82-86.
147. F.D. Brown, N.F. McAllister, and R.P. Parry. An application of inverse probability to fault isolation. // *IRE Trans. Mil. Electron.* – 1962. – Vol. Mil-6. – P. 260-267.
148. F.Y. Sui and S.G. Ming The fault diagnosis and the approach to preventing chain-fault. // *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit and Systems (Houston, TX)*. – 1980. – P. 1068-1071.
149. Y. Togawa and T. Matsumoto. On the topological testability conjecture for analog fault diagnosis problems. // *IEEE Trans. Circuit Syst.* – 1984. – Vol. Cas-31. – P. 147-158.
150. C.-C. Wu, K. Nakajima, C.-L. Wey and R. Saeks. Analog fault diagnosis with failure bounds. // *IEEE Trans. Circuit Syst.* – 1982. – Vol. Cas-29. – P. 277-184.
151. S.L. Hakimi, K. Nakajima On a theory of t-fault diagnosable analog systems. // *IEEE Trans. Circuit Syst.* – 1984. – Vol. Cas-31. – P. 946-951.
152. L.M. Roytman, E. Plotkin, and M.N.S. Swamy Multi-frequency method of fault diagnosis in analog circuits. // *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit and Systems (Rome, Italy)* – 1982. – P. 1144-1147.
153. J.W. Bandler, R.M. Biernascki, A.E. Salama, J.A. Starzuck. Fault isolation in linear analog circuits, using the L norm. // *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit and Systems (Rome, Italy)*. – 1982. – P. 1140-1143.
154. H. M. Merrill. Failure diagnosis using quadratic programming // *IEEE Trans. Reliab.* – 1973. – Vol. R-22. – P. 207-213.
155. Месарович М., Такакура Я. Общая теория систем. Математические основы / Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 312 с.
156. Перевозников С.И. Методика алгоритма поиска начальных условий покомпонентного диагностирования цифровых устройств // *Электронное моделирование*. – 1993. – Т15. – №2. – С. 50-55.
157. Перевозников С.И., Савчук Т.О. Особливості використання методів покомпонентного діагностування // *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. – 1998. – №(3)1. – С. 116-120.
158. Лихтциндер Б.Я., Широков С.М. Многомерные измерительные устройства. – М.: Энергия, 1978. – 312 с.
159. Задорожный В.К. Измерительные устройства систем поэлементного диагностирования печатных узлов радиоэлектронной аппа-

ратуры: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.16. – Винница. – 1983.– 22 с.

160. Арсенюк І.Р. Розробка структурних методів та засобів підвищення точності вимірювальних перетворювачів для систем елементного діагностування: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.16.– Вінниця.– 2000.– 19 с.

161. Основы системного анализа и проектирования АСУ / А. А. Павлов, С. Н. Гриша, В. Н. Томашевский и др.; Под ред. А. А. Павлова. – К.: Вища шк., 1991. – 367 с.

162. Янев К. Представление объектов тестирования в системах диагностирования // АиТ. – 1991. – №6. – С. 136-140.

163. Surova A., Yanev K. Testing strategies in diagnostic expert system // IMESCO TC 10 “Technical Diagnostics’89”. – Prague. – 1989. – P. 255-259.

164. Тимкин Ю.В. Анализ электронных схем методом двунаправленных графов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 256 с.

165. R. DeCarlo and C. Gordon. Tableau Approach to ac-multifrequency fault diagnosis // Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (Chicago, IL). – 1981. – P. 270-273.

166. Analog multifrequency fault diagnosis. // IEEE Int. Symp. Circuits Syst. – 1983. – Vol. CAS – 30. – P. 223-234.

167. R. S. Berkowitz. Condition for network elements value solvability // IRE Trans. Circuit Theory. – 1962. – Vol. CT-9. – P. 24-29.

168. N. Sen, M. S. Thesis //Texas Tech Univ., Lubbock, TX. – 1977.

169. H.S.M. Chen and R. Saeks. A search algorithm for the solution of the multi-frequency fault diagnosis equations // IEEE Trans. Circuits Syst. – 1979. – Vol. Cas-26. – P. 589-594.

170. V. Visvantathan and A. Sangiovanni-Vincentelli. Fault diagnosis of nonlinear memoryless systems // Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (Houston, TX). – 1980. – P. 1087-1091.

171. Critical path analysis for analog circuits / Proc. IEEE Int. Automatic Testing Conf. AUTOTESTCON’80 (Washington, DC). – 1980. – P. 301-304.

172. E. Flesha and R. DeCarlo. Time domain tableau approach to the fault diagnosis of analog nonlinear circuits / Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (Newport Beach, CA). – 1983. – P. 1110-1113.

173. Roik A., Mesyura V., Stavnichaya T. Synthesis of Diagnostic Equations for Systems of Combined Diagnosis // Proceeding of the Fifth International Conference “Development and application systems”. – Suceava (Romania). – 2000. – P. 157-164.

174. Методы теории чувствительности в автоматическом управлении / Под ред. Е. Н. Розенвассера и Р. М. Супова. – Л.: Энергия, 1971. – 344 с.

175. Мокин Б.И., Юхимчук С.В. К вопросу применения теории чувствительности для исследования поведения нелинейных САУ // Известия высш. учебн. завед. Серия электромеханика. – 1991. – №10. – С. 91-96.

176. Юхимчук С.В. Побудова методології математичного моделювання нелінійних нестационарних систем для задач оцінки їх стійкості та чутливості в просторі приростів параметрів: Автореф. дис... д-ра техн. наук: 01.05.02. – Вінниця, 1999. – 34 с.

177. T.N. Trick, W. Mayeda and A.A. Sakla. Calculation of parameter values from node voltage measurement // IEEE Int. Symp. Circuits Syst. – 1979. – Vol. Cas-26. – P. 466-474.

178. J.D. Bastian. Detection and isolation of fault within analogue circuits. // IEEE Semiconductor Test Conf. Digest (Cherry Hill, N). – 1979. – P.143-145.

179. Фролин М.М., Толстанов Ю.К., Бурлаков В.Д. Косвенные методы измерения параметров тонкопленочных микросхем // Информационно-измерительная техника. – Рязань, РТИ. – 1970. – С. 16-21.

180. Дута Рой С. С., Дас С.С. О резистивных контурах в гибридных схемах // Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (США). – 1977. – Т. 65, №4. – 105 с.

181. Компенсационное устройство для измерения заземления опор линий электропередач с заземляющим тросом: А.с. 94883 СССР / А.И. Королев. Опубл. 1953, Бюл. № 32.

182. Лихтциндер Б.Я., Екатеринбург В.С. Использование обобщенных измерительных цепей сравнения для контроля параметров сеточных моделей // Изв. вузов. Приборостроение. – 1971. – № 2. – С. 16-18.

183. Роїк О.М., Власюк А.І. Інваріантні вимірювання параметрів біологічних об'єктів в системах медичної діагностики // Вісник ВПІ. – 1999. – №2. – С. 8-11.

184. Роїк О.М., Власюк А.І. Методи вимірювання параметрів біологічних об'єктів в задачах медичної діагностики // Праці міжнар. НТК “Контроль і управління в складних системах” (КУСС-99). – Т.3. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця. – 1999. – С. 166-177.

185. Роїк О.М., Месюра В.І. Синтез структур вимірювальних перетворювачів параметрів компонентів замкнених електричних кіл // Вісник ВПІ. – 1996. – №4. – С. 5-10.

186. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1984. – 504 с.

187. Угольников С.В. Методические погрешности преобразования в системах поэлементного диагностирования контроля качества смонтированных печатных плат // Техника средств связи, сер. ТПО. – М.: ЦООНТИ "ЭКОС". – 1981. – вып. 3(35). – С.47-63.
188. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
189. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 156 с.
190. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат. – 1988. – 304 с.
191. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Сов. радио. – 1979. – 368 с.
192. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 2-х томах / Пер. с англ. – М.: Мир, 1983.
193. Швецкий Б.И. Электронные цифровые приборы. – К.: Техніка, 1981. – 247 с.
194. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). – К.: Вища школа. – 1986. – 504 с.
195. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
196. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров Н.А., Шекиханов А.М. Итерационные методы повышения точности измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 168с.
197. Алиев Т.М., Шекиханов А.М. Итерационные аналоговые измерительные преобразователи // Измерительная техника. – 1982. – № 3. – С. 19-21.
198. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – Киев.: Вища школа. – 1976. – 256 с.
199. Алиев Т.М., Сейдель Л.Р. Автоматическая коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов. – М.: Энергия, 1975.
200. Алиев Т.М., Дамиров Д.И., Шекиханов А.М. Повышение точности измерений при итерационной коррекции погрешностей // Измерительная техника. – 1981. – № 4. – С. 12-14.
201. Волгин Л.И. Итерационные алгоритмы повышения точности измерительных устройств // Автометрия. – 1974. – № 5. – С. 34-41.
202. Кнеллер В.Ю., Боровских Л.Н. Определение параметров многоэлементных двухполюсников. – М.: Госэнергоатомиздат, 1986. – 143 с.
203. Карандеев В.Ю., Штамбергер Г.А. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. – Новосибирск: РИО СО АН СССР,

1961. – 222 с.

204. Раздельное преобразование комплексных сопротивлений Добров Е.Е., Татаринцев И.Г., Черноус В.Н., Штамбергер Г.А. / Под ред. Г.А. Штамбергера. – Львов: Вища школа. Изд-во при Львов. ун-те. – 1985. – 136 с.

205. Штамбергер Г.А., Шнерх Е.И. Условия раздельного измерения составляющих комплексного сопротивления // Контрольно-измерительная техника. – 1977. – вып. 21. – С.20-23.

206. Тюкавин А.А. Способ измерения параметров многоэлементных двухполюсников мостами переменного тока // Измерительная техника. – 1991. – №7. – С. 38-39.

207. Бут В.Е., Панков Б.Н. Двухканальные итерационные усилители // Приборы и системы управления. – 1974. – №5. – С. 21-24.

208. Принцип двухканальности в измерительной технике. / Б.Н. Петров, В.А. Викторов, Б.В. Лункин, А.С. Совлуков. – М.: Наука, 1976. – 244 с.

209. Волгин Л.И. О топологической взаимосвязи структур усилительных устройств с аддитивной коррекцией искажений // Радиотехника. – 1981. – № 9. – С. 50-52.

210. Скрипник Ю.А. Повышение точности измерительных устройств. – Киев, 1976. – 264 с.

211. Роїк О.М., Арсенюк І.Р., Месюра В.І. Вимірювання параметрів багатополісних кіл для задач діагностування радіоелектронних пристроїв // Вісник ВПІ. – 1998. – №2. – С. 13-17.

212. Роїк О.М., Арсенюк І.Р. Підвищення точності вимірювання параметрів комплексних двополісників в замкнених колах // Вісник ВПІ. – 1998. – №4. – С. 5-9.

213. Vladimir I. Mesyura, Alexandr M. Roik, Igor R. Arsenyuk. Increasing validity of complex two-terminal identification in closed circuits // Proceedings of the Fourth International Conference “Development and Application Systems”. – Suceava (Romania). – 1998. – P. 157-164.

214. Зиборов С.Р., Маригодов В.К. Функциональные преобразователи с дискретным компандированием сигнала. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 144 с.

215. Роїк О.М., Арсенюк І.Р. Перетворення параметрів елементів замкнених кіл на основі методів комбінованого врівноваження струмів і напруг // Наукові праці Донецького державного технічного університету. Випуск 38. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. Донецьк: РВА ДонДТУ. – 2002. – С. 286-290.

216. Роик А.М., Месюра В.И. Автоматическая коррекция погрешности измерения параметров микроселектронной аппаратуры //

Труды Республ. конф. “Проблемы создания п/п приборов и интегральных схем, стойких к воздействиям внешних факторов”. – Винница. – 1990. – С. 202-203.

217. Roik O.M., Arsenyuk I.R., Mesyira V.I. Combined Method of the Convertings Errors Correction of Elements Parameters in the Closed Electric Circuits / The Annals of the “Stefan cel Mare” University of Suceava. – 2000. – Vol.7, №14. – P.12 – 16.

218. Роїк О.М. Алгоритмічні методи корекції похибок перетворень параметрів елементів замкнених кіл // Вісник ВПІ. – 2001. – №2. – С. 22-28.

219. Роїк О.М., Арсенюк І. Р., Месюра В. І. Структурно-алгоритмічні методи корекції похибок перетворень параметрів елементів замкнених кіл // Електротехніка та енергетика, – 2001 – №1. – С. 9 – 12.

220. Роїк О.М., Колодний В.В., Арсенюк І.Р. Метод вимірювання параметрів складних електричних кіл для задач діагностики // Праці міжнар. НТК Контроль і управління в складних системах (КУСС-99). – Вінниця. – 1999. – Т.3. – С. 209-213.

221. Роїк О.М., Арсенюк І.Р., Колодний В.В. Підвищення точності внутрисхемних вимірювальних перетворень методом корекції фазового зсуву // Вісник ВПІ. – 2002. – №2. – С. 5-9.

222. Роїк О. М., Арсенюк І. Р., Колодний В. В. Підвищення точності поелементних перетворень друкованих вузлів електронної апаратури // Праці міжнар. НТК “Контроль і управління в складних системах” (КУСС-2001). – Том 2. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, – 2001. – С. 61-65.

223. Сергиенко И.В. Математические модели и методы решения задач дискретной оптимизации. – К.: Наук. думка, 1985. – 384 с.

224. Гилл. Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация. – М.: Мир, 1985. – 509 с.

225. Реклейтис Г., Рейвидран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн., Пер. с англ. М.: Мир, 1986.

226. Химмельблау Д.М. Прикладное нелинейное программирование. – М.: Мир, 1975.

227. Роїк О.М., Колодний В.В., Арсенюк І.Р. Метод автоматичної корекції похибки перетворення параметрів двополюсників в замкнених колах // Вісник ВПІ. – 1999. – №5. – С. 5-10.

228. Арсенюк І. Р., Месюра В. І., Роїк О. М. Виключення мультиплікативної складової похибки перетворення в системах поелементного діагностування пристроїв РЕА // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ (Івано-Франківський державний технічний університет нафти і газу). – 1999. – Т.8. – № 36. – С. 114 – 120.



229. Bajda N.P., Roik A.M., Mesyira V.I. In-Circuit Measurement of Complex Circuits' Parameters with Electrical Separation by Iteration Method // IEEE Instrumentation and Measurement technology Conferens & IMEKO – TC7. – 1996. – Vol. 2. – P. 1186 – 1189.

230. Bajda N.P., Roik A.M. Measurement of Passive Electrical Quantities in In-Circuit Test Equipment // 7th International Symposium on modern electrical and Magnetic measurement. IMEKO-TC4. – 1995. – Part 1. – P. 71-75.

231. Роїк О.М. Ітераційні методи в задачах вимірювання параметрів компонентів замкнених кіл // Вісник ВПІ. – 1998. – №1. – С. 5-12.

232. Роїк О.М. Узагальнений алгоритм ітераційної корекції похибок вимірювальних перетворювачів параметрів компонентів замкнених кіл // Вісник ВПІ. – 1997. – №3. – С. 5-10.

233. Лященко М.Я., Головань М.С. Чисельні методи.– К.:Либідь, 1996.– 288 с.

234. Roik A., Mesyura N. The Analysis and Working out of Coordinated Balanse's Algorithms of Complex Values // Proceeding of the 6<sup>th</sup> International Conference "Development and application systems". – Suceava (Romania). – 2002. – P. 432-436.

235. Кнеллер В.Ю. и др. Автоматические измерители комплексных величин с координированным уравниванием. М.: Энергия, 1975.

236. Bieszczat L. Probing Hybrid Circuits // Electronics Test. – 1983. – Vol.6. – №7. – P. 32-36

237. Bedard A. Maintaining In-Circuit Board Test Fixter // Electronics Test. – 1988. – Vol. 11, № 2. – P. 56-59.

238. Шабанов А.А., Хамидулин Р.Р. Контактные устройства для контроля изделий микроэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985. – 126 с.

239. Каган Б.М., Воителев А.И., Лукьянов Л.Н. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП. – М.: Советское радио, 1978. – 304 с.

240. Still Alive and Testing. In-circuit ATE Reference // Evaluation Engineering. – 1985. – Vol. 24, № 2. – P. 20-32.

241. Smaller Boards, Higher Density – Automation is Greeping In // Evaluation Engineering. – 1983. – Vol. 22, № 12. – P. 72-84.

242. Browand W., Bergath M. ABC's of In-Circuit Test Fixturing // Evaluation Engineering. – 1983. – Vol. 23, № 12. – P. 86-91.

243. Crook David T. Analog In-Circuit Component Measurement: Problem and Solution // Hewlett-Packard Journal. – 1979. – Vol.30, № 30.

– Р.19-22.

244. Морозов К.К., Одинокое В.Г. Курейчик В.М. Автоматизированное проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.

245. Месюра В.И., Роик А.М. Универсальное коммутирующее устройство для систем покомпонентного диагностирования (внутри-схемного контроля) печатных узлов электронной аппаратуры // Информационный листок. – Винница, ЦНТЭИ, 1993. – № 50-93. – 4с.

246. Крещук В.В., Струнская М.М. Систематизация и выбор показателей достоверности измерительного контроля неединичной продукции // Измерительная техника. – 1983. – №2, – С. 71-74.

**Наукове видання**

**Олександр Митрофанович Роїк  
Ігор Ростиславович Арсенюк**

**ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ  
РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ**

**Монографія**

**Редактор Т. А. Ягельська**

**Оригінал-макет підготовлено І. Р. Арсенюком**

**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) 44-05-32**

**Підписано до друку .01.2005 р. Формат 29,7×42  $\frac{1}{4}$**

**Гарнітура Times New Roman. Папір офсетний  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 6,24  
Наклад 100 прим. Зам. № 2003-185**

**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**