

О. М. РОЇК, І. Р. АРСЕНЮК, В. І. МЕСЮРА

*ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕМЕНТІВ ЗАМКНЕНИХ КІЛ*

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

О. М. РОЇК, І. Р. АРСЕНЮК, В. І. МЕСЮРА

**ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ
ЗАМКНЕНИХ КІЛ**

МОНОГРАФІЯ

УНІВЕРСУМ – ВІННИЦЯ

2004

УДК 621.3: 681.326

Р 65

Рецензенти:

Доктор технічних наук, професор Лисогор В. М.

Доктор технічних наук, професор Петух А. М.

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 3 від 30.10.2003 р.)

Роїк О. М., Арсенюк І. Р., Месюра В. І.

Р65 Підвищення точності перетворення параметрів елементів замкнених кіл. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2004. – 110 с. Іл.: 47, Бібл.: 90 назв.

В монографії розглядаються методи та засоби підвищення точності інваріантних перетворень параметрів елементарних компонентів у складі друкованих вузлів електронної апаратури. Розглянуто тенденції розвитку систем діагностування друкованих вузлів електронних пристроїв, проаналізовано переваги та недоліки вимірювальних перетворювачів. Запропоновані методи зменшення похибок вимірювальних первинних перетворювачів. Розроблено підхід до побудови процедури діагностування двополюсників у складних електричних колах. Розроблені рекомендації щодо проектування підсистем вимірювальних перетворень.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які працюють в галузі технічної діагностики.

УДК 621.3: 681.326

ISBN 966-641-076-1

© О. М. Роїк, І. Р. Арсенюк, В. І. Месюра, 2004

ЗМІСТ

ЗМІСТ	0
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ДІАГНОСТУВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ.....	9
1.1. Загальний аналіз дефектів друкованих вузлів електронних пристроїв	9
1.2. Класифікація систем тестового діагностування електронних пристроїв і їх порівняльний аналіз	11
1.3. Аналіз підходів щодо отримання вимірювальної інформації в системах поелементного діагностування	20
1.4. Аналіз методів роздільного перетворення параметрів комплексних компонентів замкнених кіл	25
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ У СКЛАДІ ЗАМКНЕНИХ КІЛ.....	31
2.1. Обґрунтування вибору підходу щодо зменшення похибок вимірювань первинних перетворювачів	31
2.2. Розробка методу підвищення точності вимірювання параметрів пасивних двополюсників при шунтуванні входу вимірювального перетворювача	36
2.3. Розробка методу підвищення точності роздільного перетворення параметрів пасивних двополюсників замкнених кіл.....	44

2.4. Реалізація методу автоматичної корекції похибки перетворення, що заснований на змінній структурі вимірювального перетворювача.....	53
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----

РОЗДІЛ 3 АВТОМАТИЗАЦІЯ ПІДГОТОВКИ ПРОЦЕДУРИ

ДІАГНОСТУВАННЯ ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ У

СКЛАДІ ДРУКОВАНИХ ВУЗЛІВ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ.....61

3.1. Формальний опис об'єктів і основні етапи задачі автоматизації підготовки процедур поелементного діагностування.....	61
3.2. Формалізація основних етапів для автоматизації процесів підготовки процедур поелементного діагностування	64
3.3. Розробка узагальненого алгоритму процедури діагностування пасивних двополюсників у складі друкованих вузлів електронних пристроїв	77

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ІНЖЕНЕРНИХ РЕКОМЕНДАЦІЙ

ЩОДО ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ

ВИРОБІВ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ.....83

4.1. Обґрунтування вибору структурної схеми системи діагностування електронної апаратури	83
4.2. Інженерні рекомендації щодо проектування модуля керування підсистеми вимірювань.....	85
4.3. Інженерні рекомендації щодо проектування модуля обробки вимірювальної інформації	91
4.4. Розробка алгоритмів роботи підсистеми вимірювань	98

ЛІТЕРАТУРА 103

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП –	Аналого-цифровий перетворювач
БС –	Блок спряження
ВІС –	Велика інтегральна схема
ВП –	Вимірювальний перетворювач
ВШ –	Вимірювальна шина
ГПЗ –	Гібридний інтегратор/повторювач з функцією зберігання аналогової інформації
ГКВІ –	Гібридний конвертер від'ємного імпедансу
ГКП –	Голчатий контактний пристрій
ГПНВ –	Гібридний помножувач напруги модуля керування вимірювачем
ГПНО –	Гібридний поділювач напруги модуля обробки
ГТС –	Генератор тестового сигналу
ДЕК –	Двополюсне електричне коло
ДКС –	Дешифратор керуючих слів
ДП –	Диференційний підсилювач
ЕА –	Електронна апаратура
ЕД –	Поелементне діагностування
ЕП –	Електронний пристрій
ЕРЕ –	Електрорадіоелементи
КВІ –	Конвертер від'ємного імпедансу
ЗТС –	Змінний тестовий сигнал
ІМС –	Інтегральна мікросхема
КД –	Комбіноване діагностування
КК –	Комутатор конфігурації
КТ –	Контрольна точка
КТС –	Комутатор тестових сигналів

МЗЕ –	Модуль зразкових елементів
МКВ –	Модуль керування вимірювачем
МО –	Модуль обробки
НВІС –	Надвелика інтегральна схема
ОД –	Об'єкт діагностування
ОП –	Операційний підсилювач
ПВ –	Підсистема вимірювання
ПД –	Покомпонентне діагностування
ПІ –	Параметрична ідентифікація
ПКТ –	Підсистема комутації
ПО –	Помножувач опору
ПП –	Первинний перетворювач
ППН –	Первинний перетворювач за методом заданої напруги
ППС –	Первинний перетворювач за методом заданого струму
ППР –	Перехідний процес
ПТ –	Програмований таймер
ПТС –	Постійний тестовий сигнал
РЕА –	Радіоелектронна апаратура
РСВ –	Регістр стану модуля керування вимірювачем
РСО –	Регістр стану модуля обробки
САПР –	Система автоматизованого проектування
СД –	Структурне діагностування
СКД –	Система комбінованого діагностування
СЕД –	Система по елементного діагностування
СЕК –	Складне електричне коло
СПД –	Система покомпонентного діагностування
ССД –	Система структурного діагностування
ЦАП –	Цифро-аналоговий перетворювач
ШФ –	Шинний формувач

ВСТУП

Розвиток науки і техніки характеризується постійним функціональним ускладненням та зростанням різноманітності електронних пристроїв і систем різного призначення. При цьому їх випуск буде економічно доцільним тільки в тому випадку, якщо вони працюватимуть довго і надійно, що може бути досягнуто, насамперед, за рахунок комплексної автоматизації контрольно-вимірювальних операцій на всіх стадіях їх життєвого циклу.

Ручні, інтуїтивні методи контролю та пошуку несправностей мають вкрай низьку ефективність, а також, у ряді випадків, не дозволяють привести пристрій у стан, який би повністю задовольняв його технічним вимогам [1]. При цьому не виявлені у процесі налагодження дефекти, проявляються в процесі експлуатації, що призводить до небажаних, а деколи і небезпечних наслідків. Крім того, чим пізніше з моменту виникнення виявляється дефект, тим вагомішим стає його вплив на якість та надійність апаратури, і тим більше засобів та часу витрачають на його усунення [1 – 3]. Цим і пояснюється зацікавленість різних фірм і підприємств до створення та застосування автоматизованої контрольно-діагностувальної апаратури.

На даний момент випускається багато систем діагностування, серед яких виділяють системи, що засновані на структурних, покомпонентних та комбінованих методах діагностування [3]. Кожна з цих груп систем має свої переваги та недоліки, які визначають межі їх ефективного використання. Так, системи структурного діагностування характеризуються високою вірогідністю результатів тестування і найвищою швидкістю відбраковування продукції (а в багатьох випадках, насамперед при виробництві електронної апаратури, необхідно не лише визначити справність/несправність пристрою, а й віднайти усі його дефекти), але не відповідають вимогам непошкоджуючого тестування [3, 4], що може призводити до виникнення вторинних дефектів. Системи покомпонентного діагностування навпаки, дозволяють забезпечити непошкоджуючий характер тестування та досить швидко знаходити різні дефекти до рівня конкретного компонента (фрагмента), але вірогідність результатів діагностування тут нижча, ніж у систем, заснованих на структурних методах тестування. Отже, досить актуальною є задача забезпечення високої вірогідності результатів тестування систем покомпонентного діагностування.

Серед покомпонентних систем тестового діагностування широкого застосування здобули системи, що побудовані на принципах поелементного діагностування [3-25], котрі базуються на інваріантному [26-28] (тобто незалежному від характеристик інших елементів), вимірюванні параметрів кожного елемента об'єкта діагностування. Така популярність цих систем обумовлена

тим, що саме вони забезпечують максимальну глибину пошуку дефектів (до рівня елементів), характеризуються високою швидкістю проведення контрольно-діагностичних операцій, являються універсальними, мають найнижчу вартість та не потребують високої кваліфікації обслуговуючого персоналу [3].

Ефективність систем діагностування визначається, насамперед, вірогідністю прийняття рішень, яка, в свою чергу, залежить від двох складових: методичної та інструментальної [29]. Методична складова залежить від методики проведення контрольно-діагностичних операцій, а інструментальна обумовлюється похибками вимірювань засобів діагностування.

Перспективний підхід щодо підвищення методичної складової систем поелементного діагностування запропонований у роботі [30]. В його основу покладено співставлення результатів моделювань функціонування ідеалізованих блоків пристрою і тих же блоків при реально виміряних параметрах складових. Цей підхід оригінальний, але не дозволяє отримати бажаних результатів, якщо засоби діагностування мають недостатню точність вимірювань. Така точність в значній мірі залежить від точності первинного перетворювача [30-32], оскільки саме він дозволяє реалізувати режим електричного відокремлення досліджуваного елемента від решти схеми пристрою, та здійснити інваріантне перетворення вимірюваного параметра в уніфікований сигнал.

Метрологічні характеристики первинних перетворювачів, і зокрема точність, в значній мірі залежать від якості такого відокремлення [3]. А оскільки схеми електронної апаратури досить різноманітні як за конфігураціями, так і за номіналами їх складових – проявляється загальний недолік розроблених на даний час первинних перетворювачів, який полягає у невисокій точності перетворення (при деяких конфігураціях схеми та параметрах її складових). Це призводить до неможливості адекватної оцінки реального стану об'єкта діагностування, а отже і до зниження вірогідності діагностування в цілому.

В першому розділі монографії проведено огляд сучасного стану та розглянуто тенденції розвитку систем діагностування друкованих вузлів електронних пристроїв, проаналізовано переваги та недоліки вимірювальних перетворювачів. В другому розділі запропоновані методи зменшення похибок вимірювальних первинних перетворювачів. В третьому розділі розроблено підхід до побудови процедури діагностування двополосників друкованих вузлів електронних пристроїв. В четвертому розділі розроблені рекомендації щодо проектування підсистеми вимірювальних перетворень.

Матеріал, поданий у монографії в основному стосується питань поліпшення точносних характеристик підсистем поелементних вимірювань, а також інженерних рекомендацій щодо побудови високоточних систем поелементного діагностування.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ДІАГНОСТУВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

1.1. Загальний аналіз дефектів друкованих вузлів електронних пристроїв

На стадіях проектування, виготовлення і експлуатації електронних пристроїв (ЕП) має місце певна імовірність виникнення дефектів (дефект – це невідповідність будь-якого електричного параметра досліджуваної схеми належному, що призводить до порушення закону функціонування пристрою [3, 4, б]), які погіршують технічні та надійнісні характеристики апаратури. Їх виникнення залежить від багатьох факторів, і, в першу чергу, від технології проектування і виготовлення, а також якості і надійності елементної бази [1, 6, 33]. Крім того, кожна система, в тому числі і електронна, має властивість деградувати під впливом зовнішніх сил та внутрішніх процесів старіння, внаслідок чого погіршуються її функціональні можливості і показники якості [1, 34]. Все це, з метою підвищення строку служби та функціональної віддачі пристроїв, потребує розробки методів і засобів контролю та діагностування, які б дозволяли виявляти та локалізувати такі дефекти.

Виготовлення електронної апаратури (ЕА) потребує виконання ряду технологічних операцій, таких, наприклад, як виготовлення і монтаж друкованих плат, складання блоків пристроїв та інших. При цьому на кожній з таких операцій можуть виникнути дефекти, кількість і характер яких в значній мірі залежить від якості виробництва. Вартість витрат на їх знаходження і усунення C_B , у загальному плані, можна оцінити так [4]:

$$C_B = C_0 \cdot 10^n,$$

де C_0 – вартість витрат на локалізацію та ліквідацію дефектів у місцях їх виникнення; n – кількість основних технологічних операцій, що передують моменту виявлення дефекту.

З наведеної формули бачимо, що чим раніше будуть виявлені та ліквідовані дефекти, тим меншими будуть витрати. Це пояснюється також і тим, що при невиявленні первинних дефектів (первинними називають дефекти, що виникають на етапі виготовлення друкованих вузлів [3]) в процесі функціонування пристрою вони можуть призводити до виникнення вторинних дефектів [3, 6]. А їх усунення вже потребує значно більших витрат часу та матеріальних ресурсів. Отже, діагностування ЕП доцільно проводити на етапах їх виробництва, і особливо при виготовленні друкованих плат, коли виникає найбільша кількість виробничих дефектів [3-6].

Налагодження виробів РЕА є досить трудомістким, воно потребує значних витрат часу і фахівців високої кваліфікації. Локалізація виробничих дефектів часто базується на особистому досвіді та інтуїції наладчиків, і, при зростанні складності об'єктів діагностування, може супроводжуватись негативними наслідками [3]. Наприклад, у випадку не знаходження дефекту, необхідні характеристики виробу можуть бути досягнуті за рахунок підбору електронних радіоелементів (РЕ) з іншими характеристиками. Це, в свою чергу, може призвести до зниження надійності виробу. Крім того, таке налагодження потребує надмірної кількості паяння, а в окремих випадках супроводжується надрізами друкованих провідників, що також погіршує якість та надійність досліджуваного пристрою і зменшує термін його використання.

Наведемо основні типи і причини виникнення виробничих дефектів. Отже, кожен з таких дефектів може бути наслідком таких причин [4 – 6]:

1) помилками в конструкторській або/і технологічній документації; 2) порушенням технологічних процесів виготовлення друкованих вузлів; 3) відсутністю на підприємстві стовідсоткового вихідного контролю РЕ; 4) порушенням технологічних процесів підготовки РЕ до складання (лудіння, формування, комплектування); 5) порушенням вимог зберігання та транспортування РЕ; 6) недостатньою кваліфікацією робітників; 7) суб'єктивні фактори, обумовлені психофізіологічними особливостями робітників.

Найбільш типовими дефектами ЕП на етапі їх виробництва є [3-6]:

1) дефекти топології (D): а) короткі замикання між провідниками друкованої плати (с), обумовлені, наприклад, неякісним процесом травлення, розбризкуванням припою, стиканням РЕ та їх виводів і т. п.; б) обриви та значне збільшення опору провідників друкованих плат, обумовлені перетравленням, або механічним руйнуванням провідників (о); в) зменшення опору між друкованими провідниками, наприклад при забрудненні плати (r); г) неякісний монтаж елементів (m), наприклад, "холодне" паяння; д) інші дефекти топології (d);

2) дефекти комплектуючих радіоелементів та їх встановлення Е: а) вихід параметрів РЕ за допустимі межі (р); б) встановлення РЕ інших типів, що не відповідають специфікації (t); в) неправильна орієнтація встановлених РЕ (s); г) невстановлення РЕ (n); д) інші дефекти (і);

3) дефекти функціонування F: а) дефекти взаємодії РЕ в межах фрагмента (f_1), тобто деякого підблоку схеми, що виконує певну функцію; б) дефекти взаємодії між фрагментами схеми (f_2).

Отже, загальна множина дефектів ЕП (Q) може бути представлена так

$$Q = \{ D, E, F \}; D = \{ c, o, r, m, d \}; E = \{ p, t, s, n, i \}; F = \{ f_1, f_2 \}.$$

Цілком очевидно, що найбільш складними, з точки зору пошуку, є дефекти функціонування, оскільки вони можуть бути виявлені тільки при діагностуванні ОД, що функціонує в робочому режимі [3].

Досить великої трудомісткості потребує локалізація прихованих дефектів. Вони можуть бути обумовлені, наприклад, неправильним встановленням ЕРЕ іншого типу з гіршими, ніж вимагаються, робочими характеристиками (наприклад, встановленням звичайного стабілітрону замість прецизійного; іншого типу транзистора з меншим коефіцієнтом підсилення і т. д.). Дані відносного розподілу дефектів наведені в таблиці 1.1 [3].

Загальна сума дефектів, за рахунок їх кратності може перевищувати 100%. Вид дефекту q означає всі інші, що не приводяться окремо в таблиці дефекти, тобто $q = \{r, m, d, i, f_1, f_2\}$. Аналізуючи приведені дані бачимо, що більшість дефектів виникає саме на етапі виготовлення. Підкреслимо також, що імовірність виходу справних виробів ЕА в значній мірі залежить від їх складності, кількості та різноманітності елементарних компонентів, що входять до їх складу. Оскільки сучасні ЕП характеризуються високою складністю, кількість виходу бракованої продукції досить значна і може сягати 25 – 35% і вище [3 – 6].

Таким чином, не викликає сумніву необхідність надійного діагностування ЕА. При цьому таке діагностування, з метою підвищення виходу придатної продукції та зменшення різних витрат, повинно здійснюватися саме на етапі налагодження і регулювання вузлів пристроїв, що містять друковані плати.

Таблиця 1.1

Дані щодо відносного розподілу дефектів ЕП на етапі їх виробництва

Вид дефекту	Відсотковий розподіл дефектів
с	34 – 60%
О	5 – 27%
Т	8 – 20%
Р	5 – 20%
С	5 – 20%
Н	5 – 10%
Q	5 – 10%

1.2. Класифікація систем тестового діагностування електронних пристроїв і їх порівняльний аналіз

Сучасні системи діагностування електронних пристроїв на етапі їх виробництва можуть бути розділені на три групи (рис.1.1): системи структурного, покомпонентного і комбінованого діагностування, що засновані на відповідних методах [3-6]. Всі вони застосовуються для ідентифікації [3] і локалізації дефектів виробів ЕА. Наведемо основні переваги і недоліки кожної з таких груп і розглянемо особливості найбільш поширених систем діагностування.

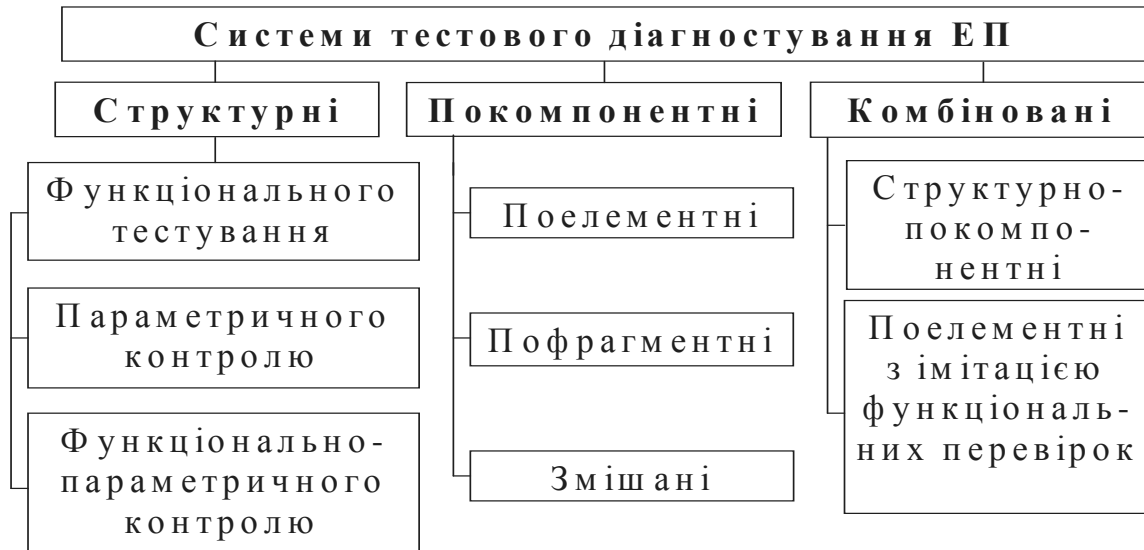


Рис. 1.1. Системи тестового діагностування ЕП

Системи структурного діагностування (ССД) забезпечують тестування об'єкта в цілому, тобто перевіряється цілісність структури і правильність виконання визначених функцій, а також відбувається контроль його вихідних параметрів [1]. При цьому на вхідний конектор об'єкта діагностування подаються визначені стимулюючі сигнали, реакція на які знімається з вихідного конектора і аналізується. Після закінчення даного процесу ОД вважається справним, якщо виконується вимога [3]

$$\forall x \in X \quad \forall y \in Y \quad [(y_0 \in Y_0) - (y = \varphi(x))] \leq \delta \in \Delta,$$

де X – множина вхідних сигналів; Y – множина можливих вихідних сигналів; $y_0 \in Y_0$ – множина еталонних реакцій; φ – оператор відображення X в Y (сукупність функцій схеми); δ – максимально допустиме відхилення параметра, що контролюється; Δ – множина констант.

Значимо, що потужність множини сімейств тестів; $T = \{X, Y\}$ досить значна, і тому на практиці, з метою зменшення часу діагностування, обмежуються її визначеною підмножиною $T' = \{X', Y'_0\}$, ($X' \in X, Y'_0 \in Y$), що вибирається з урахуванням необхідного рівня вірогідності контролю.

У випадку, коли дана вимога не виконується, тобто на i -у вхідному сигналі $x_i \in X$: $y_{0i} - \varphi(x_i) > \delta_i$; $i=1 \dots |X|$ – ОД вважається несправним. З метою уточнення типу дефекту подаються додаткові тестові сигнали $x_j^d \in X^d \in X$: $j=1 \dots |X \setminus X'|$, які утворюють, в сукупності з відповідними еталонними реакціями ОД $y_j \in Y_0 \in Y$, на можливі підозрювані несправності, тест пошуку дефектів.

До переваг структурного діагностування (СД) можна віднести такі [3-6]:
 1) висока вірогідність результатів діагностування по принципу "справний –

несправний"; 2) тестування проходить в умовах максимально близьких до експлуатаційних, що дозволяє виявити дефекти функціонування (наприклад, погане узгодження навантажень, виникнення ефекту "гонок" тощо); 3) висока швидкодія перевірок по принципу "справний – несправний"; 4) простота підключення засобів діагностування до об'єкта, що досліджується; 5) порівняно невеликий час переналагодження системи під випуск іншої продукції.

Недоліки СД [3 – 6]: 1) велика трудомісткість підготовки програм діагностування, обумовлена, в першу чергу, необхідністю глибоких знань оператором процесів, що протікають у схемі, а також уміння розділити досліджуваний об'єкт на окремі функціонально закінчені фрагменти, з метою генерації тестів локалізації визначених дефектів; 2) значна трудомісткість процесу пошуку дефектів, особливо нелогічних; 3) великі витрати часу на локалізацію кратних дефектів, за рахунок їх послідовного виявлення, оскільки локалізація наступного дефекту можлива лише після усунення попереднього; 4) пошкоджуючий характер діагностування, оскільки може супроводжуватися виникненням вторинних дефектів при подаванні на несправний ОД напруг живлення і тестових послідовностей; 5) неможливість виявлення прихованих дефектів, наприклад, відсутніх ЕРЕ, котрі підвищують надійність функціонування ОД; 6) широка номенклатура контрольно-вимірювальних засобів, обумовлена необхідністю аналізу різних вхідних та вихідних параметрів сигналів об'єкта; 7) необхідність високої кваліфікації оператора; 8) висока вартість системи.

Розглянемо деякі характеристики найбільш поширених систем СД (табл. 1.2). ССД моделі DTS-3700 (фірма "Hievel Technology", США) [35], забезпечує функціональний контроль цифрових друкованих плат. Система дозволяє виконувати автоматичну генерацію тестових послідовностей та логічний аналіз отриманої інформації. Діагностування проводиться на робочих частотах 25, 35 та 50 МГц за вибором замовника.

Системи PL-8C і TL-16 (фірма "TDS", США) [35], реалізовані на процесорах 68488, Z8000, 9511, виконують функціональний контроль друкованих вузлів, до складу яких входять змішані цифрові та аналогові компоненти.

Іншим представником ССД є Columbia – 2000 (фірма Columbia Tejas Test System), яка дозволяє тестувати вузли пристроїв ЕА, що містять великі інтегральні схеми (ВІС) та надвеликі інтегральні схеми (НВІС). Діагностування здійснюється на частоті до 10 МГц. Система дозволяє діагностувати схеми пам'яті та мікропроцесорних фрагментів. Основні недоліки ССД (перш за все великі трудомісткість програмування, вартість і складність) призвели до того, що вже з початку 70-х років все більшого поширення здобувають системи покомпонентного діагностування [4, 7]. Методологія покомпонентного діагностування (ПД) полягає в послідовному тестуванні окремих компонент (фрагментів, до складу яких можуть входити декілька зв'язаних між собою елемен-

тарних компонент, тобто елементів) ЕП, і базується на трьох принципах [3, 4]: 1) можливість подавання тестів у внутрішні точки ОД; 2) непошкоджуючий характер діагностування; 3) інваріантність [26] тестування.

Перший принцип реалізується за рахунок використання голчатого контактної пристрою (ГКП) [3], який з'єднується з внутрішніми точками ОД. Другий – завдяки тому, що процес проведення перевірок відбуваються у визначеній послідовності при можливості установаження початкових умов з метою виключення режимів, не передбачених технічними умовами експлуатації ЕРЕ. Третій – шляхом штучної ізоляції досліджуваних елементів від решти схеми.

Таблиця 1.2

Система	Фірма (Країна)	Кількість КТ	Робоча частота, МГц	Тип ОС	Мова діагностування
PL 8C	TDS (США)	384	10	RIO	Фірмова
TL-16	TDS (США)	1024	10	RIO	ATLAS (A)
100	Talon Instruments (США)	270	10	–	Фірмова
SM 2080	Elfab Test Systems (США)	416	10	UNIX	TESTTOOLS
DTS-3700	Hievel Technology (США)	512	25, 35, 50	UNIX, VMS, MS DOS	фірмова EPL
Exel 507	Eaton (США)	512	20	RSX-11M	фірмова EPL
CAT-1000	Grumman Electronics Systems(США)	720	50	UNIX	ATLAS
System-45	Interfase Technology (США)	1024	10	фірмова	CIIL
Ironman	Computer Automation (США)	1024	10 – 20	UNIX	MAJIC/ ICDL
Sigma Series	Summation (США)	1320	10	MS DOS	Test Basic
Columbia 2000	Columbia Tejas Test System	320	10	Фірмова	ATLAS

Поелементне діагностування (ЕД) базується на цих принципах і полягає в інваріантному тестуванні кожного ЕРЕ ОД [3-6]. Непошкоджуючий характер контролю досягається за рахунок низьких рівнів тестових сигналів (0.1 – 0.2 В) [3-6]. Для оцінки параметрів ЕРЕ використовується допускний контроль [5], при якому і-й ЕРЕ типу z вважається справним, якщо виконується така умова:

$$y_{oz}^i - \varphi(x_z^i) \leq \delta_z,$$

де y_{oz}^i – номінальне значення параметра і-го елемента типу z ; $\varphi(x_z^i)$ – вимірне значення параметра і-го елемента типу z ; δ_z^i – максимально допустиме відхилення параметра і-го елемента типу z , що контролюється.

У випадку невиконання даної умови, здійснюється подавання додаткових тестових наборів $T^d = \{x_z^d, y_z^d\}$, після реалізації яких можна зробити висновки щодо належності конкретного дефекту і-го ЕРЕ. Зазначимо, що потужність множини T^d значно менша відповідної множини при СД.

Перевагами систем, заснованих на ПД є [3-6]: 1) порівняно невелика трудомісткість розробки тестових послідовностей, обумовлена простотою моделювання ОД, оскільки моделі розробляються не для всього ОД, а для його складових; 2) висока швидкодія тестування (за 1 – 2 проходи тестової процедури), зокрема пошуку кратних, нелогічних та прихованих дефектів; 3) велика глибина пошуку дефектів, (до рівня елементарних ЕРЕ); 4) непошкоджуючий характер тестування; 5) порівняно невеликий час впровадження системи на виробництві; 6) невисока кваліфікація оператора; 7) порівняно невисока вартість системи.

Недоліками ПД є [3-6]: 1) проведення перевірок в статичних режимах, що відрізняються від робочих. При цьому, як правило, неможливе знаходження дефектів функціонування (наприклад, обумовлених викривленням динамічних характеристик ЕРЕ); 2) неможливість знаходження помилок синхронізації; 3) обов'язкова наявність в системах ПД (СПД) ГКП, що призводить до: а) збільшення витрат на спряження системи з ОД; б) зниження надійності діагностування за рахунок ненадійного контактування голок з контактами друкованої плати; в) великий час переналагодження системи під випуск іншої продукції.

Наведемо кілька представників систем ЕД (табл. 1.3) Аналізатори виробничих дефектів серії 5200 (фірма "Marconi Instruments", Англія) є найсучаснішою розробкою фірми [36]. Вони дозволяють ідентифікувати та локалізувати дефекти аналогових та гібридних друкованих вузлів. Тестування аналогових елементів здійснюється при постійному, змінному тестовому сигналі частотою до 30...50 КГц та на перехідному процесі. Рівень та форма тестової на-

пруги задається програмно. При вимірюванні параметрів "R", "L", "C" використовують 2-,..., 6- точкові схеми підключення блока вимірювання до ОД.

Таблиця 1.3

Система	Фірма (Країна)	Кількість КТ	Продуктивність КТ/сек. (КГц)	Тип ОС	Можливість само-навчання
LBA-11	Test System Inc. (США)	2048	2048	MS DOS	є
Серія 101 (LV, MV, HV)	Testronics (США)	98304	3125/1925	MS DOS, PC DOS	є
Серія 103 (LV, MV, HV)	Testronics (США)	49152	4096/2048	MS DOS, PC DOS	є
Kryterion-550	Everett/Charles (США)	16384	2.2	CP/M	є
2500 PCBA	National Industries (США)	8192	400	CP/M	є
3500	Computest (США)	4000	125	MS DOS	є
4400Z	Factron (США)	1024	–	MS DOS	є
Серія GR227X	Genrad (США)	8096	4096	Windows UNIX	є
Integri-Test 4600 utoload	Kollmorgen (США)	32000	–	RT-11	нема
Probot Series Six	Owl Electronic Labs (США)	48000	10	PC DOS	є
CA-4000	Program Data (США)	10240	2000	MS DOS	є
3200B	John Fluke (США)	65535	–	MS DOS	є
MPP 3864	Mania (ФРГ)	65536	2000	CP/M	нема
TSI	Rohde & Schwarz(ФРГ)	4096	–	MS-DOS	є
ALF-70-2	SPEA (Італія)	32768	1000	MS DOS	є
POINT-70 (S, M, AL)	Mitsubisi (Японія)	2048	–	MS DOS	є

Продовження табл. 1.3

Система	Фірма (Країна)	Кількість КТ	Продуктивність КТ/сек. (КГц)	Тип ОС	Можливість само-навчання
Серія 5200	Marconi Instruments Ltd, (Англія)	2112	(50)	Windows, NT/95	є
Серія 4200	теж	8096	(50)	Windows, NT/95	є
888X	теж	4096	(16000)	RT11, RSX-11M	–
730	Membrain (Англія)	1024	(10000)	–	–
Beaver Orac ICA	ATE Systems (США)	512	(20000)	Фірмова	нема
DP-510Z	Datapower (США)	2048	(10000)	NEC-80	нема
L 210i	Teradyne (США)	3024	(10000)	RSX-11+	нема
850	Zehntel (США)	1024	(10000)	Unix	–
860	Zehntel (США)	3024	–	Unix	–
869	Zehntel (США)	2480	(4000)	Unix	–
770	Factron (США)	3072	(50000)	–	–

Системи ЕД (СЕД) 42XX цієї ж фірми дозволяють тестувати складні друковані плати. Вони програмно сумісні і працюють під керівництвом ПЕОМ Pentium-200 (32 Mbytes RAM, PCI-bus) на базі ОС Windows NT/95, або UNIX [37]. Програмне забезпечення дозволяє систематизувати, аналізувати та зберігати результати тестування.

СЕД серії GR227X ("Genrad", США) дозволяють тестувати аналогові та гібридні друковані плати, що містять ВІС та НВІС. Моделі цього сімейства (зокрема GR2272, GR2275, GR2276) оснащені ручними, пневматичними та вакуумними притискними пристроями. Крім того передбачена можливість використання кліпс для тестування будь-яких елементів ОД. Системи функціонують під керівництвом ПЕОМ Pentium з операційною системою Windows або UNIX.

Робочі тестові станції TSI ("Rohde & Schwarz", Германія) є сучасною

розробкою фірми [38]. Вони дозволяють в автоматичному режимі отримувати тести, для гібридних досліджуваних об'єктів по візрцевому пристрою. Програмне забезпечення дозволяє збирати, аналізувати, класифікувати і архівувати інформацію по різних типах ідентифікованих дефектів.

Системи "Kryterion-450", "Kryterion-550" ("Everett/Charles Test Equipment", США) служать для поелементного діагностування друкованих плат. Програмне забезпечення СПД дозволяє обробляти та аналізувати статистичні дані про кількість і відсоток дефектних вузлів по видах і класах. Оператор може вибирати режим автоматичного, напівавтоматичного або ручного програмування [39, 40].

СД моделі 860 фірми "Zehntel" (США) [35] відрізняється використанням двостороннього контактрону Access-2, який дозволяє діагностувати друковані вузли з двостороннім монтажем планарних компонентів.

Компанія "Mitsubisi International" (Японія) розробила СЕД "POINT-70S", "POINT-70M", "POINT-70AL" відповідно з вакуумним, механічним та автоматичним контактронами. Системи використовують інтегральні шестисекційні реле для реалізації шестипроводної методики вимірювань [39].

Комбіноване діагностування (КД) поєднує переваги як СД так і ПД, що дозволяє зменшити час на тестування ОД і локалізацію дефектів, а також підвищити вірогідність результатів тестування. Системи КД [3, 5, 7, 41] можна розділити на структурно-покомпонентні та поелементні з моделюванням роботи складових схеми, що тестується. Перші дозволяють виконувати структурні покомпонентні та поелементні перевірки за різними стратегіями [3]. Другі – поєднують поелементні перевірки з моделюванням функціонування блоків ОД. Це дає можливість підвищити вірогідність діагностування шляхом розширення діапазону можливих значень параметрів досліджуваних елементів за рахунок співставлення результатів моделювання ідеалізованих блоків пристрою, з моделюванням роботи тих же блоків при реально вимірюваних параметрах їх складових.

До недоліків СД можна віднести [3-6]: 1) складність практичної реалізації тестових перевірок (зокрема визначення, в залежності від отриманих поточних результатів, подальшої стратегії тестування); 2) велика трудомісткість підготовки тестових послідовностей (це, як наслідок, потребує високої кваліфікації оператора); 3) досить широка номенклатура контрольних-вимірювальних засобів; 4) висока вартість системи.

Розглянемо кілька представників СКД (табл. 1.4). Фірма "Schlumberger" (Англія) розробила системи моделей S635 і S645 [42, 43] функціонального і поелементного діагностування аналогових і гібридних ОД. Особливістю СКД є те, що вони замість ГКП, використовують керований щуп і зажими, що скорочує час переналагодження систем під іншу продукцію та знижує їх вар-

тість, але призводить до зростання часу локалізації дефектів.

Таблиця 1.4

Система	Фірма (країна)	Кількість КТ	Робоча частота, МГц	Можливість самонавчання
S645	Schlumberger (Англія)	2048	20	є
720	Membrain (Англія)	1024	10-30	нема
Серія 900	Wayne Kerr Inc. (Англія)	680	10	є
GR228X	GenRad (США)	1024	10 – 50	є
GR272X	GenRad (США)	1024	32	є
HP3065 CL, CX	Hewlett-Puckard (США)	1408	10Гц- 5МГц	нема
HP3070	Hewlett-Puckard (США)	2048	20-50	є
L-280	Teradyne (США)	3024	10	нема
Серія 500	Datapower (США)	1024	10	нема
PRO-1990	Protech (США)	1024	2	є

СКД серії GR228X (GenRad, США) можуть виконувати поелементне, функціональне і комбіноване діагностування аналогових та цифрових друкованих вузлів. Модульний принцип побудови системи дозволяє отримати потрібну конфігурацію в залежності від вимог до швидкодії і якості тестування, від особливостей ОД і його виробництва та від вартості системи.

СКД серії 500 фірми "Datapower" (США) виявляють дефекти у вузлах ЕА, забезпечуючи тестування пасивних і активних компонентів. Модель "DP510Z" має шеститочкову архітектуру і дозволяє виконувати деякі функціональні перевірки ОД, наприклад, вимірювати частоту напруги, скважність та ширину імпульсів, подавати 16 програмованих логічних рівнів напруг, на будь-які голки ГКП та здійснювати вимірювання параметрів сигналів з восьми голок [44, 45].

Досить потужні функціональні можливості, завдяки використанню експертної системи, має СКД PRO-1990 ("Protech", США). Вона передбачає режим самонавчання, що робить її досить ефективною в умовах серійного виробництва електронної апаратури ЕА.

Таким чином, аналізуючи вищесказане, можемо зробити висновок, що в

теперішній час, особливо за кордоном, випускається велика кількість різних систем діагностування. Кожна з груп таких систем має свої переваги та недоліки. Так ССД забезпечують високу вірогідність результатів діагностування, проте локалізація дефектів досить трудомістка і потребує надто багато часу. СЕД навпаки, забезпечують досить високу швидкодію локалізації дефектів (в тому числі нелогічних, кратних та прихованих), проте вірогідність діагностування залишається невисокою (приблизно до 80% [3]). З цієї точки зору оригінальний підхід щодо підвищення вірогідності поелементного діагностування пропонується в роботі [30]. В основі такого підвищення лежить моделювання функціонування ідеалізованих блоків пристрою і співставлення його результатів з моделюванням роботи тих же блоків при реально вимірних параметрах їх складових.

1.3. Аналіз підходів щодо отримання вимірної інформації в системах поелементного діагностування

Специфіка задачі вимірювання параметрів двополюсників з комплексним характером імпедансу полягає у неможливості безпосереднього отримання значень шуканих величин, оскільки досліджувані двополюсники, як правило, входять до складу замкнених кіл. В системах поелементного діагностування для розв'язання такої задачі застосовується прийом штучного розчленування електричного кола на його елементарні складові (окремі ЕРЕ) [3, 6, 26, 32].

Штучне відокремлення двополюсника, що досліджується від решти схеми, здійснюється за два етапи. На першому – замкнене коло, що включає даний двополюсник, перетворюється у складне електричне коло (СЕК) типу трикутник (рис. 1.2). Одна з його гілок є двополюсником, параметри якого підлягають вимірюванням і характеризуються імпедансом Z_x , а дві інші гілки являють собою шунтувальні двополюсники з імпедансами Z_1 і Z_2 . На другому – до отриманого СЕК під'єднують пристрій, котрий створює на Z_x такий режим, при якому різниця потенціалів на його полюсах або значення струму, що протікає через нього, визначається тільки його параметрами.

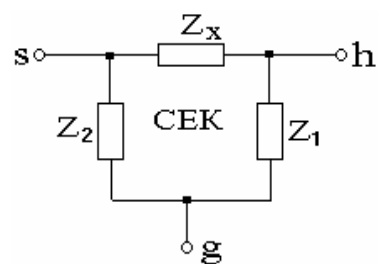


Рис. 1.2. Складне електричне коло

Зазначимо, що задача утворення режиму електричної ізоляції Z_x від Z_1 і Z_2 має багато розв'язків [31], кожен з яких дозволяє побудувати відповідну структуру пристрою, що дозволяє реалізувати даний режим. У літературі такі пристрої називають вимірними

або первинними перетворювачами [3]. На даний момент розроблена велика кількість структур різних ПП [26, 31, 32] на основі операційних підсилювачів. Всі ці перетворювачі можна розділити на два класи, в залежності від того, яким чином до операційного підсилювача підключається СЕК, що досліджується. До одного з таких класів відносять перетворювачі з СЕК на вході, до іншого – з СЕК у зворотному зв'язку [32]. Оскільки дані ПП мають, практично, однакові метрологічні характеристики і відрізняються тільки функціями

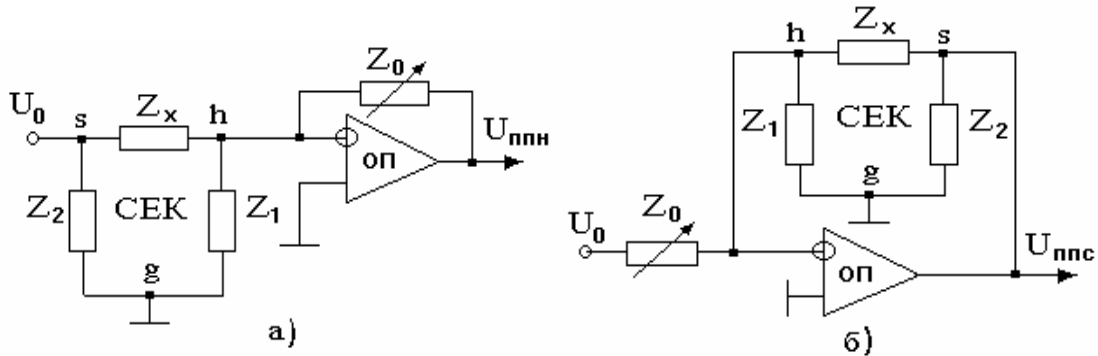


Рис. 1.3. Первинні перетворювачі параметрів двополюсних електричних кіл: а) ППН; б) ППС

перетворення, цілком достатньо навести основи їх функціонування на прикладі двох представників (рис. 1.3), що належать до обох класів.

Режим електричного відокремлення Z_x від Z_1 досягається за рахунок властивості ОП в лінійному режимі роботи досить точно підтримувати на своїх входах (точки h і g) однакові потенціали [46], що еквівалентно режиму електричного розриву у гілці Z_1 . Уникнення впливу Z_2 на досягається за рахунок підключення до нього або джерела опорної напруги U_0 (рис.1.3.а) або, власне, виходу ОП (рис.1.3.б), які, завдяки досить малим вихідним імпедансам, шунтують Z_2 .

ПП з СЕК на вході називають перетворювачем за методом заданої напруги (ППН), а з СЕК у зворотному зв'язку – перетворювачем за методом заданого струму (ППС). Вихідні напруги ППН $U_{ппн}$ та ППС $U_{ппс}$ можна знайти так:

$$U_{ппн} = -U_0 \frac{Z_0}{Z_x} (1 + \gamma_h) + \beta_h; \quad (1.1)$$

$$\gamma_h = \frac{1 - \frac{1}{K y_{вих}} \cdot \frac{1}{Z_0}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} + Z_0 y_{вих} \right) + \frac{1}{K y_{вих}} \left(1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_x} + y_{вих} \right)} - 1; \quad (1.2)$$

$$\beta_H = -e_0 \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} \right) - i_{\text{вх.і}} Z_0; \quad (1.3)$$

$$U_{\text{ппс}} = -U_0 \frac{Z_x}{Z_0} (1 + \gamma_c) + \beta_c; \quad (1.4)$$

$$\gamma_c = \frac{1 - \frac{1}{K y_{\text{вих}}} \cdot \frac{1}{Z_x}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} + Z_0 y_{\text{вх}} \right) + \frac{1}{K y_{\text{вих}}} \left(\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} + y_{\text{вх}} \right) \left(1 + \frac{Z_x}{Z_2} \right) + \frac{1}{Z_2}} - 1; \quad (1.5)$$

$$\beta_H = -e_0 \left(1 + \frac{Z_x}{Z_1} + \frac{Z_x}{Z_0} \right) - i_{\text{вх.і}} Z_x, \quad (1.6)$$

де γ_H – мультиплікативна складова похибки перетворення ППН; β_H – адитивна складова похибки перетворення ППН; K – коефіцієнт підсилення ОП; $y_{\text{вх}}$ – вхідна провідність ОП; $y_{\text{вих}}$ – його вихідна провідність; e_0 – напруга зсуву нуля ОП; $i_{\text{вх.і}}$ – вхідний струм ОП по входу, що інвертує; γ_c – мультиплікативна складова похибки перетворення ППС; β_c – адитивна складова похибки перетворення ППС.

Аналізуючи рівняння (1.1) і (1.4) бачимо, що до їх складу входять похибки, обумовлені властивостями ОП. Такі похибки здебільшого визначаються коефіцієнтом підсилення ОП $K(\omega)$, що залежить від частоти функціонування і має спад 20 дБ/дек., починаючи з десятків – сотень Гц [47, 48]. А робоча частота ОП залежить від параметрів вимірюваних компонентів, і, у ряді випадків, повинна дорівнювати кільком десяткам КГц. Це призводить до зменшення $K(\omega)$ (до 500...1000 і нижче [3, 47]) і сприяє зростанню похибки перетворення. Використання швидкодіючих та гібридних високоякісних і високочастотних ОП недоцільне, оскільки для забезпечення їх стійкого функціонування негативний зворотний зв'язок повинен бути глибоким [49], що для ПП, з ряду причин, що розглядаються, наприклад, в роботах [3, 4, 6], є недопустимим.

Враховуючи сказане, зауважимо, що γ_H в значній мірі залежить від співвідношення $Z_0/(Z_1 K)$, а γ_c – від співвідношення $Z_x/(Z_1 K)$, оскільки інші члени (при $K \geq 500$, $y_{\text{вх}} \geq 10 \text{ Ом}^{-1}$, $y_{\text{вих}} \geq 10^8 \text{ Ом}^{-1}$), внаслідок високого порядку малості, можна не враховувати. β_H здебільшого залежить від складника Z_0/Z_1 , а β_c від Z_x/Z_1 .

Графік залежності мультиплікативної складової похибки від співвідношень Z_x/Z_1 та Z_0/Z_1 наведений на рис. 1.4. З графіка бачимо, що вже при відношенні 60 (якщо $K=500$) похибка сягає близько 10%. Це призводить до по-

хибок прийняття рішень. Так, наприклад, при вимірюванні ємності конденсатора $Z_x=C_x=100$ пФ, якщо $Z_1=R_1=1$ КОм, $R_0=160$ КОм, мультиплікативна похибка перетворення на частоті 10 КГц, згідно з (1.2, 1.5) буде сягати близько -24%, і вимірне значення ємності буде дорівнювати 74 пФ для ППН і 124 пФ для ППС.

З метою зменшення похибок перетворення, що обумовлені шунтуванням входу ПП, використовують перетворювачі, що реалізують метод змінення структури [50, 51] (рис. 1.5). Вимірювання виконується за два цикли. У першому циклі перемикач SW знаходиться в положенні 1. Вихідна напруга ПП U_1 , без урахування складників високого порядку малості, може бути описана так [3]:

$$U_1 = -\frac{U_0 Z_{02}}{Z_x} (1 + \gamma_1) + \beta_1 = -\frac{U_0 Z_{02}}{Z_x} \frac{1}{1 + Y_a / K} - e_0 Y_a - i_{\text{вх.і}} Z_{02};$$

$$Y_a = 1 + \frac{Z_{02}}{Z_x} + \frac{Z_{02}}{Z_1} + \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$$
(1.7)

де γ_1 – складова похибки перетворення при першому положенні ключів SW; β_1 – адитивна складова похибки перетворення при першому положенні ключів; Z_{02} – взірцевий елемент зворотного зв'язку ПП; Z_{01} – взірцевий елемент прямого зв'язку ПП.

У другому циклі перетворення, при змінненні структури ПП за допомогою перемикання ключа SW вихідна напруга перетворювача, без врахування складників високого порядку малості, набуває вигляду:

$$U_2 = -U_0 \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \cdot (1 + \gamma_2) + \beta_2 = -U_0 \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \cdot \frac{1}{1 + Y_a / K} - e_0 Y_a - i_{\text{вх.і}} Z_{02},$$
(1.8)

де γ_2 – мультиплікативна складова похибки перетворення ПП при другому положенні ключів SW; β_2 – адитивна складова похибки перетворення в цьому ж положенні ключів.

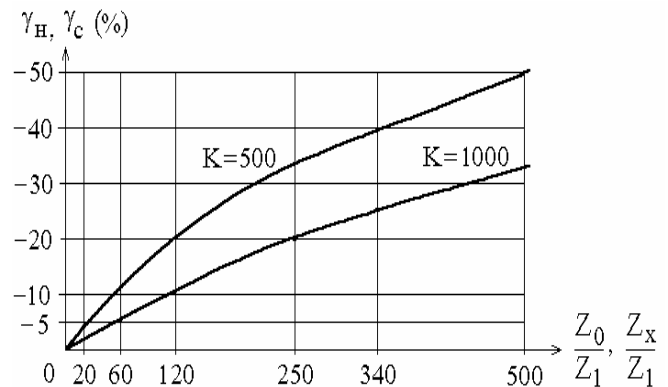


Рис. 1.4. Графік залежності γ_n (γ_c) від співвідношення Z_0/Z_1 (Z_x/Z_1)

Аналізуючи рівняння (1.7) і (1.8) бачимо, що $\beta_1 = \beta_2$ і $\gamma_1 = \gamma_2$. Оскільки адитивна складова похибки не залежить від значення напруги тестового сигналу U_0 , її можна виключити шляхом виконання двох послідовних вимірювань при різних знаках U_0 з наступним відніманням отриманих сигналів. Виключення мультиплікативної складової, досягається шляхом ділення одного на другий отриманих сигналів, що не містять адитивних складових. При цьому функція перетворення ПП визначається співвідношенням Z_{01}/Z_x .

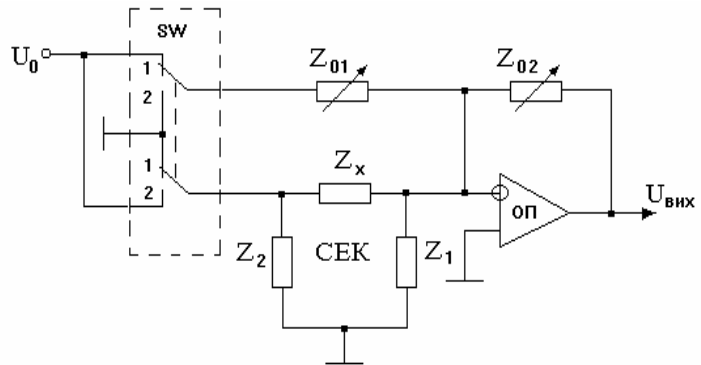


Рис. 1.5. Схема ПП з автоматичною корекцією похибки перетворення

До недоліків методу можна віднести: 1) необхідність додаткових взірцевих елементів з відповідними елементами комутації, що включають реле [3], для забезпечення достатньої точності результатів перетворення, оскільки електронні ключі мають далеко не ідеальні характеристики (насамперед великий опір у замкненому стані) [52, 53]; 2) складність реалізації та невисока швидкість ПП, обумовлена необхідністю проведення послідовних у часі циклів перетворення; 3) неможливість перетворення параметрів паралельних двополісників, якщо значення їх імпедансів на тестовій частоті відрізняються на порядок і більше.

Перевагою наведеного методу є високі точнісні показники перетворення при значенні співвідношення Z_0/Z_1 до 10^3 і більше.

Ще одним джерелом виникнення похибок перетворення є паралельне шунтування досліджуваного двополісника Z_i іншим $Z_{ш}$ (рис. 1.6).

При підключенні такого СЕК до ППН та ППС, якщо не брати до уваги вплив двополісника Z_1 , отримуємо такі узагальнені функції перетворення:

$$U_{\text{пнн}} = -U_0 \cdot Z_0 / Z_i \cdot (1 + \gamma_{\text{пн}}), \quad \gamma_{\text{пн}} = Z_i / Z_{\text{ш}}; \quad (1.9)$$

$$U_{\text{ппс}} = -U_0 \cdot Z_i / Z_0 \cdot (1 + \gamma_{\text{пс}}), \quad \gamma_{\text{пс}} = 1 / (1 + Z_{\text{ш}} / Z_i), \quad (1.10)$$

де $\gamma_{\text{пн}}$, $\gamma_{\text{пс}}$ – значення неінформативної складової вихідного сигналу ППН та ППС відповідно.

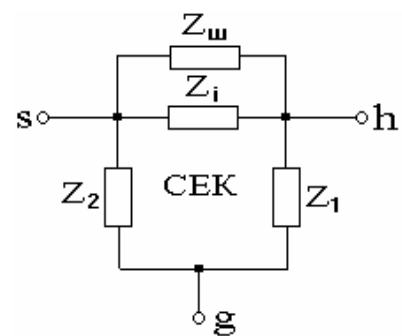


Рис. 1.6. СЕК при паралельному шунтуванні $Z_{\text{ш}}$

Зазначимо, що вимірювання параметра елемента Z_i можливе при виконанні умови $Z_i/Z_{\text{ш}} \leq (5 \dots 10)$. В протилежному випадку, перетворювач входить в такий режим, що призводить до часткової або повної втрати інформації про вимірюваний параметр. Так, наприклад, при вимірюванні ємності конденсатора $Z_i = C_x = 100$ пФ, якщо $Z_{\text{ш}} = R_x = 1$ КОм, $f_0 = 10$ КГц, $U_0 = 0.2$ В, $R_0 = 160$ КОм, то $U_{\text{пнн}}$ дорівнюватиме близько -32 В, а $U_{\text{пнс}}$ – приблизно -1.3 мВ. При цьому в першому випадку ОП увійде в режим насичення, а в другому його вихідний сигнал буде сумірним з рівнем завад, що призведе, практично, до втрати інформативного сигналу.

Таким чином нам необхідно розв'язати дві задачі. Перша задача полягає у зменшенні похибки, що обумовлена шунтуванням входу первинного перетворювача, а друга – у зменшенні похибки, що обумовлена паралельним шунтуванням досліджуваного двополюсника, інакше кажучи, метою другої задачі є підвищення точності роздільного отримання інформації. Далі розглянемо відомі методи такого роздільного отримання інформації, а також наведемо їх основні переваги та недоліки.

1.4. Аналіз методів роздільного перетворення параметрів комплексних компонентів замкнених кіл

Основний принцип роздільного отримання інформації полягає у виділенні з вихідного комплексного сигналу ПП $U(t) = \sum_{i=1}^n U_i(t)$ (оскільки він, в загальному випадку, містить декілька складових) саме тієї його складової $U_i(t)$, що пропорційна значенню шуканого параметра [26]. Для здійснення такого виділення необхідно, щоб в момент отримання інформації, наприклад, про n -й параметр, сума всіх інших складових наближалася до нуля, $U(t) = \sum_{i=1}^{n-1} U_i(t) \rightarrow 0$ або, принаймні, була набагато менша ніж інформативна величина. Це досягається такими шляхами [26]:

1. Якщо $\sum_{i=1}^{n-1} U_i(t) \Big|_{\text{при } t = t_0} \rightarrow 0$, то виконати відлік в момент часу $t = t_0$.
2. Виконуючи визначені алгоритми обробки, скомпенсувати сигнал $\sum_{i=1}^{n-1} U_i(t)$.
3. Якщо $\sum_{i=1}^{n-1} U_i(t) \Big|_{\text{при } t = t_0} \rightarrow U$, то виконати відлік в момент часу $t = t_0$, одночасно компенсуючи U .

Зазначимо, що на сьогодні, з метою зменшення похибок отримання роздільної інформації про параметри двополюсників (з комплексним характером імпедансу) у складі замкнених кіл використовують різні методи [1, 3, 4, 6, 10, 26, 32, 50, 51, 54-56]. Оскільки вони характеризуються досить великою різноманітністю, розглянемо найбільш поширені з них та приведемо їх основні переваги та недоліки. В основу методів отримання роздільної інформації покладено принцип детектування синфазної і квадратурної складової вихідного сигналу ПП [26, 32, 57]. Один з різновидів такого детектування реалізується методом двотактного інтегрування. Спрощена структурна схема вимірювального тракту, що дозволяє його реалізувати, наведена на рис. 1.7 [3]. Розглянемо особливості його функціонування.

На першому такті, (наприклад, при вимірюванні параметрів паралельно з'єднаних резистора R_x і конденсатора C_x) на вхід ППН подають тестовий вплив $U_0 = U_m \cdot \sin(\omega t)$ (де U_m – його амплітуда, а $\omega = 2\pi f$ – частота). В результаті, на виході перетворювача одержимо напругу, що визначається таким рівнянням:

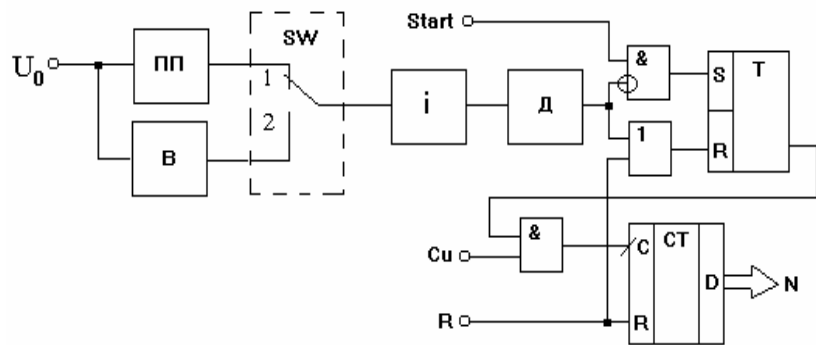


Рис. 1.7. Структурна схема вимірювального тракту, що реалізує метод двотактного інтегрування

$$U_{\text{вих}} = -U_m \left(R_0 / R_x \cdot \sin(\omega t) + \omega C_x R_x \cos(\omega t) \right).$$

Після її інтегрування за допомогою інтегратора (І) протягом половини періоду T тестового сигналу на інтервалах від 0 до $T/2$, або від $T/4$ до $3T/4$, отримаємо рівні напруг, які пропорційні відповідно синфазній $U_{\text{сф}}$ або квадратурній $U_{\text{кв}}$ складовим комплексного сигналу ПП, тобто:

$$U_{\text{сф}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{T/2} -U_m \left(\frac{R_0}{R_x} \sin(\omega t) + \omega C_x R_x \cos(\omega t) \right) dt = \frac{2U_m R_0}{\tau \omega R_x}; \quad (1.11)$$

$$U_{\text{кв}} = \frac{1}{\tau} \int_{T/4}^{3T/4} -U_m \left(\frac{R_0}{R_x} \sin(\omega t) + \omega C_x R_x \cos(\omega t) \right) dt = \frac{2U_m C_x R_0}{\tau}, \quad (1.12)$$

де τ – постійна часу інтегратора.

На другому такті здійснюється розряд ємності інтегратора постійною напругою U_{Π} (U_{Π} отримується шляхом випрямлення на випрямлячі (В) тестової напруги U_0 з деяким коефіцієнтом K) до нуля, коли спрацює детектор нуля (Д). Тоді напруга на виході інтегратора, при вимірюванні синфазної або квадратурної складових може бути описана, відповідно, такими рівняннями:

$$U_{pi} = U_{сф} - \frac{1}{\tau} \int_{T/2}^{T/2+t_{p.сф}} U_{\Pi} dt = \frac{2U_m R_0}{\tau \omega R_x} - \frac{U_{\Pi} t_{p.сф}}{\tau} = 0;$$

$$U_{pi} = U_{кв} - \frac{1}{\tau} \int_{3T/4}^{3T/4+t_{p.кв}} U_{\Pi} dt = \frac{2U_m C_x R_0}{\tau} - \frac{U_{\Pi} t_{p.кв}}{\tau} = 0,$$

звідки:
$$t_{p.сф.} = \frac{2U_m R_0}{U_{\Pi} \omega R_x}; \quad t_{p.кв.} = \frac{2U_m C_x R_0}{U_{\Pi}},$$

де $t_{p.сф}$ – час розрядження ємності до нуля при вимірюванні синфазної та квадратурної складових відповідно.

Перевагами методу є: 1) висока завадостійкість, завдяки режиму двотактного інтегрування; 2) можливість паралельного отримання інформації щодо значень параметрів елементів, що досліджуються.

До основних недоліків даного методу можна віднести: 1) неможливість вимірювання параметрів паралельно з'єднаних двополюсників з комплексним характером імпедансу, якщо імпеданси їх складових на тестовій частоті відрізняються на порядок і більше, оскільки ОП, в такому випадку, входить в режим обмеження, яке призводить до втрати інформації про вимірюваний параметр; 2) значні похибки перетворення при шунтуванні входу ПП двополюсником Z_1 (див. рівняння (1.1 – 1.3)); 3) невисока швидкодія перетворення, обумовлена двома тактами інтегрування.

З метою підвищення швидкодії перетворення використовують методи стробування [57], застосовуючи в ПП швидкодіючі пристрої виділення миттєвих значень вихідної напруги перетворювача $U_{вих}$. Так, наприклад, при дослідженні R_x -, C_x - параметрів, вимірюють значення $U_{вих}$ в моменти часу $T/4$ та $T/2$, отримуючи при цьому, відповідно, такі напруги:

$$U_{(T/4)} = U_m \cdot R_0 / R_x; \quad U_{(T/2)} = U_m \omega C_x R_0. \quad (1.13)$$

Дані напруги запам'ятовують, відповідно, на конденсаторах з ємностями $C_{сф}$ і $C_{кв}$ які, після цього, розряджають до 0 струмом I_p пропорційним U_m з коефіцієнтом K ($I_p \sim U_m/K$). В результаті час розрядження для активного та реактивного параметрів, буде визначатися, відповідно, такими рівняннями:

$$t_{p.c\phi} = \frac{I_{p.c\phi} \cdot C_{c\phi}}{U_{(T/4)}} = \frac{C_{c\phi} R_x}{R_0 K}; \quad t_{p.kv} = \frac{I_{p.kv} \cdot C_{kv}}{U_{(T/2)}} = \frac{C_{kv}}{\omega C_x R_0 K}.$$

Перевагою описаного методу є підвищена (в порівнянні з попереднім випадком) швидкодія. До недоліків можна віднести: 1) неможливість вимірювання параметрів паралельних двополюсників, коли відношення імпедансів їх складових на частоті тестового впливу відрізняються на порядок і більше; 2) значні похибки перетворення при шунтуванні входу ПП двополюсником Z_1 (див. рівняння 1.1 – 1.3); 3) невисока завадостійкість перетворення.

Ще одним методом вимірювання параметрів двополюсників з комплексним характером імпедансу є метод синхронного детектування [6], яке відбувається за допомогою ключів, що комутуються, синхронно з опорним періодичним сигналом. Структурна схема двоканального синхронного детектора з підсилювачами, що масштабують ПМ1, ПМ2, наведена на рис. 1.8 [6]. На вхід детектора з виходу вимірювального перетворювача подається напруга $U_m(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \phi)$, яка зсунута на кут ϕ відносно напруги генератора $U_0(t) = U_0 \cdot \sin(\omega t)$. Напругу $U_m(t)$ можна представити як: $U_m(t) = U_m \cdot \cos(\phi) \cdot \sin(\omega t) + U_m \cdot \sin(\phi) \cdot \cos(\omega t)$, де $U_m \cos(\phi) = U_0 (R_0/R_x) \cdot \sin(\omega t)$ – складова комплексного сигналу ПП, пропорційна активній провідності Z_x ; $U_m \sin(\phi) = \omega C_x R_0 U_0 \cdot \cos(\omega t)$ – складова сигналу ПП, пропорційна реактивній провідності Z_x . На входи керування синхронних детекторів СД1 і СД2 подаються сигнали: $U_{k1}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$ і $U_{k2}(t) = U_m \cdot \cos(\omega t)$, які змінюють

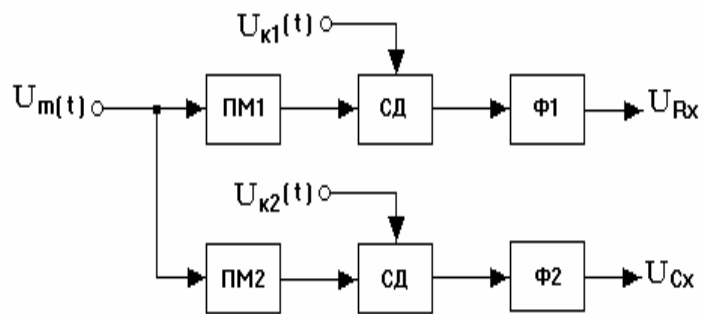


Рис. 1.8. Двоканальний синхронний детектор

коєфіцієнти перетворення детекторів. З урахуванням ПМ, коєфіцієнти перетворення в каналах: $K_1(t) = K_{m1} \text{sign}[U_{k1}(t)]$; $K_2(t) = K_{m2} \text{sign}[U_{k2}(t)]$, де K_{m1} , K_{m2} – коєфіцієнти, що враховують перетворення в ПМ, детекторі та фільтрі відповідного каналу. Фільтри нижніх частот Ф1 і Ф2 виділяють постійні складові з виходів детекторів, що пропорційні R_x та C_x :

$$U_{Rx} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m(t) \cdot K_1(t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R_0}{R_x} K_{m1} U_0;$$

$$U_{C_x} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m(t) \cdot K_2(t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \cdot 2\omega C_x K_{m2} U_0.$$

До недоліків методу можна віднести: 1) неможливість вимірювання параметрів паралельно з'єднаних двополюсників з комплексним характером імпедансу, коли імпеданси їх складових на частоті тестового впливу відрізняються на порядок і більше; 2) значні похибки перетворення при шунтуванні входу ПП двополюсником Z_1 (див. рівняння 1.1 – 1.3); 3) Неможливість застосування методу для ППН.

Перевагою методу є можливість паралельного отримання інформації про значення параметрів досліджуваних елементів. Ще один метод перетворення параметрів паралельних двополюсних електричних кіл (ДЕК) може бути реалізований за допомогою компенсаційних ПП з періодичними імпульсними сигналами, які забезпечують можливість виконання способу компенсаційного перетворення [6]. Спрощена структурна схема такого перетворювача представлена на рис. 1.9. Його особливістю є використання цифрокерованого ге-

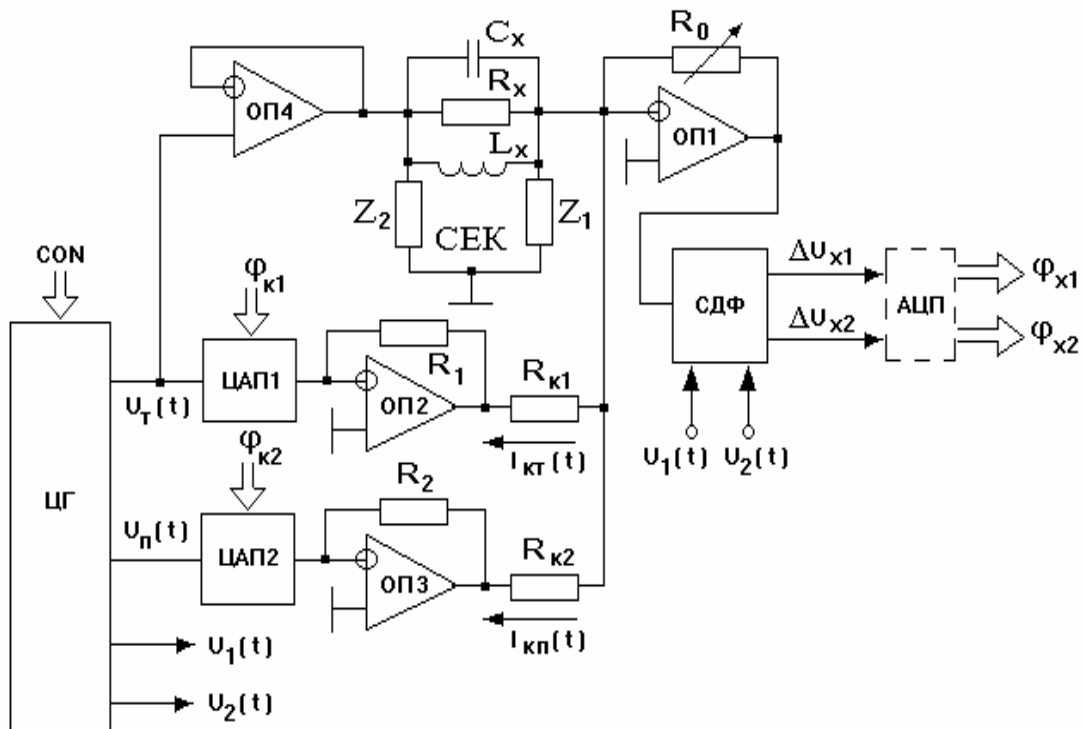


Рис. 1.9. Схема компенсаційного перетворювача

нератора (ЦГ), котрий формує стабілізовані напруги трикутної $U_T(t)$ та прямокутної $U_n(t)$ форм, які масштабуються кодами коефіцієнтів ділення ϕ_{k1} та ϕ_{k2} , за допомогою ЦАП і перетворюються, відповідно, в компенсаційні струми $I_{k1}(t)$, $I_{k2}(t)$:

$$I_{\text{кт}}(t) = \varphi_{\text{к1}} \cdot U_{\text{T}}(t) / R_{\text{к1}}; \quad I_{\text{кп}}(t) = \varphi_{\text{к2}} \cdot U_{\text{п}}(t) / R_{\text{к2}}.$$

При цьому на вході ОП1 діє різницевий струм $\Delta I_x(t) = I_{\text{хт}}(t) + I_{\text{хп}}(t) - I_{\text{кт}}(t) - I_{\text{кп}}(t)$, де $I_{\text{хт}}(t)$ – трикутна складова струму через досліджувані паралельні елементи; $I_{\text{хп}}(t)$ – прямокутна складова струму через Z_x .

Вихідна напруга ОП1 детектується, масштабується і фільтрується за допомогою синхронного детектора СДФ (див. рис. 1.8). При цьому постійні напруги ΔU_{x1} , ΔU_{x2} на його виходах будуть пропорційними, відповідно, середневипрямленим значенням трикутної та прямокутної складових різницевого струму $\Delta I_x(t)$:

$$\Delta U_{x1} = \frac{1}{2} \cdot K_{\text{КМ1}} \cdot R_0 U_{\text{T}} \left(\frac{1}{R_x} - \frac{\varphi_{\text{к1}}}{R_{\text{к1}}} \right); \quad \Delta U_{x2} = 4 \cdot K_{\text{КМ2}} \cdot R_0 f_0 U_{\text{T}} \left(C_x - \frac{\varphi_{\text{к2}} \cdot U_{\text{п}}}{4f_0 U_{\text{T}} R_{\text{к1}}} \right),$$

де f_0 – частота тестового сигналу.

Зазначимо, що $\varphi_{\text{к1}}$ і $\varphi_{\text{к2}}$ залежать від значень R_x -, C_x - перетворюваних параметрів, і, в стані рівноваги ПП (коли $\Delta U_{x1}=0$, $\Delta U_{x2}=0$), будуть дорівнювати:

$$\varphi_{\text{к1}} = R_{\text{к1}} / R_x; \quad \varphi_{\text{к2}} = 4C_x \cdot f_0 U_{\text{T}} R_{\text{к2}} / U_{\text{п}}.$$

Основними недоліками методу є: 1) значні похибки перетворень при шунтуванні входу ПП дво полюсником Z_1 (див. рівняння 1.1 – 1.3); 2) неможливість використання методу при вимірюванні параметрів дво полюсних електричних кіл у зворотному зв'язку ОП, що обмежує його використання; 3) невисока швидкодія перетворення обумовлена необхідністю виконання декількох, послідовних у часі вимірювань, з метою формування компенсувальних кодів.

Перевагою даного методу є можливість дослідження паралельних комплексних дво полюсників у випадках, коли значення їх активної та реактивної складових відрізняються від одного до двох – трьох порядків.

Таким чином, враховуючи вищесказане, можемо зробити висновок, що розглянуті методи вирішують поставлену проблему зменшення похибок перетворення лише в деяких окремих випадках, що обмежує використання даних методів, і є їх основним недоліком. Отже, і на сьогодні задача розробки нових, більш досконалих методів вимірювання, а також перетворювачів параметрів ДЕК, на їх основі, залишається досить актуальною.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ У СКЛАДІ ЗАМКНЕНИХ КІЛ

На сьогодні відомі дві загальні групи методів підвищення точності вимірювальних приладів [58]: методи запобігання виникнення похибок та методи зниження впливу існуючих похибок. До першої групи відносять конструктивно-технологічні та захисно-запобіжні методи. Вони найзручніші, оскільки запобігають виникненню похибки або перевищенню похибкою певної межі, але потребують підвищення рівня та якості технології виробництва ЕРЕ. Конструктивно-технологічні методи полягають у використанні елементів та вузлів найвищої якості з найстабільнішими параметрами (наприклад, для зменшення температурної похибки – використання термостабільних резисторів і т. п.). Захисно-запобіжні методи дозволяють зменшити вплив зовнішніх факторів і полягають у зменшенні діапазону їх зміни в локалізованому просторі (наприклад, для похибки від температури – термостативування і т. д.).

До другої групи відносять методи корекції (функціональної мінімізації) та статистичної мінімізації похибок. Особливістю цих методів є те, що вони направлені на зниження похибок, що існують. Функціональна мінімізація похибок полягає у зниженні їх рівня на основі аналітичного або експериментального їх виявлення. А статистична мінімізація – у зниженні передбачуваних, але не виявлених похибок (наприклад, шляхом усереднення результатів багаторазових або множинних вимірювань).

В даному розділі розглядаються методи функціональної мінімізації похибок перетворення вимірювальних перетворювачів.

2.1. Обґрунтування вибору підходу щодо зменшення похибок вимірювань первинних перетворювачів

Як було показано у розділі 1.3, особливі складності при діагностуванні двополюсників у складі друкованих вузлів ЕП, виникають: 1) при шунтуванні входу ПП елементами об'єкта діагностування; 2) при паралельному шунтуванні двополюсника, що досліджується, іншими елементами схеми (див. рис. 1.2). В першому випадку похибка перетворення визначається, здебільшого, значенням коефіцієнта шунтування входу перетворювача, тобто залежить від співвідношення імпедансів Z_0/Z_1 , або Z_x/Z_1 (див. рівняння 1.1 – 1.6). При зростанні значень наведених співвідношень до $500 \dots 10^3$, на частотах тестового сигналу порядку 10 КГц, похибка перетворення може значно перевищувати 100%, що не дозволяє отримати адекватну інформацію щодо значень шу-

каних параметрів. В другому випадку похибка перетворення залежить від співвідношення $Z_i/Z_{ш}$ (див. формули 1.9, 1.10). При зростанні значень $Z_i/Z_{ш}$ вище деякої межі (як правило 5...10 [3]), ПП входить в такий режим, що призводить до часткової або повної втрати інформації про вимірюваний параметр.

З метою зменшення таких похибок пропонується нейтралізувати вплив двополюсників, що призводять до їх виникнення. В основі цієї нейтралізації лежить таке припущення: якщо паралельно до шунтувального двополюсника з імпедансом $Z_{шнт}$ підключити деякий пристрій, такий, щоб загальний імпеданс між точками утвореного кола (тобто точками самого шунтувального двополюсника) дорівнював нескінченності – похибка перетворення, відповідно, наблизиться до нуля [59, 60]. Це може бути досягнуто: по-перше, якщо імпеданс Z_p пристрою, що підключається до шунтувального двополюсника є від'ємним; по-друге, якщо буде виконуватись умова (2.1), внаслідок чого загальний струм між полюсами двополюсника $Z_{шнт}$ дорівнюватиме нулю.

$$|-Z_p| = Z_{шнт}, \quad (2.1)$$

З робіт [46, 48, 61, 62] відомо, що від'ємний імпеданс може бути отриманий на основі активної схеми, яка називається конвертером від'ємного імпедансу (КВІ). Під КВІ, взагалі, розуміють чотириполюсник, який "перетворює" імпеданс Z_k , підключений до однієї пари полюсів (рис. 2.1.а) у від'ємний імпеданс ($-Z_k$) з боку іншої пари полюсів [61]. Головною властивістю цього чотириполюсника є те, що в ньому направлення струму і прикладеної напруги з боку останньої пари полюсів не збігаються. Ідеальне рівняння його функціонування має такий вигляд [46]:

$$Z_{вх} = U_{вх} / I_{вх} = -Z_k,$$

де $Z_{вх}$ – вхідний імпеданс КВІ; $U_{вх}$ – вхідна напруга КВІ; $I_{вх}$ – вхідний струм КВІ; Z_k – загальний імпеданс еталонного елемента (або їх сукупності).

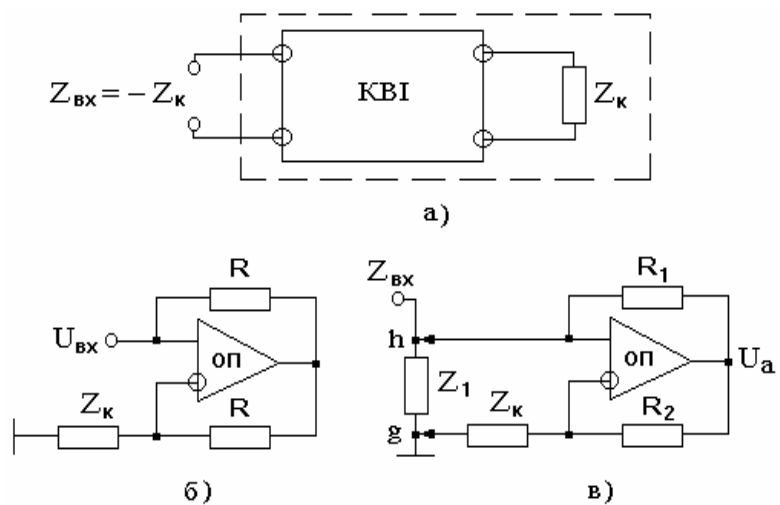


Рис. 2.1. Конвертер від'ємного імпедансу:
а) узагальнена схема; б) варіант реалізації;
в) навантажений КВІ

Один з варіантів реалізації конвертера зображено на рис. 2.1.б [48]. Значення його вхідного імпедансу можна знайти користуючись топологічними методами [63], які дозволяють замінити математичні дії діями над елементами графа. Для аналізу будемо використовувати двонаправлені графи, які є різновидністю направлених сигнальних графів Мезона і запропоновані Робішо для спрощення деяких операцій при роботі з графами [63].

Двонаправлений граф для пасивних електричних кіл являє собою топологічно схожу з вузлами і елементами кола сукупність відповідних вузлів та гілок графа. При цьому передачі даних гілок дорівнюють провідностям елементів, що відображаються графом кола.

Для активних елементів схеми (в даному випадку ОП), граф представляє визначену сукупність зв'язаних між собою гілок, які відображають їх активні та пасивні властивості [63] (рис. 2.2). Тут K – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку; $y_{вх}$, $y_{вих}$ – вхідна та вихідна провідності ОП відповідно.

Враховуючи вищесказане, конвертеру від'ємного імпедансу буде відповідати граф, що поданий на рис. 2.3.

Вхідний імпеданс КВІ можна знайти використовуючи формулу [63]:

$$Z_{к.вх} = \Delta_k / \Delta_x, \quad (2.2)$$

де Δ_k , Δ_x – визначник графа електричного кола в режимі короткого замикання та холостого ходу вхідного вузла схеми відповідно; Визначники Δ_k і Δ_x можна знайти за формулою

$$\Delta = \sum_i C_{0p_i} \cdot \Delta_{0p_i}, \quad (2.3)$$

де C_{0p_i} – передача i -го прямого шляху із базового вузла 0 у вузол p , прийнятий за вузол розкриття; Δ_{0p_i} – визначник доповнення до цього шляху, тобто визначник під графа, який формується із початкового графа, при з'єднанні усіх вузлів прямого шляху з базовим вузлом.

Визначники доповнення до прямих шляхів також знаходяться за формулою (2.3). Крім того, паралельні гілки, направлення яких збігаються,

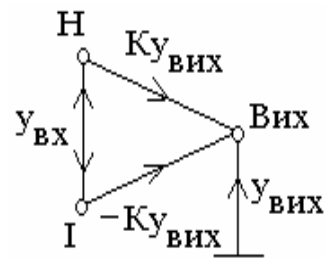


Рис. 2.2. Двонаправлений граф операційного підсилювача

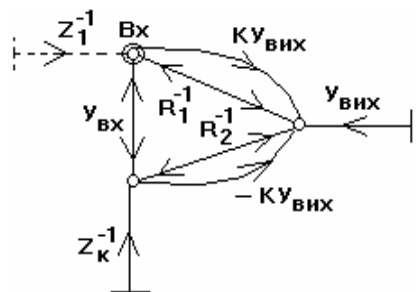


Рис. 2.3. Двонаправлений граф КВІ

замінюються однією гілкою, з передачею, що дорівнює сумі передач цих гілок.

При знаходженні Δ_k – вхідний вузол схеми з'єднують з її базовим вузлом, а при знаходженні Δ_x – таке з'єднання не виконується.

Отже, опускаючи виведення та нехтуючи складовими з високим порядком малості, отримаємо таке рівняння для $Z_{k.BX}$ КВІ:

$$Z_{k.BX} = -Z_k \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1 + \frac{1}{K} + \frac{1}{K} \cdot \frac{R_2}{Z_k}}{1 - \frac{1}{K} - \frac{1}{K} \cdot \frac{Z_k}{R_2}} = -Z_k \frac{R_1}{R_2} (1 + \delta_3); \quad (2.4)$$

$$\delta_3 = \frac{\frac{1}{K} \left(2 + \frac{R_2}{Z_k} + \frac{Z_k}{R_2} \right)}{1 - \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_k}{R_2} \right)},$$

де δ_3 – мультиплікативна складова похибки, яка виникає при формуванні $Z_{k.BX}$.

Аналізуючи даний вираз, робимо висновки:

1) для зменшення похибки конвертування, значення імпедансів R_2 і Z_k не повинні відрізнятися більше ніж на порядок (у випадку, якщо $Z_k = R_2$, $\delta_3 = \min$);

2) частота функціонування ПП з КВІ, з метою отримання великого значення K не повинна перевищувати 1...2 десятка КГц;

3) в ряді випадків (при формуванні C_k , L_k) елементи Z_k і R_0 , можна міняти місцями.

Схема навантаженого конвертера показана на рис. 2.1.в [46]. Значення імпедансу між точками g і h утвореного кола, згідно з (2.4), без урахування коефіцієнта підсилення ОП та складових високого порядку малості, дорівнює:

$$Z_{gh} \approx \frac{1}{R_2} \left/ \left(\frac{1}{Z_1 R_2} - \frac{1}{Z_k R_1} \right) \right.$$

Як бачимо, при $Z_k = Z_1$ і $R_1 = R_2$ значення імпедансу Z_{gh} наближається до нескінченності, що підтверджує наведене вище припущення.

Звернемо увагу на ще одну особливість режиму роботи КВІ. ОП охопленний від'ємним і додатним зворотними зв'язками. При цьому напруги від'ємного U_n та додатного U_p зворотних зв'язків, дорівнюватимуть [46]:

$$U_H = U_a \cdot \frac{Z_k}{(Z_k + R_2)}; \quad U_H = U_a \cdot \frac{Z_1}{(Z_1 + R_1)},$$

де U_a – напруга на виході ОП КВІ.

Отже, для забезпечення стійкого функціонування схеми, необхідно стежити, щоб негативний зворотний зв'язок переважав позитивний в усій смузі робочих частот (тобто, щоб виконувалась вимога $U_H > U_0$). А це можливо у випадку, якщо $R_1 \cdot Z_k > R_2 \cdot Z_1$ (або $Z_k > Z_1$, при $R_1 = R_2$).

Узагальнена структурна схема вимірювального перетворювача з підключеними КВІ для зменшення впливу двополосників $Z_{ш}$ і Z_i подана на рис. 2.4.

До складу перетворювача входять: 1) комутатор напрямку, який дозволяє реалізувати різноманітні структури ПП; 2) операційний підсилювач, що виконує функції врівноваження СЕК [31]; 3) генератор тестових сигналів (ГТС); 4) конвертери від'ємних імпедансів КВІ1 та КВІ2, котрі, відповідно, нейтралізують вплив шунтувальних двополосників $Z_{ш}$ і Z_1 на результат перетворення шуканих величин.

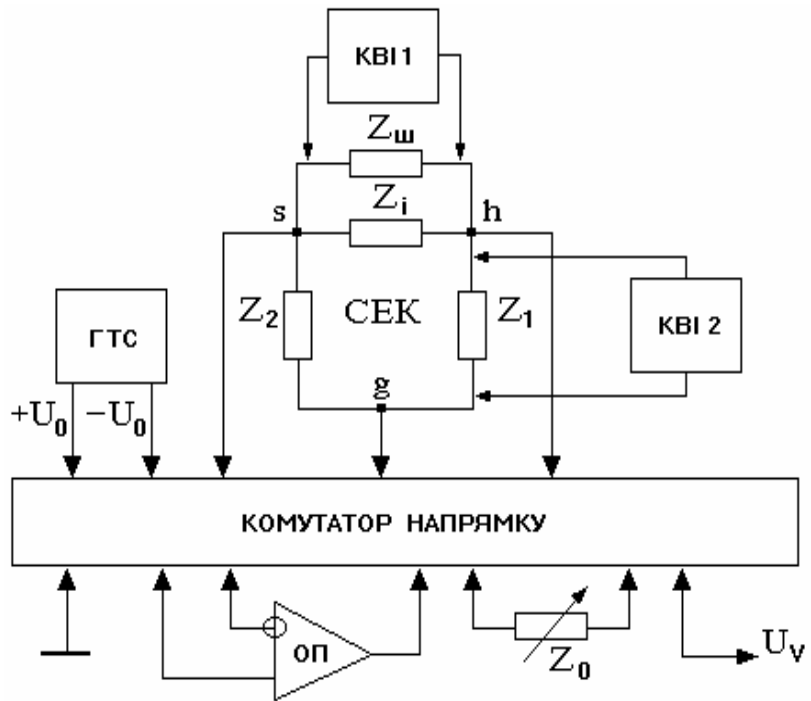


Рис. 2.4. Узагальнена структурна схема ПП з КВІ

Зазначимо, що від'ємна нейтралізація може бути застосована для широкого кола ПП. У наступних двох розділах монографії розглядається застосування запропонованого методу для зменшення похибки перетворення як при шунтуванні входу перетворювача, так і при паралельному шунтуванні досліджуваного двополосника іншим.

2.2. Розробка методу підвищення точності вимірювання параметрів пасивних двополюсників при шунтуванні входу вимірювального перетворювача

Як було зазначено в попередньому розділі, для зменшення похибки, що обумовлена шунтуванням входу ПП, необхідно нейтралізувати вплив шунтувального двополюсника шляхом підключення до нього конвертера від'ємного імпедансу. При цьому абсолютне значення вхідного імпедансу КВІ повинно дорівнювати імпедансу шунтувального двополюсника.

В результаті доповнення вимірювальних перетворювачів конвертерами отримаємо схеми, представлені на рис. 2.5 [59]. Проаналізуємо дані схеми згідно з топологічними методами [63], використовуючи графи схем, що наведені на рис. 2.6.

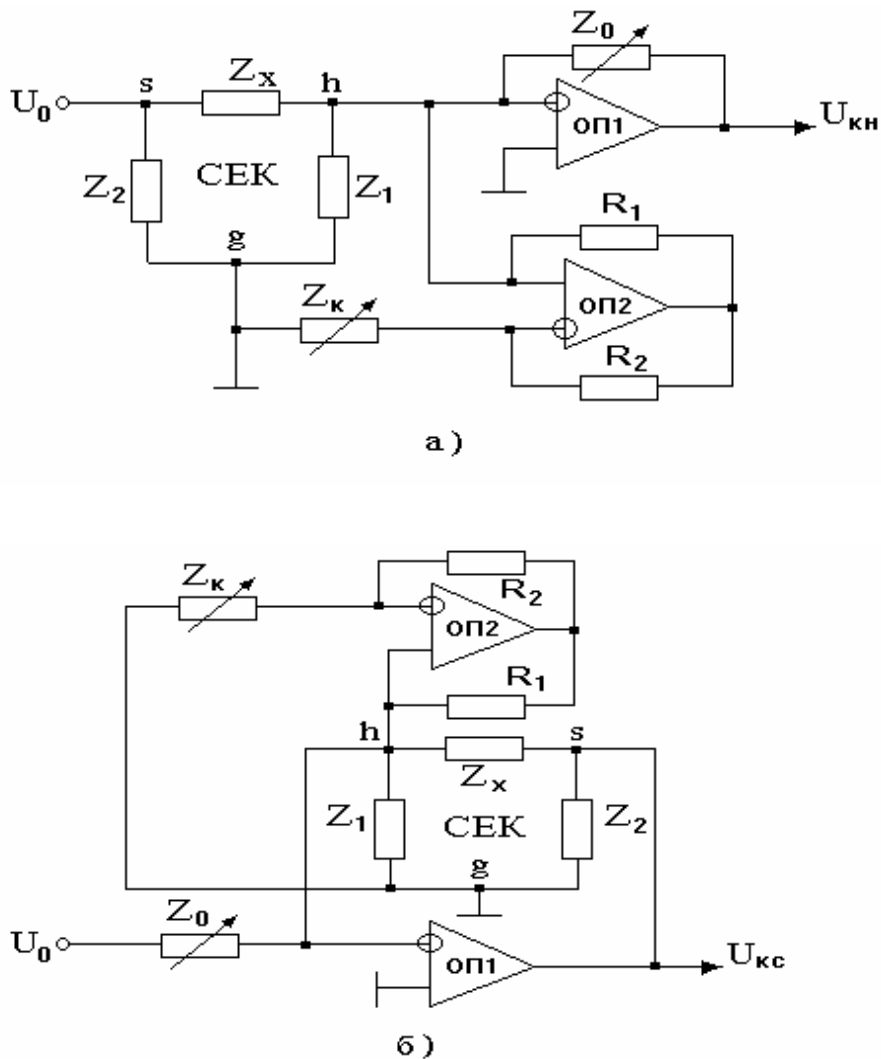


Рис. 2.5. Модернізовані первинні перетворювачі: а) ППН; б) ППС

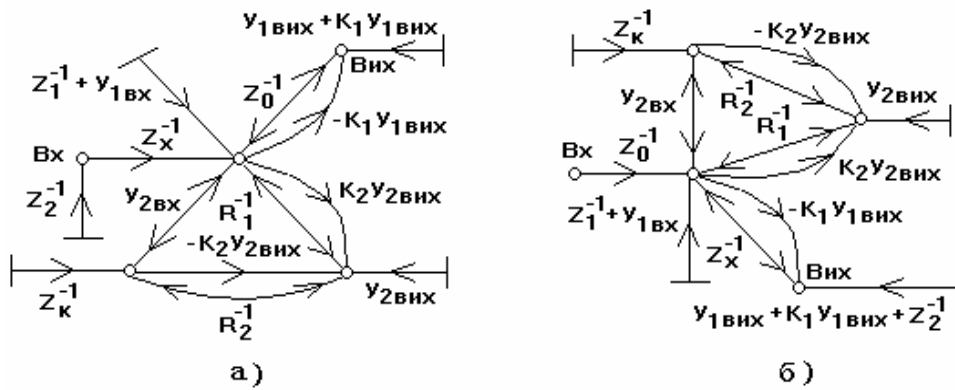


Рис. 2.6. Графи модернізованих перетворювачів: а) ППН; б) ППС

Вихідна напруга ПП, згідно топологічних методів, може бути знайдена за формулою Робішо [63]:

$$U_{\text{вих}} = U_0 \cdot Q / \Delta,$$

де $Q = C_r \Delta_r$; C_r – передача прямого шляху графа від вузла виток (ВХ) до вузла стоку (ВИХ) і дорівнює добутку передач гілок, які входять до прямого шляху графа; Δ_r – визначник доповнення до прямого шляху, тобто визначник підграфа, який утворюється з початкового графа шляхом об'єднання з базовим (загальним) вузлом усіх вузлів прямого шляху; $r = 1, 2, 3, \dots$; Δ – визначник графа, який можна знайти за формулою (2.2).

Під час знаходження визначника Δ , всі джерела напруги замикаються накоротко, а джерела струму розмикаються, що відображається у графі з'єднанням вузлів джерел напруги з базовим вузлом і виключенням вузлів джерел струму [63].

Повертаючись до графів, знайдемо вихідні напруги модернізованих ППН та ППС. Опускаючи виведення кінцевого результату, та нехтуючи складовими з високим порядком малості, отримаємо, відповідно, такі рівняння:

$$U_{\text{нк}} = -U_0 \frac{Z_0}{Z_x} \frac{1/R_2}{\frac{1}{R_2} + \frac{Z_0}{K_1} \left(\frac{1}{Z_1 R_2} - \frac{1}{Z_k R_1} \right)} = -U_0 \frac{Z_0}{Z_x} (1 + \gamma_{\text{нк}}); \quad (2.5)$$

$$U_{\text{ск}} = -U_0 \frac{Z_x}{Z_0} \frac{1/R_2}{\frac{1}{R_2} + \frac{Z_x}{K_1} \left(\frac{1}{Z_1 R_2} - \frac{1}{Z_k R_1} \right)} = -U_0 \frac{Z_x}{Z_0} (1 + \gamma_{\text{ск}}), \quad (2.6)$$

де Z_0/Z_1 – коефіцієнт шунтування ОП ППН; K_1 – коефіцієнт підсилення ОП1; $\gamma_{нк}$ – мультиплікативна складова похибки перетворення ППН; Z_x/Z_1 – коефіцієнт шунтування ОП ППС; $Z_{ск}$ – мультиплікативна складова похибки перетворення ППН.

Мультиплікативні похибки перетворювачів, відповідно дорівнюють:

$$\gamma_{нк} = -\frac{1}{1 + K_1 \frac{Z_1}{Z_0} \left(\frac{Z_k R_1}{Z_k R_1 - Z_1 R_2} \right)}; \quad (2.7)$$

$$\gamma_{ск} = -\frac{1}{1 + K_1 \frac{Z_1}{Z_x} \left(\frac{Z_k R_1}{Z_k R_1 - Z_1 R_2} \right)}. \quad (2.8)$$

Аналізуючи формули (2.5 – 2.8) бачимо, що похибки ПП з КВІ будуть тим меншими, чим точніше виконується вимога (2.1). Практично ж реальний імпеданс елемента Z_k включає похибку δ_1 , в значній мірі обумовлену як неточністю результату вимірювання параметрів шунтувального двополюсника, так і неточністю формування Z_0 , тобто:

$$Z_k = Z_1(1 + \delta_1). \quad (2.9)$$

Зазначимо також, що до складу δ_1 необхідно включити і δ_3 (див. рівняння 2.4), оскільки вхідний імпеданс конвертера залежить від коефіцієнта підсилення його ОП. Крім того, номінали резисторів R_0 і R_2 КВІ не можуть бути точно узгодженими, а тільки з деяким відхиленням δ_2 , тобто:

$$R_2 = R_1(1 + \delta_2). \quad (2.10)$$

Підставляючи формули (2.9, 2.10) в (2.7) і (2.8), отримаємо, відповідно, такі рівняння:

$$\gamma_{нк} = -\frac{1}{1 + \frac{Z_1 K_1}{Z_0} \cdot \eta}; \quad (2.11)$$

$$\gamma_{\text{ск}} = -\frac{1}{1 + \frac{Z_1 K_1}{Z_x} \cdot \eta}, \quad (2.12)$$

де $\eta = \frac{1 + \delta_1}{\delta_1 - \delta_2}$.

Графік залежності мультиплікативних складових похибки перетворення від коефіцієнта шунтування входу ПП (рис. 2.7) при $\delta_1 = 1\%$, $\delta_2 = 0.1\%$, показує, що точність перетворення значно вища, ніж у попередньому випадку (див. рис.1.4).

Порівнюючи формули (2.5, 2.6), враховуючи (2.11,

2.12) з (1.1, 1.2; 1.4, 1.5) бачимо, що похибки ПП з КВІ в η разів менші ніж у традиційних перетворювачів (див. рис. 1.3). Зауважимо, що запропонований метод має сенс використовувати тільки при таких значеннях коефіцієнта шунтування і частоти тестового сигналу U_0 , коли похибка перетворення традиційним ПП буде більшою ніж 2...2.5%, тобто якщо значення відношень $Z_0/(Z_1 \cdot K)$ і $Z_x/(Z_1 \cdot K)$ перевищать межу 0.2...0.25.

Одночасно бачимо і обмеження на використання даного методу, яке полягає в недоцільності використання КВІ у випадку, коли значення імпедансу шунтувального компонента виміряне з невисокою точністю, що не дозволяє нейтралізувати його вплив на результат вимірювання. З метою усунення даного недоліку пропонується точніше підбирати значення Z_k . Для зменшення часу підбору пропонується кроки приросту значення Z_k здійснювати, наприклад, за методом дихотомії [64].

Розглянемо ще одну задачу, яку необхідно розв'язувати при застосуванні запропонованого методу, тобто задачу формування трьох типів (R_k , C_k , L_k) візріцевих елементів Z_k у широкій смузі значень їх параметрів.

Формування R_k будь-якого номіналу може бути розв'язана, наприклад, за

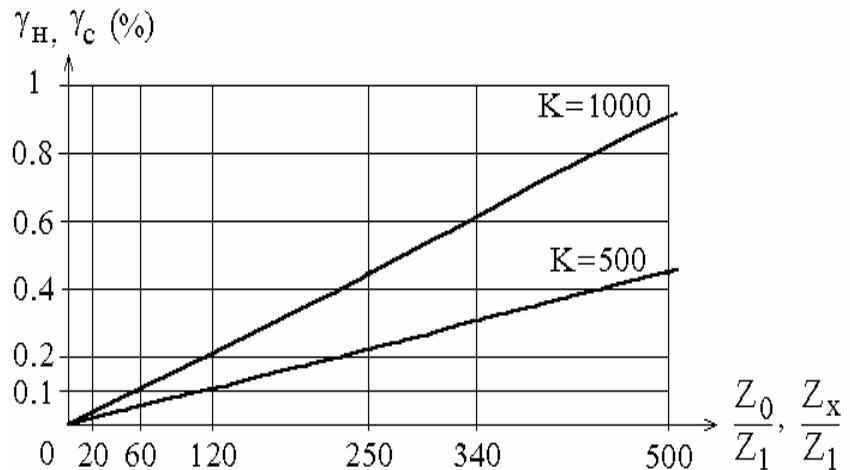


Рис. 2.7. Графік залежності $\gamma_{\text{нк}}$ ($\gamma_{\text{ск}}$) від співвідношення Z_0/Z_1 (Z_x/Z_1), при $\delta_1=1\%$, $\delta_2=0.1\%$

допомогою помножувача опору, схема якого подана на рис. 2.8.а [48].

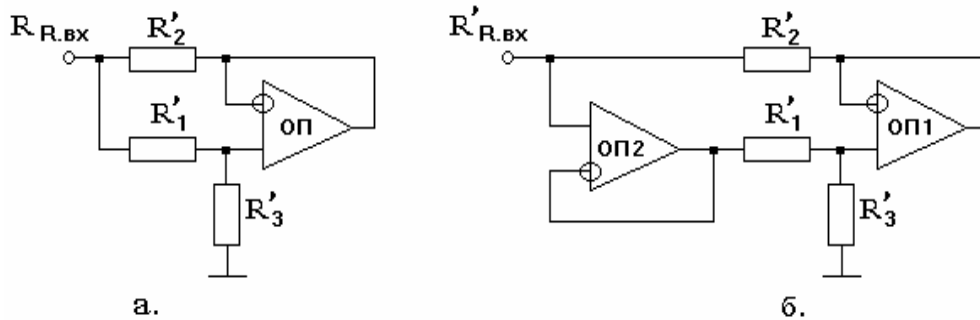


Рис. 2.8. Помножувачі опору: а) елементарний; б) з повторювачем напруги

Вхідний опір $R_{R.BX}$ даного помножувача, згідно з формулою (2.2), буде дорівнювати:

$$R_{R.BX} = R_{R.BX}^{ид} (1 + \alpha_R) ;$$

$$R_{R.BX}^{ид} = R'_2 \left(1 + \frac{R'_3}{R'_1} \right) \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} ; \quad \alpha_R \approx 1 / \left(1 + \frac{1}{K'} \left(1 + \frac{R'_3}{R'_1 + R'_2} \right) \right) - 1 ,$$

де $R_{R.BX}^{ид}$ – ідеальний вхідний опір помножувача; α_R – мультиплікативна похибка перетворення; K' – коефіцієнт підсилення ОП.

Таким чином, отримати потрібне значення опору $Z_{R.BX}$ можна шляхом формування визначених величин R'_2 та співвідношення R'_3/R'_1 . Остання величина може бути досить точно сформована завдяки використанню ЦАП, що значно спрощує реалізацію помножувача. З іншого боку, як впливає з останнього рівняння, неможливо безпосередньо обчислити значення $R_{R.BX}$ при заданому співвідношенні R'_3/R'_1 , оскільки потрібно знати значення: R'_1 , R'_3 , та K' , що призводить до необхідності їх вимірювання.

З метою запобігання вимірювань R'_1 , R'_3 пропонується доповнити схему помножувача повторювачем напруги, як показано на рис. 2.8.б. Вхідний опір $R'_{R.BX}$ такого пристрою буде становити:

$$R'_{R.BX} = R'_{R.BX}^{ид} (1 + \alpha'_R) ;$$

$$R'_{R.BX}^{ид} = R'_2 \left(1 + \frac{R'_3}{R'_1} \right) ; \quad \alpha'_R \approx - \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_s} \cdot \frac{R'_1}{R'_3}} ; \quad K'_s = \frac{K'_1 + K'_2}{K'_1 \cdot K'_2} , \quad (2.13)$$

де $Z'_{R,ВХ}$ – ідеальний вхідний опір модернізованого помножувача; α'_R – його мультиплікативна похибка перетворення; K'_1 – коефіцієнт підсилення ОП1; K'_2 – коефіцієнт підсилення ОП2.

Зазначимо також, що найменший крок ΔR_R приросту опору помножувача, при використанні в ньому ЦАП, буде визначатися за допомогою залежності: $\Delta R_R = R'_2/2^n$ (де n – кількість розрядів ЦАП).

Далі розглянемо задачу формування взірцевих величин C_k та L_k . Дана задача може бути розв'язана, наприклад, за допомогою гіратора [48, 62], схема якого показана на рис. 2.9.

Вхідний імпеданс гіратора $Z_{Г,ВХ}$, згідно формули (2.2), без врахування складових високого порядку малості, може бути оцінений так:

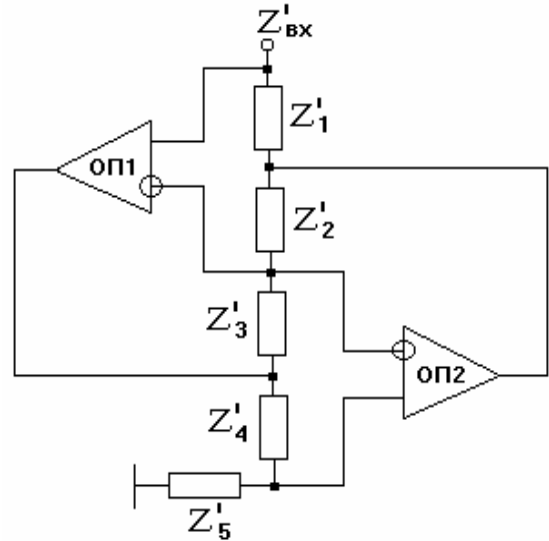


Рис. 2.9. Гіратор

$$Z_{Г,ВХ} = Z_{Г,ВХ}^{ид} (1 + \alpha_R); \quad Z_{Г,ВХ}^{ид} = \frac{Z'_1 Z'_3 Z'_5}{Z'_2 + Z'_4}; \quad (2.14)$$

$$\alpha_r \approx \frac{1 + \frac{1}{K'_1} + \frac{1}{K'_1} \cdot \frac{Z'_4}{Z'_5} + \frac{Z'_2}{Z'_3} \left(\frac{1}{K'_2} + \frac{1}{K'_2} \cdot \frac{Z'_4}{Z'_5} \right)}{1 + \frac{1}{K'_2} + \frac{1}{K'_2} \cdot \frac{Z'_4}{Z'_5} + \frac{Z'_3}{Z'_2} \left(\frac{1}{K'_1} + \frac{1}{K'_1} \cdot \frac{Z'_4}{Z'_5} \right)} - 1,$$

де α_r – мультиплікативна похибка формування вхідного імпедансу гіратора.

Аналізуючи останнє рівняння бачимо, що мінімальна похибка α_r може бути отримана при виконанні таких умов:

$$Z'_2 = Z'_3; \quad Z'_4 = Z'_5. \quad (2.15)$$

Як належить з (2.14), для отримання ємнісного характеру вхідного імпедансу гіратора, елементом Z'_5 повинен бути взірцевий конденсатор C' , а елементами $Z'_1 \dots Z'_4$ – взірцеві резистори. Вхідна ємність гіратора $C_{Г,ВХ}$, в даному випадку буде становити:

$$C_{г.вх} = C' \frac{R'_2 \cdot R'_4}{R'_1 \cdot R'_3} \cdot \frac{1}{(1 + \alpha_r)}. \quad (2.16)$$

Для отримання індуктивного характеру вхідного імпедансу гіратора взірцевий конденсатор C' встановлюється на місце Z'_4 , а усі інші Z'_i ($i = 1, 2, 3, 5$) являють собою взірцеві резистори. Вхідна індуктивність гіратора $L_{г.вх}$ оцінюється таким рівнянням:

$$L_{г.вх} = C' \cdot (R'_1 \cdot R'_3 \cdot R'_5 / R'_2) \cdot (1 + \alpha_r). \quad (2.17)$$

Отже, як належить з (2.16, 2.17), враховуючи (2.15), можемо зауважити, що формування необхідної величини ємності або індуктивності доцільно виконувати шляхом вибору опору резистора R'_1 .

Зазначимо, що запропонований метод нейтралізації впливу Z_1 може бути використаний для широкого класу ПП, наприклад, синтезованих в роботі [31].

Алгоритм запропонованого методу наведено нижче [59]. Зауважимо, що на початку алгоритму елемент Z_k конвертера повинен бути відсутній, що еквівалентно відключенню КВІ.

Початок алгоритму.

1. В "трикутнику" Z_1, Z_2, Z_3 вимірюємо параметри компонента з найменшим імпедансом. При цьому СЕК бажано підключити до ПП так, щоб елемент з мінімальним, серед двох шунтувальних двополюсників, імпедансом був навантаженням або для джерела тестового сигналу (при підключенні до ППН), або для ОП (при підключенні до ППС).

2. В "трикутнику" Z_1, Z_2, Z_3 вимірюємо параметри двополюсника з найменшим, серед недосліджених компонентів, імпедансом. Підключення "трикутника" доцільно здійснювати згідно з п. 1 алгоритму.

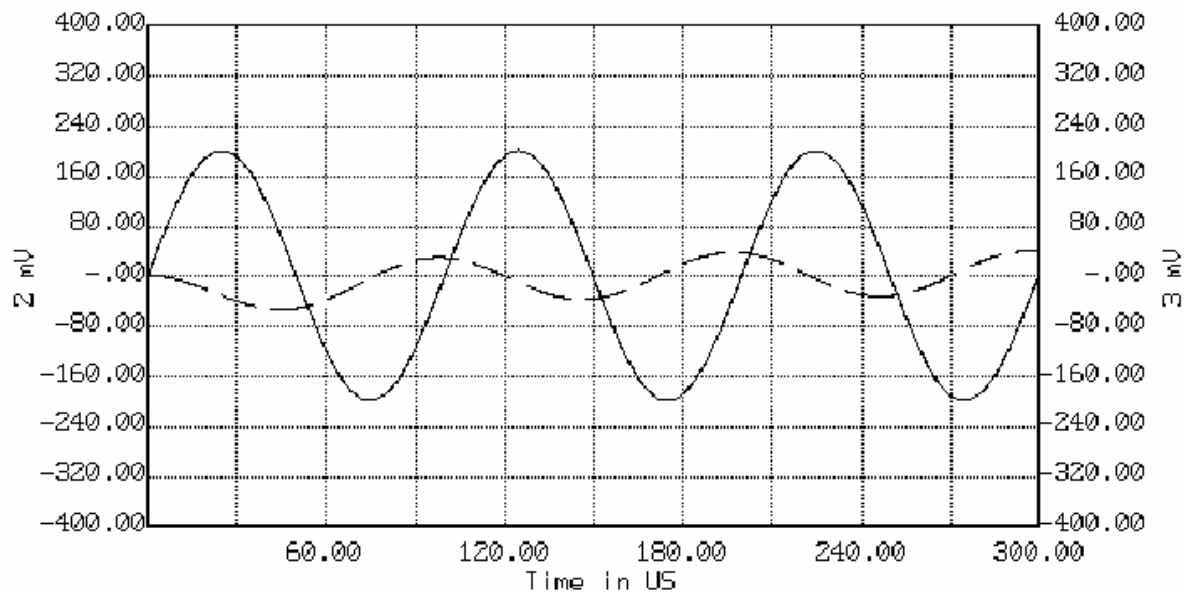
3. Підключаємо до КВІ елемент Z_k , значення імпедансу якого дорівнює імпедансу виміряного (згідно з п. 2 алгоритму) компонента, котрий, в даному випадку, шунтує вхід ОП ПП.

4. Вимірюємо параметр останнього компонента СЕК.

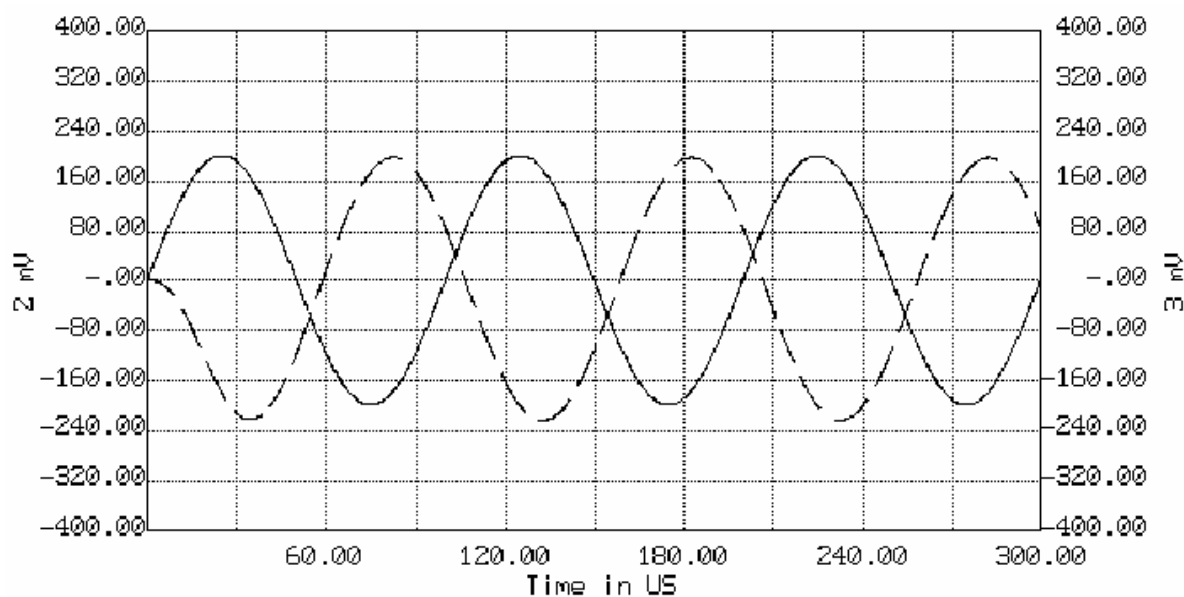
Завершення алгоритму.

Для прикладу розглянемо ППН. Параметри компонентів "трикутника" візьмемо такими: $R_1 = 1$ МОм, $L_2 = 16$ мкН, $R_3 = 2$ КОм. ОП перетворювача, з практичних міркувань і досліджень, виберемо К140УД8, оскільки він досить стійкий до збудження і має дуже незначний вхідний струм та високий коефіцієнт підсилення [47, 65, 66].

Зауважимо, що при дослідженні СЕК необхідно враховувати такі особливості: 1) перетворення неможливо виконати при постійному U_0 , оскільки опір



- а) Результати моделювання роботи первинного перетворювача при вимірюванні опору $R_x=1$ Мом, якщо $R_1=2$ КОм. Частота тестового впливу $f_0=10$ КГц. Параметри СЕК: $Z_1=R_1=1$ Мом, $Z_2=L_2=16$ мкГн, $Z_3=R_3=2$ КОм. (вхідний сигнал - суцільна крива, вихідний - пунктирна)



- б) Результати моделювання роботи первинного перетворювача у випадку вимірювання опору $R_x=1$ Мом, при від'ємному шунтуванні $Z_1=R_1=2$ КОм. Частота тестового впливу $f_0=10$ КГц; $\delta_1=1\%$, $\delta_2=0.1\%$. Параметри СЕК: $Z_1=R_1=1$ Мом, $Z_2=L_2=16$ мкГн, $Z_3=R_3=2$ КОм. (вхідний сигнал - суцільна крива, вихідний - пунктирна).

Рис. 2.10.

L_2 в такому режимі становить десяті долі Ома. Таким чином, дослідження доцільно здійснювати на високій частоті (наприклад, 10 КГц [3]), що дозволить значно збільшити імпеданс L_2 ; 2) опір R_0 повинен приблизно дорівнювати імпедансу досліджуваного елемента; 3) коефіцієнт підсилення K ОП К140УД8 на частоті 10 КГц в найгіршому випадку приблизно дорівнює 500 [47].

Отже, згідно з алгоритмом методу, спочатку вимірюємо значення індуктивності L_2 , а потім R_3 і R_1 . При вимірюванні опору R_1 до КВІ підключається взірцевий резистор Z_k з опором, що дорівнює R_3 . В даному випадку похибка перетворення згідно рівняння (2.11) при $\delta_1 = 1\%$ і $\delta_2 = 0.1\%$, дорівнюватиме близько -0.9% , (при відключеному КВІ вона становить -50%). Зазначимо також, що похибка перетворення не буде перевищувати -2% (без КВІ: -67%) при коефіцієнті шунтування до 10^3 за умови формування імпедансу Z_k з точністю не гіршою ніж 1% . Це більше ніж на порядок краще випадку з традиційним ПП [3]. Відповідні результати моделювання роботи вимірювального перетворювача показані на рис. 2.10.

Таким чином, як показали теоретичні, експериментальні та практичні дослідження проведені авторами, запропонований метод дозволяє забезпечити високу точність оцінки параметрів двополюсників у замкнених колах, а отже і підвищити якість діагностування в цілому.

2.3. Розробка методу підвищення точності роздільного перетворення параметрів пасивних двополюсників замкнених кіл

Досить часто в електронних пристроях зустрічається паралельне з'єднання пасивних двополюсників. Їх діагностування полягає в отриманні інваріантної інформації про значення параметрів кожного з таких двополюсників. При цьому, якщо імпеданс одного з елементів хоча б на порядок більший за імпеданс іншого – вимірювання першого супроводжується значними похибками або неможливе взагалі (див. розділ 1.4.). Як зазначалося вище (див. розділ 2.1.), з метою підвищення точності перетворення необхідно нейтралізувати вплив елементів, що "заважають" шляхом паралельного підключення до них конвертера від'ємного імпедансу [60].

Схеми перетворювачів з КВІ зображені на рис. 2.11 Тут Z_x представлений паралельним з'єднанням досліджуваного двополюсника Z_i та шунтувального $Z_{ш}$. Нагадаємо, що для повної нейтралізації неінформативної складової вихідного комплексного сигналу ПП необхідно виконання такої умови:

$$|Z_{к.вх}| = Z_{ш}, \quad (2.18)$$

де $Z_{к.вх}$ – вхідний імпеданс КВІ.

Знайдемо вихідні напруги наведених перетворювачів, використовуючи формулу Робішо [63] (див. рівняння 1.5). Виключивши всі проміжні виведення та нехтуючи складовими високого порядку малості, отримуємо такі рівняння:

$$U_{\text{кон}} = -U_0 \frac{\frac{1}{Z_i R_1} + \left(\frac{1}{Z_{\text{ш}} R_1} - \frac{1}{Z_{\text{к}} R_1} \right)}{1/Z_0 R_1} = -U_0 Z_0 \left(\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_{\text{ш}}} - \frac{1}{Z_{\text{к}}} \frac{R_1}{R_2} \right); \quad (2.19)$$

$$U_{\text{кос}} = -U_0 \frac{1/Z_0 R_1}{\frac{1}{Z_i R_1} + \left(\frac{1}{Z_{\text{ш}} R_1} - \frac{1}{Z_{\text{к}} R_2} \right)} = -\frac{U_0}{Z_0} \frac{Z_i Z_{\text{ш}} Z_{\text{к}} R_2}{Z_{\text{к}} R_2 (Z_i + Z_{\text{ш}}) - Z_i Z_{\text{ш}} R_1}; \quad (2.20)$$

де $U_{\text{кон}}$, $U_{\text{кос}}$ – вихідні напруга модернізованих ППН та ППС відповідно.

Як бачимо з формул (2.19, 2.20), вихідні сигнали перетворювачів будуть визначатися тільки параметрами двополюсника, що вимірюється лише при абсолютно точному виконанні умови (2.18). Практично ж ця умова завжди буде виконуватися з деяким відхиленням $(1 + \delta_1)$, яке включає як похибку вимірювання $Z_{\text{ш}}$, так і похибку формування $Z_{\text{к}}$:

$$Z_{\text{к}} = Z_{\text{ш}} \cdot (1 + \delta_1). \quad (2.21)$$

Необхідно також враховувати, що номінали резисторів R_1 , R_2 КВІ відрізняються між собою на δ_2 , тобто:

$$R_2 = R_1 \cdot (1 + \delta_2). \quad (2.22)$$

Підставляючи формули (2.21, 2.22) в (2.19) і (2.20) одержимо, відповідно, такі рівняння:

$$U_{\text{кон}} = -U_0 Z_0 \left(\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_{\text{ш}}} - \frac{1}{Z_{\text{ш}} (1 + \delta_1) (1 + \delta_2)} \right) = -U_0 Z_0 \left(\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_{\text{ш}} \zeta} \right); \quad (2.23)$$

$$U_{\text{кос}} = -\frac{U_0}{Z_0} \left(1 / \left[\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_{\text{ш}}} - \frac{1}{Z_{\text{ш}} (1 + \delta_1) (1 + \delta_2)} \right] \right) = -\frac{U_0}{Z_0} \left(1 / \left(\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_{\text{ш}} \zeta} \right) \right), \quad (2.24)$$

$$\text{де } \zeta = \frac{(1 + \delta_1)(1 + \delta_2)}{(\delta_1 + \delta_2 + \delta_1 \cdot \delta_2)}.$$

Знайдемо значення неінформативних складових запропонованих ПП. В загальному плані, вихідна напруга ПП з КВІ U_c може бути описана такою формулою:

$$U_c = U_i (1 + \gamma),$$

де U_i – інформативна складова U_c ; $1 + \gamma$ – параметр, що характеризує значення неінформативної складової U_c .

Рівняння для γ при використанні ПП за методами заданих напруги та струму наведені нижче:

$$\gamma_{\text{пнк}} = \frac{Z_i}{Z_{\text{ш}}} \left(1 - \frac{Z_i}{Z_{\text{ш}}} \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{Z_i}{Z_{\text{ш}}} \cdot \frac{1}{\zeta}; \quad (2.25)$$

$$\gamma_{\text{пск}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{ш}}}{Z_i} \left(\frac{Z_k R_2}{Z_k R_2 - Z_{\text{ш}} R_1} \right)} = - \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{ш}}}{Z_i} \cdot \zeta}, \quad (2.26)$$

де $\gamma_{\text{пнк}}$, $\gamma_{\text{пск}}$ – значення неінформативної складової ППН з КВІ та ППС з КВІ відповідно.

Порівнюючи рівняння (2.23) з (1.9) і (2.24) з (1.10), бачимо, що при вимірюванні параметра двополюсника Z_i за допомогою ПП з КВІ, неінформативна складова комплексного сигналу зменшується в ζ разів, що, відповідно, дає можливість вимірювати параметри компонентів, зашунтованих в $(5 \dots 10)\zeta$ разів. Це пов'язано з тим, що максимально допустиме відношення значень складових комплексного сигналу ПП, при якому гарантується робота ОП в лінійному режимі, не може бути більшим ніж $5 \dots 10$ [3, 11]. При цьому ще можливо без істотної втрати точності виділити сигнал, що несе інформацію про вимірюваний параметр, завдяки методам роздільного отримання інформації, що аналізуються в розділі 1.4. монографії.

Як впливає з (2.23, 2.24), точність вимірювання і формування значення Z_k , накладає обмеження на використання запропонованої методики. Наприклад, якщо Z_k сформована з загальною точністю $(1 + \delta_1)$, відношення імпедансів досліджуваних компонентів не повинно перевищувати $(5 \dots 10)\zeta$ разів. З метою усунення даного обмеження пропонується точніше підбирати елемент КВІ Z_k , за допомогою аналізу значення неінформативної складової вихідного сигналу ПП (це можна зробити, наприклад, згідно з (1.11, 1.12)).

У випадку, коли це значення стане сумірним зі значенням інформативної складової, підбір можна вважати завершеним. При цьому кроки перебору можна виконувати, наприклад, за методом дихотомії (половинного ділення),

алгоритм якого приведений в [64].

Іншою особливістю використання запропонованого методу є необхідність наявності трьох типів взірцевих елементів: R_0 , C_0 , L_0 . Основний параметр (опір, ємність та індуктивність відповідно) кожного з них, для забезпечення достатньої нейтралізації неінформативної складової вихідного комплексного сигналу, повинен змінюватися з досить малим кроком і в широких межах. Виконання такої вимоги може бути здійснено принаймні двома способами. Перший спосіб (детально розглядається у попередньому розділі) полягає у використанні помножувача опорів (див. рис. 2.8) – для формування R_0 , та гіратора – для формування C_0 і L_0 (див. рис. 2.9).

Зупинемось на другому способі, котрий полягає у використанні елемента тільки одного типу: змінного взірцевого резистора R_0 , реалізованого, наприклад, за допомогою помножувача опорів. Зауважимо, що в даному випадку для забезпечення компенсації неінформативної складової комплексного сигналу дещо зміниться схема підключення КВІ до ПП. Так, наприклад, для ППН пропонується розірвати зв'язок між компонентом Z_k і точкою U_0 (рис. 2.11.) Внаслідок цього утворюється другий вхід ПП (з'єднаний з Z_k), на який необхідно подавати деякий компенсувальний сигнал $U_{кн}$ (рис. 2.12.а). У випадку, ППС необхідно розірвати зв'язок між компонентом Z_k і точкою $U_{кос}$, що також приведе до утворення додаткового компенсувального входу $U_{кк}$ (рис 2.12.б).

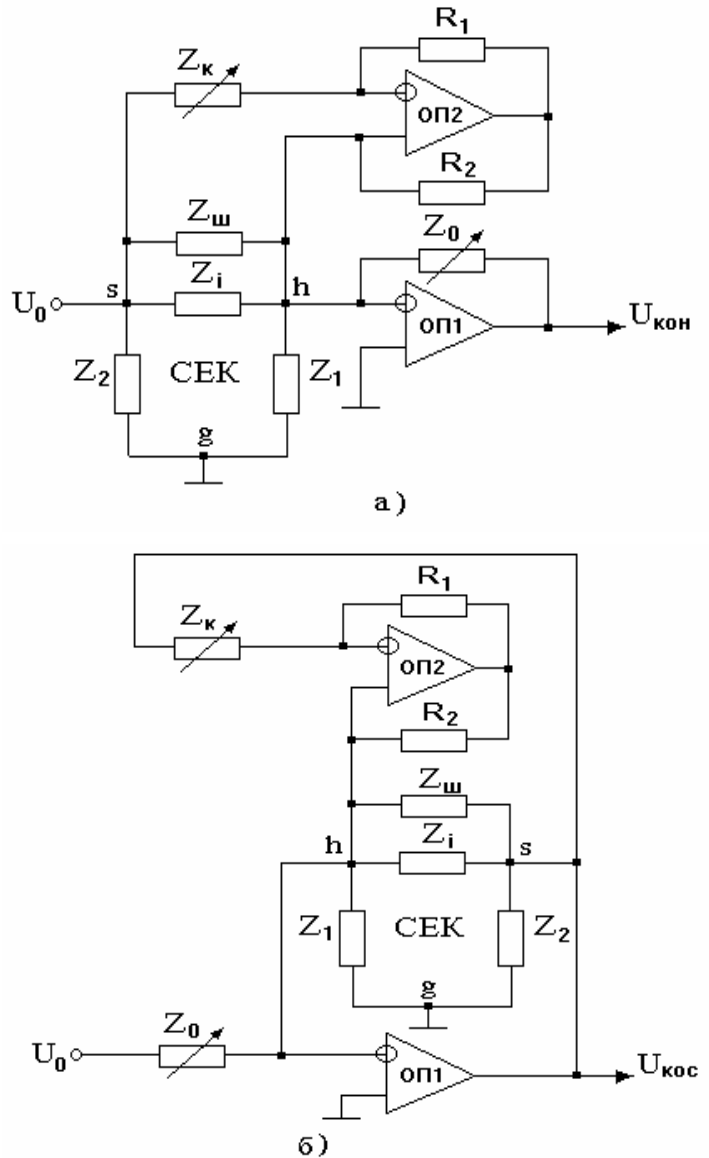


Рис. 2.11 Первинні перетворювачі з КВІ:
а) ППН; б) ППС

При формуванні $U_{кн}$ для ППН базовим сигналом є U_0 , оскільки струм через досліджуваний елемент визначається тільки значеннями провідності останнього і тестової напруги U_0 . При цьому базовий сигнал зсувається на чверть період ліворуч – при нейтралізації ємнісної складової; на чверть період праворуч – при нейтралізації індуктивнісної складової; або взагалі не зсувається – при нейтралізації резистивної складової. Значення опору R_k у даних трьох випадках повинно відповідно дорівнювати: $1/(\omega \cdot C_x)$, $\omega \cdot L_x$ або R_x . Крім того, оскільки остання вимога не може бути виконана точно, доцільно забезпечити можливість змінювання амплітуди $U_{кн}$.

При формуванні $U_{кc}$ для ППС базовим сигналом є $U_{кoc}$, оскільки струм через елемент, що досліджується, визначається як значенням U_0 , так і співвідношенням провідностей шунтувальних його елементів.

Рівняння для розрахунку вихідних напруг ППН і ППС з додатковими входами для компенсації приведені, відповідно, нижче.

$$U_{кон} = \frac{U_{кн} \frac{1}{Z_k R_2} - U_{кc} \left(\frac{1}{Z_i R_1} + \frac{1}{Z_{ш} R_1} \right)}{\frac{1}{R_0 R_1}}; \quad (2.27)$$

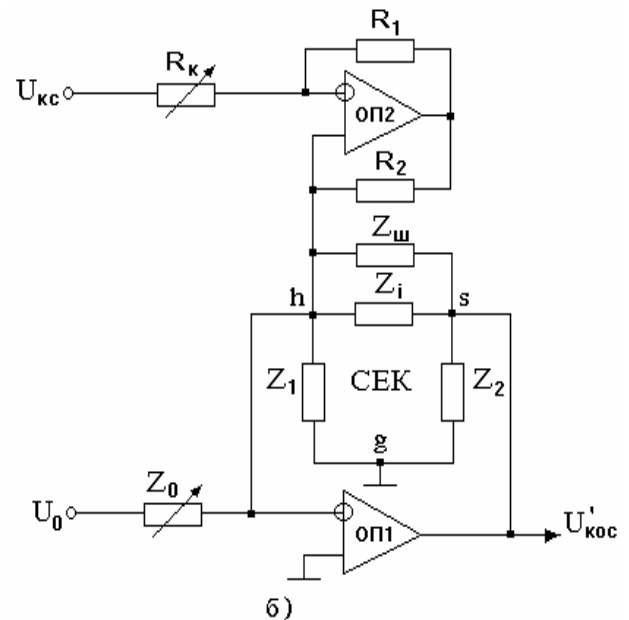
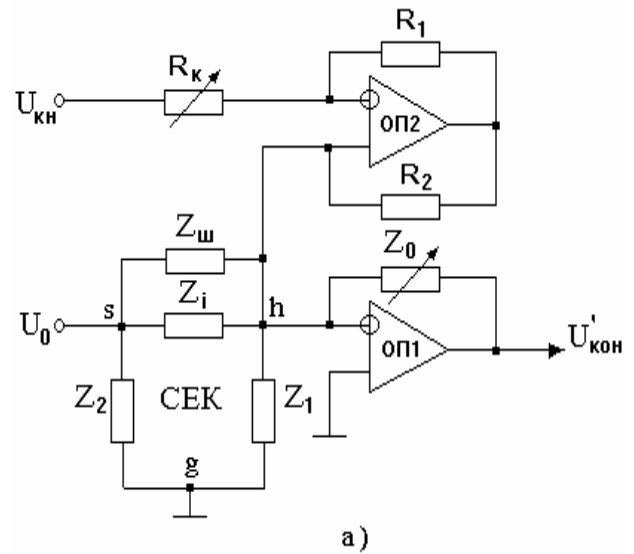


Рис. 2.12. Первинні перетворювачі з додатковими входами компенсації: а) ППН; б) ППС

$$U_{\text{кoc}} = \frac{U_{\text{кc}} \frac{1}{Z_{\text{к}} R_2} - U_0 \frac{1}{R_0 R_1}}{\frac{1}{Z_i R_1} + \frac{1}{Z_{\text{ш}} R_1}}. \quad (2.28)$$

Прирівнюючи отримані вихідні напруги ПП (2.27, 2.28) до ідеальних напруг останніх, тобто: $(-U_0 Z_i / R_0 - \text{для ППН і } -U_0 R_0 / Z_i - \text{для ППС})$, знайдемо, відповідно, загальний вигляд компенсувальних сигналів $U_{\text{кн}}$ і $U_{\text{кc}}$:

$$U_{\text{кн}} = U_0 \cdot S_{\text{н}} \cdot S_{\text{к}}; \quad (2.29)$$

$$U_{\text{кc}} = U_0 \cdot S_{\text{н}} \cdot S_{\text{к}} \cdot S_{\text{c}}, \quad (2.30)$$

де $S_{\text{н}} = Z_{\text{к}} / Z_{\text{ш}}$; $S_{\text{к}} = R_2 / R_1$; $S_{\text{c}} = Z_i / R_0$.

Як бачимо з (2.29, 2.30), сигнал $U_{\text{кн}}$ не залежить від значення імпедансу елемента, що вимірюється, а $U_{\text{кc}}$ – залежить. Це свідчить про те, що при відомому значенні шунтувального елемента $Z_{\text{ш}}$, у випадку вимірювання шуканого параметру елемента Z_i , сигнал $U_{\text{кн}}$ може бути сформований, а $U_{\text{кc}}$ – не може.

Значення $U_{\text{кн}}$ в залежності від типів та параметрів елементів, що шунтують досліджуваній двополюсник (з урахуванням активного опору r котушки L_x) при $U_0 = U_m \sin(\omega t)$ для ППН представлено, у таблиці 2.1. У випадку необхідності нейтралізації кількох неінформативних складових, на вхід КВІ подають відповідну кількість компенсувальних сигналів (згідно табличних даних), кожен – через свій взірцевий елемент.

Алгоритм вимірювання параметрів паралельних ДЕК за запропонованим методом наведено нижче [59]. Зауважимо, що на початку алгоритму елемент $Z_{\text{к}}$ конвертера повинен бути відсутній, що еквівалентно відключенню КВІ.

Початок алгоритму

1. Серед недосліджених елементів, що входять до складу Z_x , вимірюємо параметр елемента з найменшим, на тестовій частоті, імпедансом.

2. Підключаємо в паралель до $Z_{\text{к}}$ елемент з імпедансом, що дорівнює вимірюваному згідно з п. 1 алгоритму.

3. Якщо параметри всіх компонентів не виміряні – переходимо до п. 1 алгоритму.

Завершення алгоритму.

Для прикладу розглянемо ППН. ОП, з практичних міркувань, виберемо типу К140УД8 [47]. Нехай Z_x включає $R_x=1$ КОм і $C_x=100$ пФ. Частота тестового сигналу, як підкреслювалося раніше, не повинна перевищувати 10 КГц, а значення імпедансу Z_0 повинно бути сумірним зі значенням імпедансу компонента, що досліджується.

Таблиця 2.1

Значення вихідного $U_{\text{кон}}$ та компенсуючого $U_{\text{кн}}$ сигналів для первинного перетворювача за методом заданої напруги

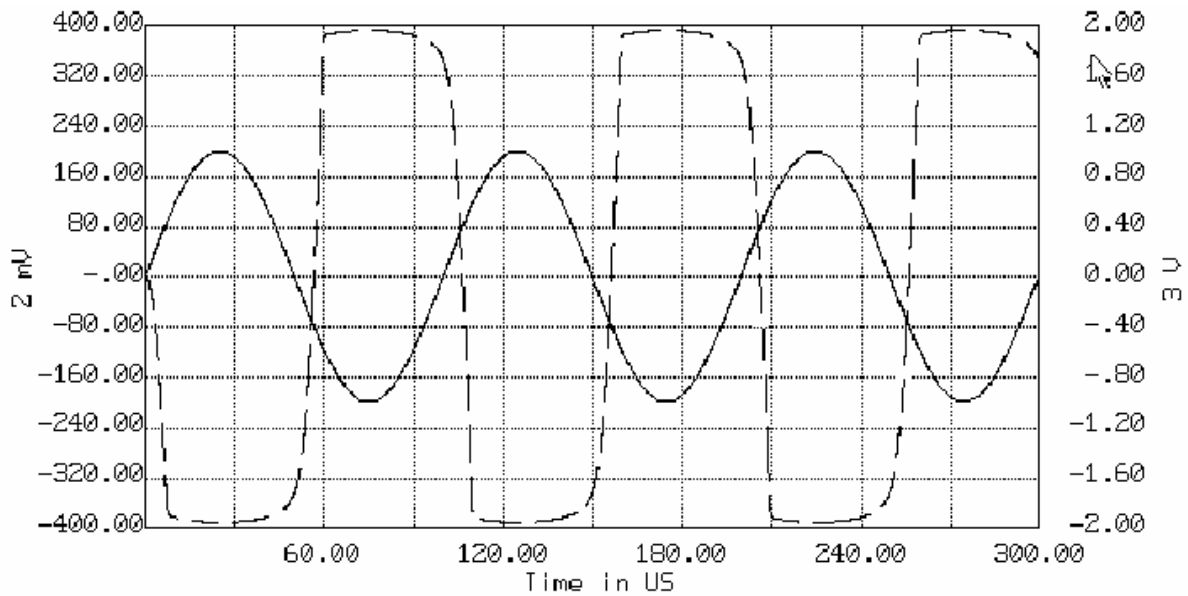
Елементи двополюсника	Нейтралізація складової	$U_{\text{кон}}$	$U_{\text{кн}}$
RC	"R"	$-U_m R_0 \sqrt{\frac{1}{(R_x)^2} + (\omega C_x)^2} \cdot \sin[\omega t + \arctg(\omega R_x C_x)] =$	1) $S_H \cdot U_m \sin(\omega t)$, при $R_1=R_2$; 2) $U_m \sin(\omega t)$, при $S_H=1/S_K$;
	"C"	$= -U_m \frac{R_0}{R_x} \sin(\omega t) - U_m \omega R_x C_x \cos(\omega t)$	1) $S_H \cdot U_m \cos(\omega t)$, при $R_1=R_2$; 2) $U_m \cos(\omega t)$, при $S_H=1/S_K$;
RL	"R"	$-U_m \frac{R_0}{R_x} \sin(\omega t) + U_m \frac{R_0}{\sqrt{r^2 + (\omega L_x)^2}} \cdot$	1) $S_H \cdot U_m \sin(\omega t)$, при $R_1=R_2$; 2) $U_m \sin(\omega t)$, при $S_H=1/S_K$;
	"L"	$\cdot \cos\left(\omega t - \arctg\left(\frac{r}{\omega L_x}\right)\right)$	1) $S_H \cdot U_m \cos(\omega t - \arctan[r/(\omega L_x)])$, при $R_1=R_2$; 2) $-U_m \cos(\omega t - \arctan[r/(\omega L_x)])$, при $S_H=1/S_K$; Тут $Z_{\text{ш}} = \sqrt{r^2 + (\omega L_x)^2}$

Зазначимо, що вимірювання значення опору R_x нескладне і може бути виконано як при постійному (похибка вимірювання, згідно з (1.1), при $K(0)=5 \cdot 10^4$ [47], не перевищить 0.2%), так і при змінному U_0 , оскільки, наприклад, на частоті 10 КГц імпеданс конденсатора C_x буде дорівнювати близько 159 КОм, що приблизно на два з половиною порядки більше імпедансу шунтувального резистора (похибка вимірювання при $K(f) = 500$ [47] складе близько 0.5%).

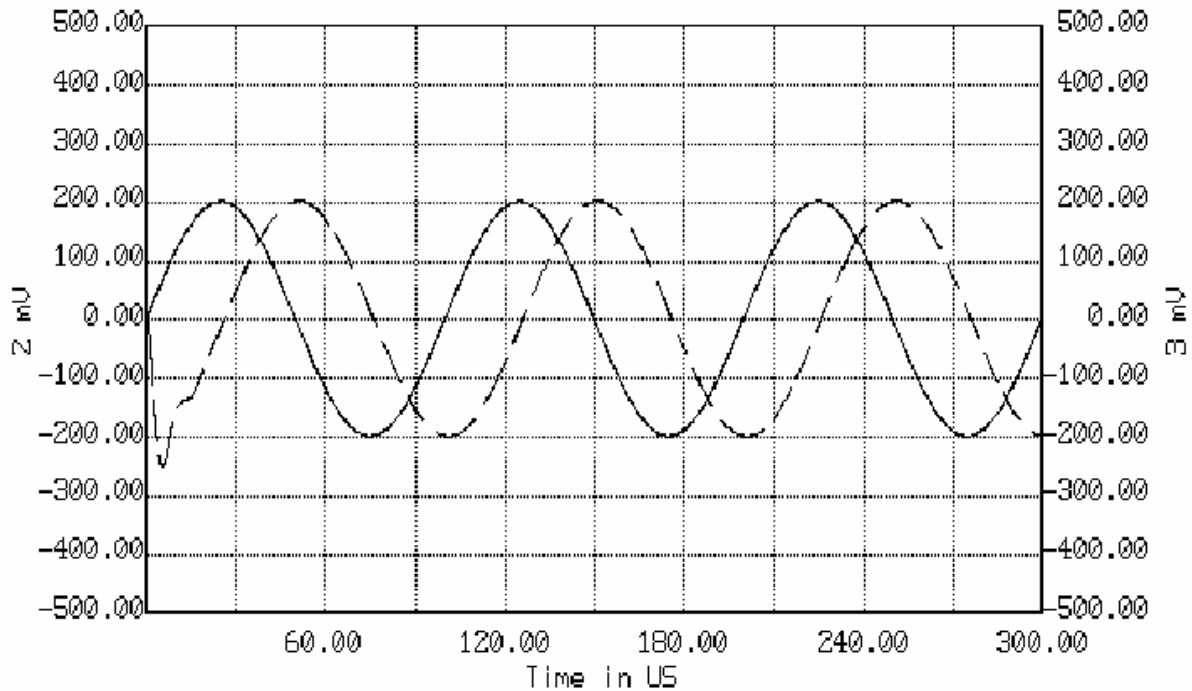
У випадку ж вимірювання ємності C_x (Z_0 при цьому буде становити близько 160 КОм) за допомогою ПП без КВІ, при подаванні на вхід перетворювача змінної напруги амплітудою 0.2 В, його вихідна амплітуда, згідно з (1.1) повинна сягати близько 32 В. Практично ж вона не перевищить напруги обмеження, яка завдяки частотним властивостям ОП вибрана в межах від 1 до 2 В [3, 4]. Режим обмеження призведе до повної втрати сигналу, інформативного значенню ємності конденсатора, що досліджується.

При підключенні до ПП конвертера з $R_k=1$ КОм неінформативна (синфазна) складова комплексного сигналу при $\delta_1=0.5\%$ і $\delta_2=0.1\%$, згідно з (2.25), зменшиться приблизно у 168 разів, до рівня: $32\text{В}/168 \approx 0.19$ В, і стане сумірною зі значенням сигналу, який пропорційний значенню опору що вимірюється. Відповідні результати моделювання роботи вимірювального перетворювача наведені на рис. 2.13.

Таким чином, бачимо, що запропонований метод дозволяє забезпечити високу точність оцінювання параметрів паралельно з'єднаних пасивних двополіусників. Як показали експериментальні та практичні дослідження, використання розроблених перетворювачів в СПД дозволяє підвищити якість діагностування пристроїв електронної апаратури.



- а) Результати моделювання роботи первинного перетворювача при вимірюванні ємності C_i у паралельному колі з $Z_{ш} = R_{ш} = 1$ Ком і $Z_i = C_i = 100$ пФ. Частота тестового впливу $f_0 = 10$ КГц. (вхідний сигнал - суцільна крива, вихідний - пунктирна).



- б) Результати моделювання роботи первинного перетворювача у випадку вимірювання ємності конденсатора C_i паралельного кола з $Z_{ш} = R_{ш} = 1$ Ком, $Z_i = C_i = 100$ пФ, при від'ємному шунтуванні $Z_{ш}$.

Рис. 2.13.

2.4. Реалізація методу автоматичної корекції похибки перетворення, що заснований на зміні структури вимірювального перетворювача

Як зазначалося вище (див. розділ 1.3.), з метою отримання інформації про параметри двополюсників, що входять до складних електричних кіл із замкненими структурами, якщо значення співвідношення $K \cdot Z_1 / Z_0 < 25 \dots 50$ (тобто мультиплікативна складова похибки перетворення перевищує 2% – 4%) [3] використовують алгоритмічні методи корекції похибки перетворення [3, 51]. Такі методи засновані на заміні досліджуваної величини взірцевою, а отже потребують додаткових взірцевих елементів, що по кількості дорівнюють числу діапазонів вимірювання. Крім того, кожний з таких додаткових елементів повинен доповнюватися відповідними пристроями комутації, котрі, практично, не повинні змінювати значення його взірцевого параметру [3, 51]. Все це призводить до зростання апаратних та вартісних витрат при реалізації ПП, а тому є недоліком даних методів.

З метою уникнення приведеного недоліку пропонується як елемент заміни використовувати не двополюсник, параметри якого вимірюються, а, власне, структуру самого первинного перетворювача. Завдяки такому підходу можна відмовитись від використання додаткових взірцевих елементів, отримуючи при цьому, практично, такі ж високі метрологічні параметри ПП, які досягаються завдяки методам змінення структури перетворювача [67, 68].

В основі методу, що пропонується, лежить таке припущення: якщо підключити досліджуване СЕК ОД до ПП з деякою функцією передачі, а потім до ПП з іншою функцією передачі, шляхом ділення вихідних напруг одна на другу (якщо виключено адитивні складові похибок цих напруг, або вони не суттєві), при обов'язковому виконанні умов (2.31 – 2.35), виключається мультиплікативна складова похибки перетворення.

$$U_1^{\text{вих}} = U_0 W_1^{\text{ід}} (1 + \gamma_1) + \beta_1; \quad (2.31)$$

$$U_2^{\text{вих}} = U_0 W_2^{\text{ід}} (1 + \gamma_2) + \beta_2; \quad (2.32)$$

$$W_{\text{ід}}^1 = f_1(Z_0, Z_x); \quad W_{\text{ід}}^2 = f_2(Z_0, Z_x); \quad (2.33)$$

$$\text{abs}(W_{\text{ід}}^1) \neq \text{abs}(W_{\text{ід}}^2); \quad (2.34)$$

$$\gamma_1 = \gamma_2, \quad (2.35)$$

де $U_1^{\text{вих}}$ – вихідна напруга першого перетворювача; $W_1^{\text{ід}}$ – його ідеальна функція передачі; γ_1 – мультиплікативна складова похибки перетворювання цього ПП; β_1 – його адитивна складова похибки перетворювання; $U_2^{\text{вих}}$ – вихідна напруга другого перетворювача; $W_2^{\text{ід}}$ – його ідеальна функція передачі; γ_2 – мультиплікативна складова похибки перетворювання цього ПП; β_2 – його адитивна складова похибки перетворювання; f_1 – деяка функціональна залеж-

ність для першого ПП; f_2 – деяка функціональна залежність для другого ПП;

Зазначимо, що невиконання умови (2.34), хоча і дозволяє за рахунок ділення виключити мультиплікативну складову похибки перетворення, отримана частка дорівнює 1 або -1 і не несе інформації про вимірюваний параметр.

Один з варіантів первинного перетворювача, що дозволяє реалізувати запропонований метод, показаний на рис. 2.14 [67]. Використовуючи топологічні методи аналізу електронних схем [63], знайдемо вихідні напруги перетворювача

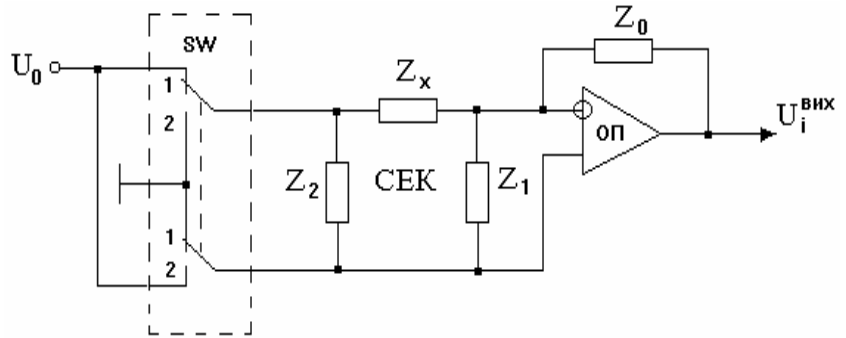


Рис. 2.14. Схема ПП заснованого на зміні своєї структури

при двох можливих положеннях ключів SW. Так, якщо ключі знаходяться в положенні 1, отримаємо такі складові для виразу (2.31):

$$W_1^{ид} = -Z_0 / Z_x; \quad (2.36)$$

$$\gamma_1 = \frac{1 - 1 / K y_{вих} \cdot 1 / Z_0}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} + Z_0 \cdot y_{вих} \right) + \frac{1}{K y_{вих}} \left(1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_x} + y_{вих} \right)} - 1; \quad (2.37)$$

$$\beta_1 = -e_0 \left(1 + Z_0 / Z_1 + Z_0 / Z_x \right) - i_{вих.i} Z_0, \quad (2.38)$$

де e_0 – напруга зсуву нуля ОП; $i_{вих.i}$ – вхідний струм інверсного входу ОП.

При переключенні SW у положення 2, складові $U_2^{вих}$, згідно з формулою (2.32) набувають вигляду:

$$W_2^{ид} = 1 + Z_0 / Z_x; \quad (2.39)$$

$$\gamma_2 = \frac{1 - \frac{1}{K y_{вих}} \left(\frac{Z_x}{Z_1 (Z_0 + Z_x)} + y_{вих} \frac{Z_x}{Z_0 + Z_x} \right)}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} + Z_0 \cdot y_{вих} \right) + \frac{1}{K y_{вих}} \left(1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_x} + y_{вих} \right)} - 1; \quad (2.40)$$

$$\beta_2 = -e_0 \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_x} \right) - i_{вих.i} Z_0; \quad (2.41)$$

Як бачимо з рівнянь (2.36 – 2.38) та (2.39 – 2.41) умови (2.31 – 2.34) виконуються повністю, а (2.35) з деяким відхиленням.

Зазначимо, що перед виконанням ділення вихідних сигналів ПП, з останніх необхідно виключити адитивну складову похибки перетворення. Оскільки вона не залежить від тестового сигналу U_0 , таке виключення може бути виконано, принаймні, двома способами. За першим – необхідно для кожного випадку провести два вимірювання вихідних напруг при різних знаках U_0 з наступним відніманням отриманих результатів [3]. Такий спосіб потребує додаткових витрат часу. Другий спосіб потребує додаткової апаратури і полягає у вимірюванні та компенсації напруги зсуву нуля ПП [61].

Розділимо рівняння (2.31) з складовими (2.36, 2.37) на (2.32) з складовими (2.39, 2.40), не враховуючи адитивних складових. Отримаємо таку частку:

$$\frac{U_1^{\text{вих}}}{U_2^{\text{вих}}} = -\frac{Z_0}{Z_0 + Z_x}(1 + \gamma_3), \quad (2.42)$$

де γ_3 – залишкова мультиплікативна похибка, яка дорівнює:

$$\gamma_3 = -\frac{1}{K y_{\text{вих}}} \left(\frac{Z_x + Z_1 Z_x y_{\text{вх}}}{Z_1 (Z_0 + Z_x)} + \frac{1}{Z_0} \right) \approx -\frac{1}{1 + \frac{1}{K y_{\text{вих}}} \cdot \frac{Z_x (1 + Z_1 y_{\text{вх}})}{Z_1 (Z_0 + Z_x)}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K Z_1}{Z_0} \cdot \frac{y_{\text{вих}} Z_0 (Z_0 + Z_x)}{Z_x (1 + Z_1 y_{\text{вх}})}}.$$

Аналізуючи останнє рівняння, і порівнюючи його з (2.31, 2.36, 2.37) можемо зробити висновок, що γ_3 , в даному випадку, без врахування складових високого порядку малості, у $\left(1 + \frac{K Z_1}{Z_0} y_{\text{вих}} (Z_0 + Z_x)\right) / \left(1 + \frac{K Z_1}{Z_0}\right)$ разів менша ніж γ_1 або γ_2 .

Порівнюючи графік залежності мультиплікативної похибки перетворення γ_3 від співвідношення Z_0/Z_1 (рис. 2.15) з графіком, що наведений на рис. 1.4, бачимо, що γ_3 майже на 2.5 порядки менша ніж γ_n (γ_c).

Розглянемо декілька способів реалізації запропонованого методу. Один з варіантів вимірювального тракту, організованого за першим способом, поданий на рис. 2.16.

Виключення мультиплікативної складової похибки перетворення виконується за 2 цикли. На першому ключ SW ПП знаходяться в положенні 1, вихідний сигнал ПП $U_1^{\text{вих}}$ через ключ SW1 (SW2 – розімкнений) поступає на лінію затримки (ЛЗ) ЛЗ1, котра працює по імпульсах С1. По закінченню циклу, ЛЗ1 буде зберігати миттєві значення $U_{i,\text{ЛЗ}}$ сигналу $U_1^{\text{вих}}$.

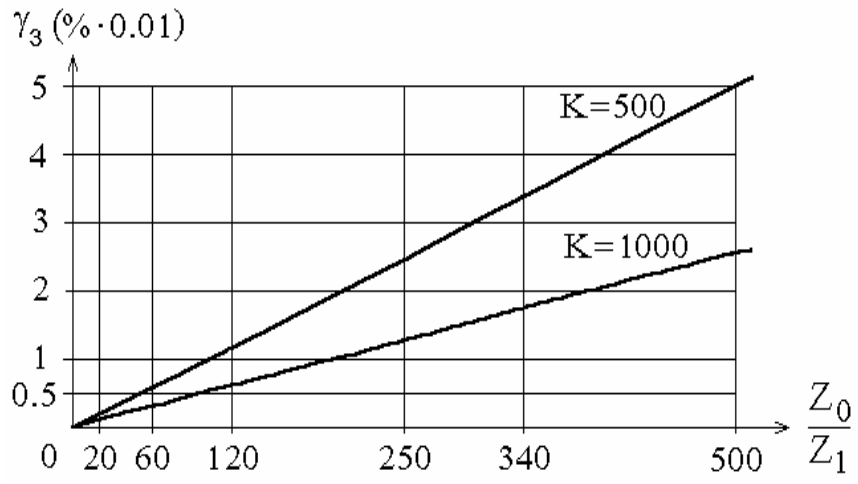


Рис. 2.15. Графік залежності γ_3 від співвідношення Z_0/Z_1

На другому циклі перетворення SW ПП перемикається в положення 2 і $U_2^{\text{вих}}$ через SW2 (SW1 – розімкнений) поступає на ЛЗ2, яка зберігає його миттєві значення $U_{i,\text{ЛЗ}}$, функціонуючи по імпульсах С2 (частоти С1 і С2 рівні). Зазначимо, що кількість розрядів у ЛЗ2 може бути набагато менша ніж у ЛЗ1 і дорівнює 2. Це дає змогу починаючи вже з третього імпульсу С2, завдяки синхронному подаванню тактової послідовності С1, формувати кінцевий сигнал, із зменшеною мультиплікативною складовою похибки перетворення. Зменшення досягається за рахунок виконання аналого-цифрового перетво-

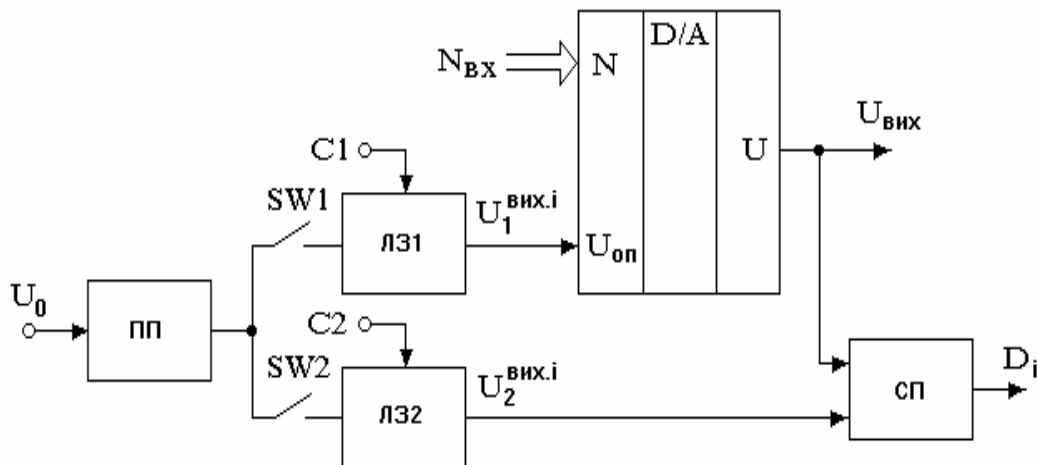


Рис. 2.16. Схема вимірювального тракту на основі використання ліній затримок

рення (АЦП включає ЦАП, схему порівняння (СП) та реєстр послідовного наближення, який для спрощення схеми не показано), оскільки значення коду $N_{\text{вх}}$ ЦАП пропорційне частці напруг $U_{\text{лз1}}$ та $U_{\text{лз2}}$. Справедливість сказаного доводиться такими формулами [71]:

$$U_i^{\text{вих}} = -U_{i.\text{лз1}} \frac{N_{\text{вх}}}{N_{\text{max}}}; U_{i.\text{лз1}} \frac{N_{i.\text{вх}}}{N_{\text{max}}} = U_{i.\text{лз2}};$$

$$N_{i.\text{вх}} = N_{\text{max}} \frac{U_{i.\text{лз1}}}{U_{i.\text{лз2}}} = N_{\text{max}} \frac{Z_0}{Z_0 + Z_x} (1 + \gamma_3); Z_x = Z_0 \left(\frac{N_{\text{max}}}{N_{i.\text{вх}}} (1 + \gamma_3) - 1 \right),$$

де $U_i^{\text{вих}}$ – і-е миттєве значення вихідного сигналу пристрою корекції мультиплікативної складової похибки перетворення.

Зазначимо, що операція ділення може бути виконана і іншим шляхом (за допомогою використання інтегральних пристроїв ділення аналогових сигналів [49, 61, 69]), проте для отримання достатньої точності результатів перетворення (1% – 2% [3]) висувуються досить жорсткі вимоги щодо точності і швидкодії як лінії затримки, так і пристрою, котрий виконує операцію ділення. Крім того, очевидна необхідність забезпечення достатньо високої синхронності вихідних сигналів, що діляться. Отже, такий підхід потребує додаткових, досить великих апаратурних витрат.

З метою усунення даного недоліку, вихідні сигнали $U_1^{\text{вих}}$, $U_2^{\text{вих}}$ перетворювача можна конвертувати в цифрові та передавати їх до ПЕОМ, яка входить до складу будь-якої сучасної СПД. Зменшення похибки результату перетворення може бути досягнуто завдяки вибору відповідного математичного апарату обробки отриманих кодів.

Структурна схема перетворювача, організованого за даним способом подана на рис. 2.17. На першому циклі перетворення (SW ПП знаходиться в положенні 1) сигнал з виходу перетворювача поступає на пристрій вибірки-зберігання (ПВЗ), який працює на частоті $f_{\text{пвз}}$, та за допомогою АЦП, по імпульсу $T_{\text{ацп}}$, конвертується в цифровий еквівалент. Сигнал END АЦП повідомляє ПЕОМ про готовність отриманого коду. Другий цикл перетворення проводиться аналогічно першому, при переключенні SW ПП в положення 2. По прийнятих кодах в ПЕОМ відбувається відновлення та математична обробка отриманих сигналів. Основними елементами такої обробки в загальному плані є: виключення β за описаним вище принципом (якщо таке виключення не здійснюється методом періодичної компенсації [61]); обчислення сигналу із зменшеною похибкою; обчислення значення шуканого параметра. Підкреслимо також, що, в даному випадку, вимоги до синхронності моментів

передачі цифрових кодів сигналів ПП, при різних положеннях SW, порівняно невисокі. Це пояснюється тим, що апріорі відомі деякі параметри (форма, частота) тестового впливу. А це дає змогу спростити математичну обробку отриманої інформації.

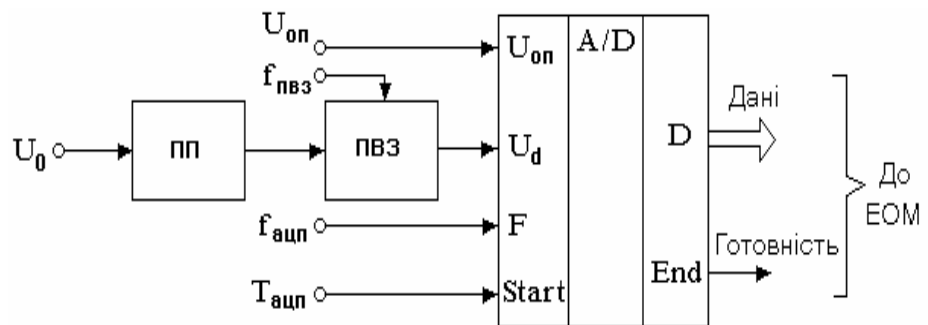


Рис. 2.17. Схема вимірювального тракту на основі використання АЦП

Частоти дискретизації вихідних сигналів по часу та рівню в значній мірі впливають на похибку відновленого в ПЕОМ сигналу, і тому вибираються в залежності від максимально допустимих для СПД похибок перетворення. Так, наприклад, якщо $U_0 = U_m \sin(\omega t)$, при допустимій похибці від апроксимації γ_a частоти дискретизації по часу, у випадку відновлення за кусково-лінійною (f_L) та параболічною (f_{II}) апроксимаціями, відповідно складуть [58, 71]:

$$f_L = \sqrt{(U''_m \cdot \omega^2) / (8 \cdot \gamma_a)}; \quad f_{II} = \sqrt[3]{(U'''_m \cdot \omega^3) / (15.53 \cdot \gamma_a)},$$

де U''_m - значення другої похідної сигналу U_0 ; U'''_m - значення третьої похідної U_0 (тобто оцінка його кривизни).

Наприклад, для частот тестового сигналу 10 і 30 КГц, при $\gamma_a = 0.1\%$: мінімальні значення частот відповідно дорівнюватимуть $f_L = 703$ КГц, $f_{II} = 252$ КГц і $f_L = 2.2$ МГц, $f_{II} = 756$ КГц.

Звернемо увагу ще на один досить важливий момент. Період дискретизації по часу $\Delta T_D = 1/f_D$ і час перетворення АЦП T_{II} зв'язані умовою

$$\Delta T_D > T_{II}, \quad (2.43)$$

яка, у випадку зростання частоти дискретизації f_D до 30 КГц і вище (при використанні 12 – 14 розрядних АЦП), виконуватися не буде [52, 72, 73]. З метою уникнення даного недоліку, враховуючи що миттєві значення вихідного сигналу ПП в моменти часу, котрі відрізняються на ціле число періодів U_0 , однакові, пропонується подавати декілька одиниць - сотень (в залежності від f_0) періодів тестового сигналу [67], здійснюючи виміри з періодом ΔT_B , що описується згідно формули

$$\Delta T_B = q \cdot \Delta T_D, \quad (2.44)$$

при виконанні умови (2.43) q в формулі (2.44) дорівнює кількості періодів U_0 , і з метою отримання максимальної швидкодії перетворення вибирається мінімально можливим. Цілком зрозуміло, що в результаті математичної обробки отриманих кодів, відновлюється лише один період вихідного сигналу.

Приведемо ще один, найбільш простий і ефективний спосіб реалізації запропонованого методу. Для цього розв'яжемо рівняння (2.42) відносно Z_x , враховуючи, що: $U_1^{\text{вих}} = \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + j \text{Im}(U_1^{\text{вих}})$; $U_2^{\text{вих}} = \text{Re}(U_2^{\text{вих}}) + j \text{Im}(U_2^{\text{вих}})$; $\gamma_3 = \text{Re}(\gamma_3) + j \text{Im}(\gamma_3)$ (де $\text{Re}(U_1^{\text{вих}})$, $\text{Re}(U_2^{\text{вих}})$, $\text{Im}(U_1^{\text{вих}})$, $\text{Im}(U_2^{\text{вих}})$ – відповідно дійсні та уявні значення складових вихідних сигналів ПП, що інформативні параметру Z_x ; $\text{Re}(\gamma_3)$, $\text{Im}(\gamma_3)$ – дійсне та уявне значення складових сигналу ПП, що пропорційний похибці перетворення γ_3).

$$Z_x = -R_0 \cdot (A + C + j(B + D)) / (\text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + j \text{Im}(U_1^{\text{вих}})), \quad (2.45)$$

де $A = \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + \text{Re}(U_2^{\text{вих}})$; $B = \text{Im}(U_1^{\text{вих}}) + \text{Im}(U_2^{\text{вих}})$; $C = \text{Re}(U_2^{\text{вих}}) \cdot \text{Re}(\gamma_3) - \text{Im}(U_2^{\text{вих}}) \cdot \text{Im}(\gamma_3)$; $D = \text{Re}(U_2^{\text{вих}}) \cdot \text{Im}(\gamma_3) + \text{Im}(U_2^{\text{вих}}) \cdot \text{Re}(\gamma_3)$.

Враховуючи, що Z_x , у загальному випадку є двополюсником з комплексним характером імпедансу, дійсна та уявна складові рівняння (2.45) відповідно дорівнюватимуть:

$$\begin{cases} \text{Re}(Z_x) = -R_0 \frac{(A + C) \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + (B + D) \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}{\text{Re}(U_1^{\text{вих}})^2 + \text{Im}(U_1^{\text{вих}})} \\ \text{Im}(Z_x) = -R_0 \frac{(B + D) \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) - (A + C) \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}{\text{Re}(U_1^{\text{вих}})^2 + \text{Im}(U_1^{\text{вих}})} \end{cases} \quad (2.46)$$

Похибки перетворення активної та реактивної складових відповідно дорівнюватимуть:

$$\gamma_{\text{Re}} = \frac{C \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + D \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}{A \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + B \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}; \quad \gamma_{\text{Im}} = \frac{D \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) - C \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}{B \cdot \text{Re}(U_1^{\text{вих}}) + A \cdot \text{Im}(U_1^{\text{вих}})}. \quad (2.47)$$

Таким чином, для обчислення значень параметрів елементів Z_x необхідно лише отримати реальне та уявне значення вихідних сигналів ПП (при різних структурах ПП) і розв'язати систему рівнянь (2.46). Зазначимо також, що дійсне та уявне значення можуть бути отримані, наприклад, за методами інтег-

рування, стробування або синхронного детектування.

Алгоритм реалізації перетворення за методом, що пропонується представлено нижче [67].

Початок алгоритму.

1. Перемикаємо ключ SW ПП у положення 1 (рис. 2.12).
2. Детектуємо значення активної $\text{Re}(U_1^{\text{вих}})$ та реактивної $\text{Im}(U_1^{\text{вих}})$ Вихідного сигналу $U_1^{\text{вих}}$ ПП, виконуючи виключення адитивної складової похибки перетворення.
3. Перемикаємо ключ SW ПП у положення 2.
4. Детектуємо значення активної $\text{Re}(U_2^{\text{вих}})$ та реактивної $\text{Im}(U_2^{\text{вих}})$ Вихідного сигналу $U_2^{\text{вих}}$ ПП, виконуючи виключення адитивної складової похибки перетворення.
5. Знаходимо значення параметрів ДЕК Z_x , шляхом розв'язування системи рівнянь (2.46).

Завершення алгоритму.

Для прикладу розглянемо випадок дослідження параметрів СЕК, якщо відношення імпедансів $Z_x / Z_1 \geq 1000$. Тобто, наприклад: $Z_x = C_x = 100$ пФ, $Z_1 = R_1 = 100$ Ом, $Z_2 = R_2 = 75$ Ом. ОП перетворювача, з практичних міркувань і досліджень, виберемо типу К140УД8, оскільки він досить стійкий до збудження і має незначний вхідний струм та високий коефіцієнт підсилення [47].

Як зазначається в роботі [3], ємність конденсатора бажано вимірювати на такій частоті U_0 , коли його імпеданс не буде перевищувати 0.5...1 МОм. На частоті $f_0 = 10$ КГц імпеданс C_x буде становити близько 159 КОм, а, оскільки значення опору еталонного елемента R_0 повинна приблизно дорівнювати імпедансу C_x , приймемо, що $R_0 = 160$ КОм. Коефіцієнт підсилення K ОП К140УД8 на частоті 10 КГц в найгіршому випадку приблизно становить 500 [47], а $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вих}}$ (з урахуванням підключення до виходу ОП підсилювача потужності) відповідно дорівнюють приблизно 10^9 Ом^{-1} та 0.1 Ом^{-1} [47].

Алгоритм будемо розглядати з точки зору зменшення тільки мультиплікативної складової похибки, оскільки виключення адитивної складової не викликає певних труднощів [3]. Отже, згідно з (2.47) похибка отриманого значення параметру C_x (на основі розв'язку системи (2.46)) не буде перевищувати 0.03%, що свідчить про достатньо високу точність отриманого результату (для порівняння (γ_1 або γ_2 згідно з (2.37) і (2.40) перевищує 76%).

Таким чином, запропонований метод на відміну від відомого [3] дозволяє відмовитись від використання додаткового набору взірцевих величин з відповідними елементами комутації. Перевагою методу є також можливість підвищення частоти тестового сигналу до 1-2 десятків кілогерц без істотного зросту похибки перетворення.

РОЗДІЛ 3

АВТОМАТИЗАЦІЯ ПІДГОТОВКИ ПРОЦЕДУРИ ДІАГНОСТУВАННЯ ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ У СКЛАДІ ДРУКОВАНИХ ВУЗЛІВ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

3.1. Формальний опис об'єктів і основні етапи задачі автоматизації підготовки процедур поелементного діагностування

В основі методів поелементного діагностування покладене припущення, що об'єкти будуть працездатними, якщо рисунок друкованого монтажу ОД буде відповідати технічній документації, а параметри всіх його елементарних компонент (елементів) будуть знаходитись в межах заданих допусків [4]. При цьому доцільно вводити декомпозиційний опис об'єктів і розглядати відповідну ієрархію задач діагностування, рівнями аналізу якої буде рівень монтажу і рівень елементарних компонент. Наслідком декомпозиційного опису ОД є необхідність формального опису кожного рівня математичними моделями, що є складовими загальної моделі. Такі моделі будуються на основі схем електричних принципів, переліку елементів та довідкової інформації про них.

Однією з поширених моделей формального опису об'єктів в системах діагностування є їх модель у вигляді формального спискового об'єкту, що описує схему електричну принципів [4]

$$O = \{L, E\}, \quad (3.1)$$

де $L = \{l_j\}$, ($j = \overline{1, k_1}$) – список провідників; k_1 – потужність множини провідників ОД; $E = \{E_i^n\}$, ($i = \overline{1, m_n}$) – формальний списковий опис елементарних компонент; n – кількість полюсів елементарних компонент ОД E_i ; m_n – потужність множини елементарних компонент, що мають n полюсів.

Кожен опис елементарних компонент E_i^n містить деяку множину точок T_i^n підключення до друкованої плати:

$$T_i^n = \{T_{ij}^n\}; T_i^n \in T; j = \overline{1, n},$$

де T – множина контрольних точок ОД.

Враховуючи вищесказане, множини усіх двополюсних елементів ОД, та точок їх підключення можуть бути описані таким чином:

$$E^2 = \{E_i^2\}; i = \overline{1, m_2}; T_i^2 = \{T_{i1}^2, T_{i2}^2\},$$

де m_2 – потужність множини двополюсних елементарних компонент.

Кожен з E_i^2 характеризується типом V_i^2 (наприклад: R, C, L) та властиво-

стями S_i^2 , що визначаються множиною параметрів PS_i^2 досліджуваних двополюсників (наприклад, для конденсатора до PS_i^2 можна віднести: номінальне значення ємності, допустиме відхилення реальної ємності від її номінального значення, добротність, струм втрат, опір ізоляції, ТКЄ, номінальну напругу тощо). Частина цих параметрів в залежності від кожного окремого випадку застосування E_i^2 є суттєвими P_i^2 , а усі інші параметри $P1_i^2$ – другорядними, вплив яких на працездатність ОД можна не брати до уваги. Враховуючи це, будь-який двополюсник E_i^2 , в загальному випадку, може бути охарактеризований такими виразами:

$$E_i^2(V_i^2) \rightarrow E_i^2(PS_i^2) \rightarrow E_i^2(S_i^2); \quad PS_i^2 = P_i^2 \cup P1_i^2; \\ P_i^2 = \{p_{i1}^2, p_{i2}^2, \dots, p_{ig}^2\}; \quad P1_i^2 = \{p1_{i1}^2, p1_{i2}^2, \dots, p1_{ih}^2\},$$

де знак \rightarrow вказує на те, що тип двополюсника визначає сукупність його параметрів, що визначають властивості S_i^2 ; g – кількість суттєвих параметрів досліджуваного двополюсника E_i^2 ; h – кількість несуттєвих параметрів.

На практиці, при реалізації методів поелементного діагностування, двополюсні пасивні елементарні компоненти ОД достатньо характеризувати одним параметром [3], що відповідає типу даного елемента. Так, наприклад, якщо досліджуваний двополюсник E_i^2 характеризується типом R , то його параметр діагностування p_{i1}^2 відповідає величині опору резистора, а коли E_i^2 є конденсатором, то p_{i1}^2 відповідає величині його ємності, нарешті, якщо E_i^2 є котушкою індуктивності, то p_{i1}^2 характеризує величину її індуктивності. Таким чином, враховуючи вищесказане, формальний опис будь-якого двополюсника ОД має вигляд

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2)\}.$$

Наведений формальний опис не містить достатньої інформації для проведення контрольно-вимірювальних операцій, послідовність яких визначає процес діагностування. Процеси, що протікають в результаті виконання вимірювальних перетворень, з точки зору забезпечення задовільних метрологічних характеристик, в загальному випадку залежать від багатьох чинників і можуть суттєво відрізнятись при різних їх сполученнях. Для визначення вибору найбільш доцільних варіантів здійснення вимірювальних перетворень, оператору систем діагностування необхідні глибокі знання основ вимірювальної техніки. У зв'язку з цим виникає задача автоматизації підготовки процедур діагностування, яка полягає у складанні з формальних описів ОД робочих програм діагностування, які є упорядкованими деяким чином послідовностями тестових операторів, що реалізуються системою діагностування. Для

розв'язання такої задачі треба виконати такі дії:

- на основі аналізу схеми електричної принципової ОД здійснити його декомпозицію на фрагменти типу трикутників (див. рис. 1.2), що є необхідною умовою для реалізації методів електричної ізоляції досліджуваних замкнених кіл;

- для кожного випадку вимірювальних перетворень визначити спосіб підключення вузлів досліджуваних кіл типу трикутник до вимірювальних шин перетворювачів з метою зменшення впливу неідеальностей характеристик засобів зв'язку з ОД;

- визначити умови необхідності застосування і обрати відповідні методи зменшення похибок перетворень, що обумовлені шунтуванням входу первинного перетворювача а також паралельним шунтуванням досліджуваного двополюсника;

- визначити критерії, за якими встановлюється послідовність проведення діагностичних операцій, що забезпечить ефективне проведення процесу діагностування;

- для кожного випадку вимірюваних перетворень визначити тип первинного перетворювача (ППН або ППС) з точки зору точності, швидкодії, усталеності і забезпечення неруйнівного характеру вимірювань;

- визначити час затримки зняття вихідного сигналу U_x ПП відносно тестового сигналу U_0 ;

- визначити в яких випадках перетворень доцільно здійснювати "прив'язування" вимірювань до частоти промислової мережі.

Слід відзначити ще один аспект при автоматизації процесів підготовки робочих програм поелементного діагностування. Часто виникає ситуація, коли апріорної інформації про ОД недостатньо, наприклад, для ОД невідомої структури. В такому випадку виникає необхідність визначення топології друкованого монтажу і отримання даних про параметри досліджуваних елементарних компонент, що може бути забезпечено методами ідентифікації топології друкованого монтажу і параметричної ідентифікації елементарних компонент [74-82]. Така параметрична ідентифікація (ПІ) здійснюється за результатами аналізу тестових сигналів та сигналів реакції досліджуваного елемента на дані тести.

При цьому досить привабливою виглядає ідея чорного ящика, тому що система діагностування, яка реалізує цю ідею, потребує, з першого погляду, мінімуму зусиль з боку персоналу, що її експлуатує. Проте, як зазначається в роботах [3, 81], її реалізація призводить: 1) до дуже тривалих процедур, оскільки не враховується частина інформації, наприклад, така як належність точок друкованої плати до n-полюсників і типи цих n-полюсників); 2) в ряді випадків, до неоднозначних, і навіть неадекватних результатів ідентифікації,

оскільки оперує ймовірнісними даними, і тому потребує втручання користувача в цей процес, та корекцію отриманих результатів [3, 78]. Наприклад, при дослідженні багатополюсних елементарних компонент, останні можуть бути помилково ідентифіковані як деякий набір їх складових (резисторів, діодів, транзисторів тощо). З метою уникнення цього пропонується даний процес розбити на два етапи: 1) формування даних про типи (наприклад: резистор, конденсатор, і т. д.) та точки підключення елементів до друкованої плати; 2) ПІ двополюсників за даними попереднього етапу. Такий підхід дозволяє значно зменшити простір пошуку досліджуваних параметрів, та, практично, виключити можливість отримання неоднозначних результатів.

3.2. Формалізація основних етапів для автоматизації процесів підготовки процедур поелементного діагностування

Як було відмічено в підрозділі 3.1 (див. (3.1)) модель формального опису об'єктів діагностування містить дві складові, що описують топологію їх друкованого монтажу і елементарні компоненти. Діагностування топології не представляє особливої складності і досить детально описується в роботах [3, 4, 6]. Тому питання, що розглядаються нижче, присвячені автоматизації підготовки процедур діагностування елементарних компонент ОД.

Вище вказувалося, що при формальному описі елементарні компоненти об'єктів розглядаються як незалежні, тобто електрично незв'язані між собою. Однак, оскільки в реальних ОД елементи зв'язані між собою і утворюють замкнені кола, відповідно методології поелементного діагностування для кожного вимірювання здійснюється штучна ізоляція досліджуваних двополюсників від решти схеми. Така ізоляція забезпечується шляхом штучного розчленування замкнених кіл на двополюсні, що передбачає на першому етапі визначення початкових умов, які полягають у реконфігурації структури ОД, для здійснення якої необхідно, по-перше, виявити усі контури (замкнені кола), що містять досліджуваній двополюсник, і по-друге, для всіх контурів визначити точки розділення (заземлення) та об'єднати їх. На другому етапі отримане таким чином коло типу трикутник включається в схему перетворювача, що забезпечує еквівалентність потенціалів на полюсах однієї з його гілок.

Знаходження точок розділення для кожного двополюсника, що досліджується здійснюється за допомогою алгоритмів, які передбачають перехід від конкретної схеми до її опису у вигляді мультиграфу [83] G :

$$G (\Lambda_T = T, \Lambda_e = \{U_k\}, \Lambda_n),$$

де Λ_T – множина вершин T_i графа (контрольних точок ОД); Λ_e – множина гілок U_k графа (елементів або складових багатополюсних елементів ОД);

$k=1, \overline{k_m}, k_m$ – потужність множини гілок графа; Λ_n – множина параметрів елементів (висловлювань відносно гілок графа).

З математичної точки зору задача знаходження точок розділення полягає у визначенні для кожної гілки U графа G мінімальної кількості вершин, видалення яких з графа разом з інцидентними їм гілками робить дану гілку ациклічною [4].

В роботах [3, 4] це перетворення здійснюється таким чином. Спочатку вибирається будь-яка з точок, що належить до досліджуваного двополюсника, наприклад T_{i1}^2 . Потім вибираються всі гілки U_k , що мають загальний полюс у точці T_{i1}^2 . Далі формується множина точок $M_g = \{T_{ij}^n\}$, ($T_{ij}^2 \neq T_{i1}^2, T_{ij}^2 \neq T_{i2}^2$), які є другими полюсами вибраної множини гілок U_k . При цьому, якщо у контури входять полюси багатополюсних елементів – всі інші їх точки підключення також заносяться до M_g . Отримана, таким чином, множина M_g і містить ті точки, що повинні бути з'єднані з базовим вузлом [84]. Інший варіант декомпозиції базується на занесенні до M_g всіх точок T_{pq}^n ОД, за умови, що $T_{pq}^n \neq T_{i1}^2, T_{pq}^n \neq T_{i2}^2$.

Підкреслимо, що дані підходи формування M_g не завжди прийнятні, оскільки їх множина містить як зайві, кількість яких коливається в залежності від складності та структури шляхів між точками T_{i1}^2, T_{i2}^2 , так і невдало (з точки зору значень імпедансів шунтувальних гілок досліджуваного кола типу трикутник) вибрані точки розділення.

Можливе також формування множини точок розділення M_g за критерієм мінімальності її потужності, що приводиться в роботі [85]. Такий підхід теж не завжди приводить до бажаних результатів, оскільки мінімальна кількість точок ще не свідчить про вдалість їх вибору.

Вищевказані недоліки при формуванні множини M_g у багатьох випадках призводять до того, що шунтувальні гілки мають низькі значення імпедансів, котрі можуть бути у 2 – 3 порядки менші, ніж імпеданс досліджуваного двополюсника E_i^2 . Крім того, вони можуть бути сумірними з вихідним опором $r_{ггс}$ генератора тестового сигналу U_0 або ОП, що входить у склад ПП. При цьому значно збільшуються похибки перетворень параметра p_{i1}^2 досліджуваного двополюсника E_i^2 (див. рівняння 1.1 – 1.6). Щоб уникнути цього, пропонується будувати множину M_g таким чином, щоб значення імпедансів шунтувальних гілок досліджуваного кола типу трикутник були максимально можливими. Побудова M_g вважається виконаною, коли проходячи будь-яким шляхом від точки T_{i1}^2 до точки T_{i2}^2 , починаючи прохід, наприклад, з точки T_{i1}^2 , першою зустрінеється не T_{i2}^2 , а будь-яка інша точка $T_{pq}^n \in M_g$. При цьому, для методів поелементних вимірювань можна сформулювати функцію мети

$$\mathfrak{K} = \frac{Z_x}{Z_1} \approx \frac{Z_0}{Z_1} \rightarrow \min \quad (3.2)$$

при обмеженні $r_{\text{ГТС}} / (Z_2 + r_{\text{ГТС}}) \leq \delta(U_0)$, де $\delta(U_0)$ – максимальна похибка формування U_0 .

Після визначення для кожного елементарного компонента множини M_g точок розділення, кожний рядок формальної спискової моделі ОД доповнюється цими точками і набуває вигляду

$$E^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g\}. \quad (3.3)$$

На наступному етапі підготовки процедури діагностування, з метою забезпечення інваріантності вимірювальних перетворень щодо неідеальностей характеристик засобів зв'язку з ОД, уточнюється спосіб підключення $\mathfrak{K}_{\text{hsg}}$ (одно- або двопровідне) кожного з вузлів досліджуваного кола типу трикутник до вимірювальних шин ПП.

З точки зору забезпечення допустимої точності вимірювальних перетворень, способи підключення об'єктів в перетворювачах типу ППН залежать від співвідношень і характеру імпедансів досліджуваного двополюсника Z_x , шунтувальних гілок Z_1, Z_2 та зразкового елемента Z_0 (можливі конфігурації структур ПП, що реалізують різні способи наведені на рис. 3.1, де точки підключення до шин умовно зображені у вигляді кружків).

Для кожного з вузлів досліджуваного кола типу трикутник однопровідна схема підключення (рис. 3.1.а) використовується лише в тих випадках, якщо значення імпедансів Z_x, Z_1 та Z_2 набагато більші (на два порядки), ніж імпеданси вимірювальних шин. При цьому вплив імпедансів засобів зв'язку, які в реальних системах, якщо враховувати, наприклад, тільки активну складову, яка може коливатися від 0.5 до 3 Ом [4], буде незначним і не призведе до виникнення суттєвих похибок.

На практиці часто зустрічаються також випадки, коли гілки досліджуваного кола типу трикутник Z_1 та Z_2 високоімпедансні, а Z_x – низькоімпедансний і такий, що значення його імпедансу відрізняється від імпедансів ліній зв'язку не більше ніж на 1 – 2 порядки. Вплив імпедансів вимірювальних шин (ВШ) на результати перетворень для цих випадків супроводжується значними похибками. Наприклад, при вимірюванні параметру досліджуваного двополюсника $R_x = 20$ Ом, якщо опори ВШ приймають значення $r_{\text{ВШХ}} = r_{\text{ВШУ}} = 1$ Ом – похибка перетворення для перетворювачів за структурою типу ППН

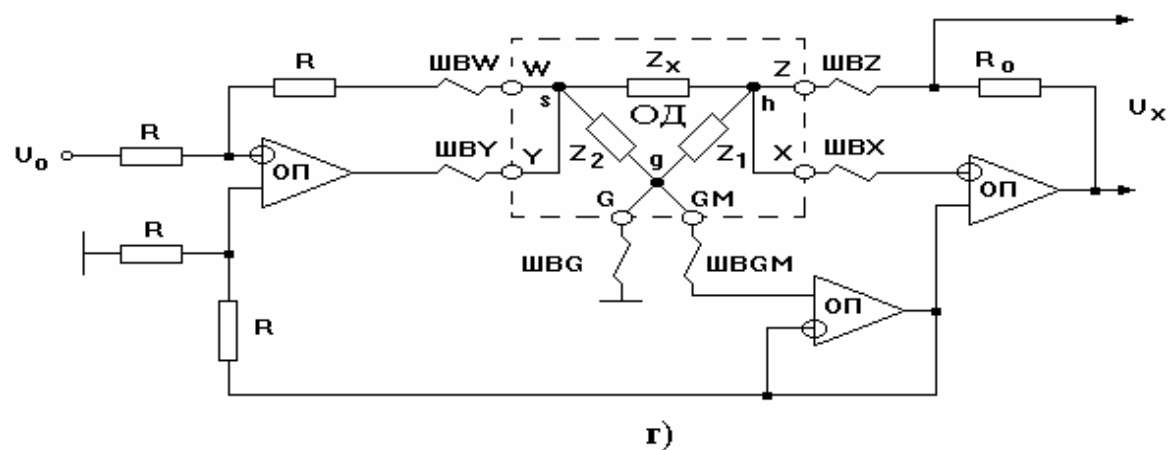
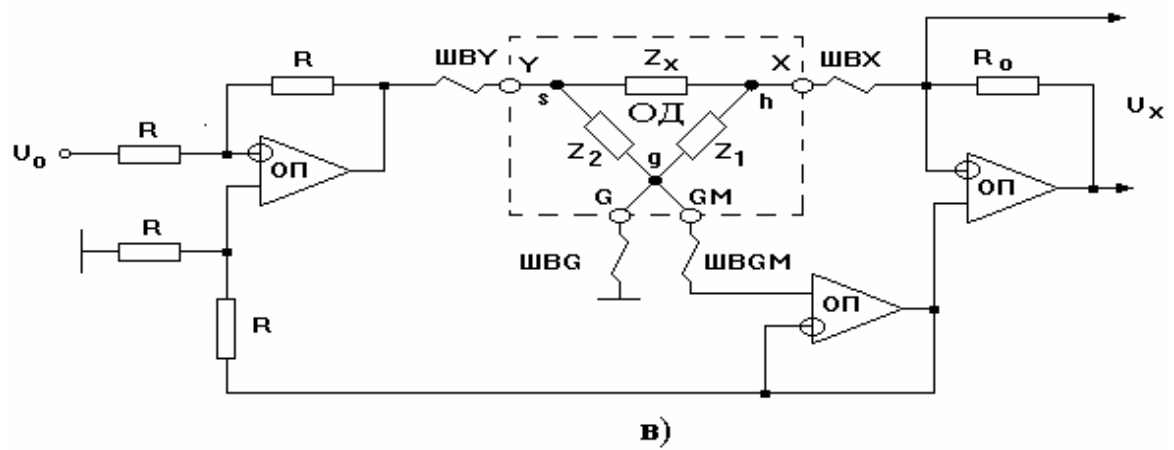
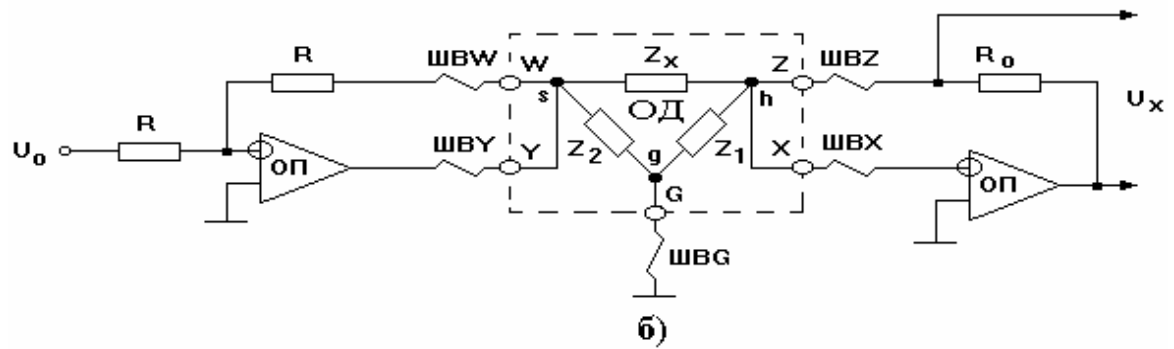
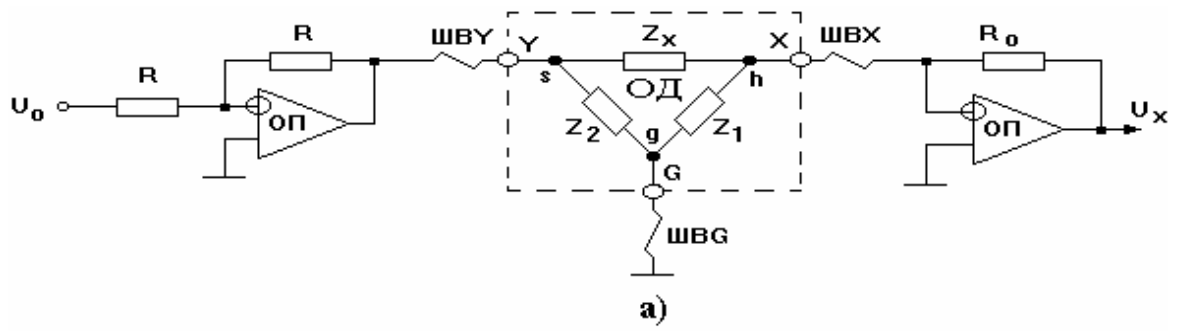


Рис. 3.1. ППН різних конфігурацій: а) триточкова схема;
 б) п'ятиточкова схема; в) чотириточкова схема г) шеститочкова схема

складе: $\delta_{2H} = - (r_{вшx} + r_{вшу}) / (R_x + r_{вшx} + r_{вшу}) \approx -9.1\%$. Слід відзначити, що такі похибки не є систематичними (змінюються при кожній окремій комутації до ОД внаслідок неоднорідності контактних площадок, їх окислення, перекоосу друкованих плат тощо [10]) і їх неможливо врахувати. Щоб уникнути цього необхідно застосовувати двопровідні схеми підключення полюсів двополюсника Z_x , чим визначиться п'ятипровідна схема підключення досліджуваного кола типу трикутник, що наведена на рис. 3.1.б.

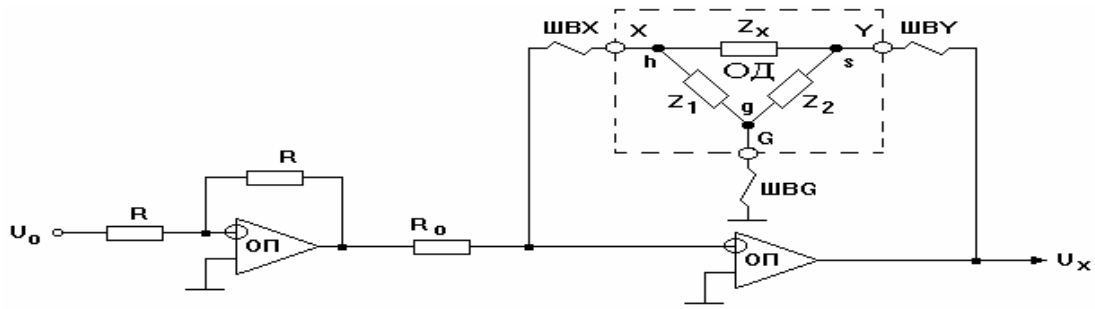
Розглянемо інший випадок, коли Z_1 і (або) Z_2 низькоімпедансні, а Z_x – високоімпедансний. Для такої ситуації вплив імпедансів ВШ, що підключають полюси досліджуваного двополюсника Z_x , буде незначним і ними можна знехтувати, здійснюючи їх однопровідні підключення. Проте для третього полюсу досліджуваного кола вплив імпедансу ВШ є суттєвим і залежить від співвідношень між імпедансами Z_x , Z_1 , Z_2 та $r_{вшg}$. Наприклад, для значення параметру досліджуваного двополюсника $Z_x=20$ КОм, при значеннях $Z_1=Z_2=50$ Ом, $r_{вшg}=0.5$ Ом, похибка перетворення буде складати $\delta_{пшг} = Z_x r_{вшg} / [Z_1(Z_2 + r_{вшg}) + Z_2 r_{вшg}] = 385\%$. Аналіз впливу імпедансу даної ВШ дозволяє зробити такі висновки. По-перше, в подібних випадках необхідно використовувати двопровідне підключення вузла g кола типу трикутник, при цьому отримується чотирипровідна схема підключення (рис. 3.1.в). По-друге, при наперед заданій допустимій похибці перетворення $\delta_{пшгmax}$, критерієм для застосування такої схеми підключення є виконання умови

$$Z_x \leq (Z_1(Z_2 + r_{вшg}) + Z_2 \cdot r_{вшg}) / r_{вшg} \cdot \delta_{пшгmax}.$$

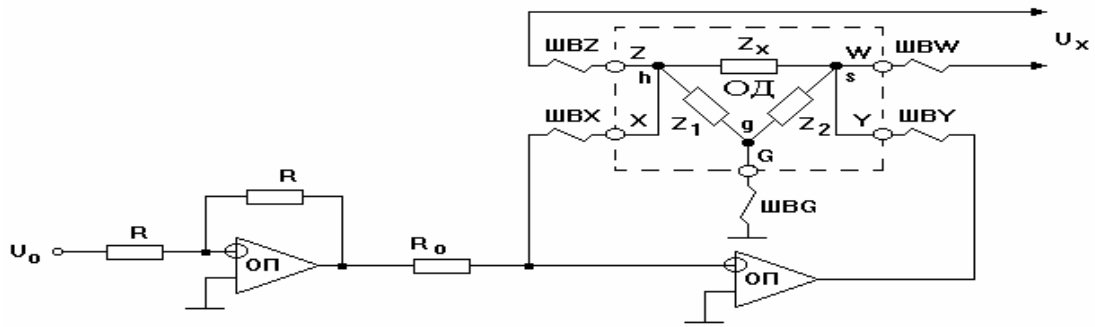
Розглянемо ще один випадок, який у якісному співвідношенні імпедансів аналогічний попередньому, за виключенням того, що Z_x – низькоімпедансний. Очевидно, що для даних випадків необхідно застосовувати двопровідні схеми підключення усіх вузлів ОД типу трикутник (рис. 3.1.г.).

Аналогічні міркування справедливі і для перетворювачів, що реалізують структури типу ППС. Відповідні конфігурації перетворювачів ілюструються на рис. 3.2. Після визначення способів підключення ВШ до вузлів досліджуваних кіл типу трикутник кожний рядок формальної спискової моделі (3.3) опису ОД доповнюється відповідним атрибутом \mathfrak{R}_{hsg} (індекси h, s та g набувають значення, що відповідають одно- і двопровідному способам підключення відповідно) і набуває вигляду

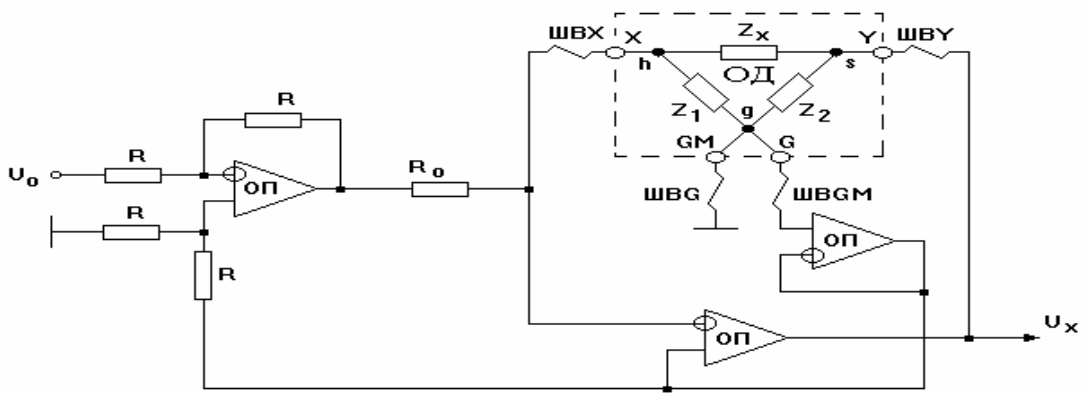
$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathfrak{R}_{hsg}\}.$$



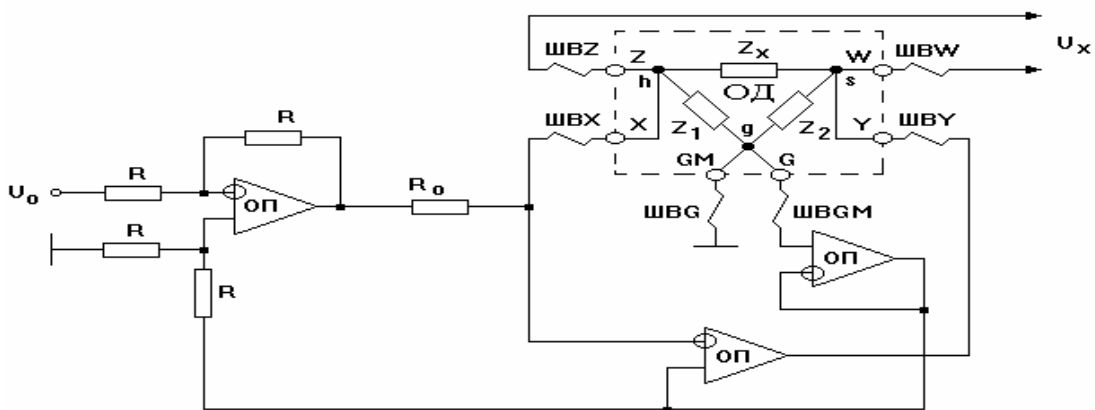
а)



б)



в)



г)

Рис. 3.2. ППС різних конфігурацій: а) триточкова схема; б) п'ятиточкова схема; в) чотириточкова схема г) шеститочкова схема

Наступним етапом задачі автоматизації підготовки процедури діагностування є визначення тих елементарних компонент ОД, при дослідженні яких вимірювальні перетворення вищевказаними методами супроводжуються значними похибками, що обумовлені шунтуванням входу ПП, а також паралельним шунтуванням досліджуваного двополюсника. Такі випадки виникають якщо співвідношення Z_0/Z_1 , (Z_x/Z_1) перевищують один - два порядки, а також якщо паралельно вимірюваному двополюснику Z_i підключений деякий двополюсник $Z_{ш}$, який не можна електрично ізолювати і коли $Z_i/Z_{ш} \geq 10$.

Для уникнення цього, як було запропоновано в другому розділі монографії, слід застосовувати методи зменшення похибок перетворень, що засновані на введенні від'ємного шунтування, а також зміненні структури ПП. При цьому як критерії вибору конкретного методу зменшення похибок будемо розглядати швидкодію визначення значення досліджуваного параметра і апаратну складність відповідних перетворювачів.

Час перетворення $T_{кві}$ параметрів досліджуваних двополюсників Z_x за методом від'ємного шунтування може бути визначений як

$$T_{кві} = T_{ц}(n_{Z1к} + n_{Zx}) + T_{з.кві}(n_{Z1к} + n_{Zxк}); \quad (3.4)$$

$$T_{ц} = T_k + T_{тс} + T_{нв} + T_i + T_{вт} + T_{ацп} + T_{пр} + T_{оом}, \quad (3.5)$$

де $T_{ц}$ – час циклу перетворення вимірюваного параметра за допомогою ПП; $n_{Z1к}$ – кількість "пасивних" параметрів кола Z_1 , що підлягають нейтралізації; n_{Zx} – кількість паралельних пасивних ДЕК, що входять до складу Z_x ; $T_{з.кві}$ – час запису коду корекції в КВІ; $n_{Zxк}$ – кількість пасивних параметрів кола Z_x , що підлягають нейтралізації; T_k – час комутації СЕК і взірцевих елементів; $T_{тс}$ – час затримки до початку формування тестового сигналу; $T_{нв}$ – час затримки до початку вимірювання; T_i – час обробки вихідного сигналу ПП; $T_{вт}$ – час затримки вимірювального тракту; $T_{ацп}$ – час аналого-цифрового перетворення; $T_{пр}$ – час передачі коду до ЕОМ; $T_{оом}$ – час обробки отриманої інформації в ЕОМ.

При перетворенні параметрів Z_x за методом змінення структури ПП також може виникнути необхідність нейтралізації паралельного впливу складових елементів Z_x за допомогою КВІ.

Час перетворення $T_{зс}$ параметрів Z_x за методом змінення структури ПП можна оцінити згідно з формулою (3.6):

$$T_{зс} = 2n_{Zx} \cdot T_{ц} + n_{Zxк} \cdot T_{з.кві} + n_{Zx} \cdot (T_{мк} + T_{д}), \quad (3.6)$$

де $T_{мк}$ – час затримки між двома вимірюваннями; $T_{д}$ – час затримки пристрою ділення або час обробки даних на ЕОМ.

Слід відзначити, що до рівняння (3.6) входить складова $T_{3.КВІ}$. Це дає змогу врахувати вплив виконання нейтралізації паралельного шунтування елементів Z_x за допомогою КВІ у випадку спільного використання запропонованих методів. З (3.6) також очевидно, що навіть якщо не брати до уваги дві останні складові, час перетворення за методами змінення буде по меншій мірі у два рази перевищувати час перетворень з використанням методів введення від'ємного шунтування. При цьому слід відзначити, що з точки зору діагностування усіх гілок кіл типу трикутник, загальний час контрольно-вимірювальних операцій збільшується менше ніж у два рази. Це пояснюється тим, що даний метод не має потреби застосовувати для тих гілок, що мають найменші імпеданси, оскільки при цьому відсутнє їх суттєве шунтування.

У таблиці 3.1 наведені дані, що дозволяють порівняти час перетворень для обох методів і його залежність від значень n_{Zx} , n_{Zxk} , n_{Z1k} для найбільш типових випадків, що зустрічаються на практиці.

Таблиця 3.1

Значення часу перетворення за методами від'ємного шунтування та змінення структури ПП

№ (п/п)	n_{Zx}	n_{Zxk}	n_{Z1k}	$T_{КВІ}$	$T_{Зс}$
1	1	-	1	$2T_{ц} + T_{3.КВІ}$	$2T_{ц} + T_{МК} + T_{д}$
2	1	-	2	$3T_{ц} + 2T_{3.КВІ}$	$2T_{ц} + T_{МК} + T_{д}$
3	2	1	1	$3T_{ц} + 2T_{3.КВІ}$	$4T_{ц} + T_{3.КВІ} + 2(T_{д} + T_{МК})$
4	2	1	2	$4T_{ц} + 3T_{3.КВІ}$	$4T_{ц} + T_{3.КВІ} + 2(T_{д} + T_{МК})$

З аналізу рівнянь (3.4 – 3.6) і даних в табл. 3.1 можна побачити, що час перетворення, за методом від'ємного шунтування, на відміну від методу змінення залежить від складу шунтувальної гілки Z_1 досліджуваного кола типу трикутник. Так, наприклад, якщо Z_1 є одиночним елементом (пп. 1, 3 табл.), час перетворення $T_{КВІ}$ або приблизно дорівнює $T_{Зс}$ (п. 1 табл.), або, менший ніж $T_{Зс}$ (п. 3 табл.).

З вищевикладеного можна зробити такі висновки. Вибір того чи іншого методу підвищення точності вимірювань в значній мірі залежить від особливостей складових ОД. Наприклад, якщо досліджуваними об'єктами є друковані вузли радіо- та телевізійної апаратури, які функціонують на високих частотах, що значно перевищують частоти тестових сигналів, зустрічаються досить багато випадків суттєвого взаємного шунтування. При цьому, практично для більшості елементарних компонент ОД необхідне застосування методів підвищення точності перетворень. З цієї точки зору доцільно застосовувати методи введення від'ємного шунтування, оскільки методи змінення, характеризуються меншою швидкістю. Однак для застосування методів від'ємного шунтування необхідною умовою є наявність апріорної інформації про зна-

чення параметрів шунтувальних кіл. Очевидно, що для отримання такої інформації необхідно визначити такий порядок проведення контрольно-вимірювальних операцій, тобто переупорядкувати рядки спискової моделі ОД ($E \rightarrow E^*$), при якому в першу чергу здійснюються вимірювальні перетворення параметрів низькоімпедансних елементів ОД. При цьому виходять з очевидного припущення, що точність перетворень параметрів таких елементів буде досить високою, внаслідок відсутності ефекту шунтування досліджуваних кіл. В результаті, використання отриманої таким чином апріорної інформації для зменшення похибок перетворень буде досить ефективним.

Для методу, що заснований на введенні від'ємного шунтування, підвищення точності досягається за рахунок введення апаратурної надлишковості перетворювача, яка обумовлена необхідністю введення додаткових зразкових елементів. При цьому, якщо взяти до уваги, що системи діагностування застосовуються в умовах серійного виробництва електронної апаратури, відносно технічних засобів системи в цілому, такі додаткові апаратурні витрати на одиницю продукції будуть незначними.

У випадках, коли суттєве шунтування не носить загального характеру, доцільно застосовувати методи змінення структури ПП, де підвищення точності досягається за рахунок введення надлишковості часу отримання шуканого параметру і не потребує переупорядкування рядків спискової моделі ОД. Однак, слід відмітити, що при наявності значного паралельного шунтування досліджуваних двополюсників, зменшення похибок може бути виконане тільки шляхом застосування конвертерів від'ємного імпедансу. В таких випадках буде застосовуватися комбінований підхід до застосування методів підвищення точності перетворень. При цьому знову ж таки необхідно здійснити переупорядкування послідовності тестів.

Вибір методів підвищення точності вимірювань відображається у списковій моделі введенням додаткового атрибуту \mathfrak{S}

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathfrak{R}_{hsg}, \mathfrak{S}\},$$

де \mathfrak{S} приймає значення, що вказують на застосування вимірювальних структур, що засновані на методах введення від'ємного шунтування, змінення структури ПП і комбінації цих методів відповідно.

Наступним етапом автоматизованої підготовки процедури поелементного діагностування є прийняття рішення, пов'язаного з вибором типу ПП. Слід зазначити, що з точки зору точності перетворення, (див. рівняння (1.1)–(1.6)) схеми ППН та ППС рівноцінні, проте кожна з них має свої переваги та недоліки [3, 4,6,10,11]. Основними критеріями вибору схеми первинного перетворювача будемо вважати: швидкодію перетворення, стійкість ПП, непошко-

джуючий характер вимірювань, а також зручність представлення інформації перетворення з метою наступної її обробки найбільш простими засобами.

Одним з недоліків ППС є насичення ОП у випадку відсутності двополюсника, параметри якого вимірюються, а також якщо імпеданс останнього значно більший ніж номінальний за специфікацією. Це призводить до появи високої напруги на ОД, яка може стати причиною виникнення вторинних дефектів. Підключення обмежувача напруги у зворотний зв'язок ОП виключає цей недолік, але призводить до погіршення точності вимірювання високоімпедансних параметрів (внаслідок відгалуження струму в коло обмежувача). При використанні ППН описаної проблеми не існує, оскільки напруга на ОД в будь-якому випадку не може перевищувати значення тестової напруги U_0 .

Іншим недоліком ППС є можливість його виходу з усталеного режиму, за рахунок того, що досліджуваний двополюсник з шунтувальними гілками, в загальному випадку, носять комплексний характер. Це може викликати достатній для збудження ОП, що входить до складу ППС, зсув фаз. У той же час перетворювачі типу ППН з цієї точки зору більш стійкі.

Якщо двополюсник описується паралельною $R_x C_x$ схемою заміщення, вимірювання активної складової виконується при постійному струмі, оскільки похибки перетворення в даному випадку мінімальні. При цьому час отримання результату вимірювання залежить від часу перехідного процесу $T_{\text{пн}}$ зарядження конденсатора і у випадку використання ППН приблизно на порядок менший ніж для ППС [4] внаслідок того, що в момент подавання U_0 конденсатор закорочений, ОП входить у насичення і заряджає його великим струмом.

Ще одним недоліком використання ППС є похибка перетворення, котра обумовлена впливом термо-електрорушійної сили (ЕРС) реле пристрою комутації, завдяки яким СЕК підключається до ПП. Це обумовлено тим, що падіння напруги на Z_x , у загальному випадку, обмежено величиною 0.2 В [4]. Отже, на нижній межі діапазону перетворення, наприклад, при декадній організації діапазонів, воно зменшується в 10 разів. Це призводить до того, що складова похибки перетворення за рахунок термо-ЕРС буде змінюватися в межах одного діапазону також у 10 разів. При використанні ППН ця похибка мінімальна, постійна, і може бути зменшена шляхом корекції отриманих результатів [4].

До недоліків ППН, які мають місце при вимірюванні низькоімпедансних параметрів, можна також віднести необхідність наявності великої кількості взірцевих величин малих номіналів, та зниження точності результатів вимірювання, обумовлене зростанням впливу опору замкнених реле на результат перетворення. При використанні ППС дана проблема вирішується шляхом підвищення значення U_0 . Це призводить до зменшення кількості взірцевих

елементів, і, як наслідок, дозволяє підвищити точність перетворень.

Інший недолік ППН проявляється при дослідженні конденсаторів, оскільки ПП функціонує в режимі диференціювання і має підвищену чутливість до високочастотних завад, що виникають на його вході. При використанні ППС, ОП працює в режимі інтегратора. Це підвищує його завадостійкість, а також, в ряді випадків, дає можливість використовувати як інформативний параметр час зарядження C_x , котрий може бути виміряний досить простими засобами. При дослідженні ж L_x ППН і ППС, з точки зору завадостійкості, міняються місцями, а отже перевагу, в даному випадку, буде мати ППН. Вибір типу ПП відображається у списковій моделі введенням ще одного атрибуту \diamond :

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathcal{R}_{hsg}, \mathcal{S}, \diamond\},$$

де \diamond приймає два значення, що вказують на використання структури перетворювача типу ППН або ППС відповідно.

Вище вказувалося, що при виконанні вимірювальних перетворень найкращими, з точки зору точності вимірювань шуканих параметрів, будуть перетворення, що виконуються при постійному рівні напруги тестового сигналу U_0 . Проте наявність перехідних процесів, яка має місце при дослідженні паралельних $R_x C_x$ кіл, які найбільш часто зустрічаються в реальних ОД, викликає необхідність затримки відліку сигналу перетворень, значення якої залежить від постійної часу досліджуваного двополюсника. Конкретне її значення τ можна отримати за апріорними даними про номінальні значення відповідних складових. Опис елементарних компонент, при цьому, набуває вигляду

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathcal{R}_{hsg}, \mathcal{S}, \diamond, \tau\}.$$

Наступним етапом підготовки процедури діагностування є визначення форми π тестових сигналів (π приймає значення, які визначають формування тестових сигналів постійного струму, змінного струму і сигналу, що лінійно змінюється відповідно) і їх максимального значення U_0^{\max} . Слід зазначити, що ці параметри визначаються типом та значеннями параметрів досліджуваного двополюсника Z_x і шунтувальних кіл його оточення.

При застосуванні тестових сигналів постійного струму первинний перетворювач має найбільш високі метрологічні характеристики, проте в даному режимі можна виконувати лише вимірювальні перетворення активних складових досліджуваних двополюсників. Для вимірювальних перетворень реактивних складових дослідження необхідно виконувати під дією змінних тестових сигналів, якими в загальному випадку можуть бути гармонічні сигнали.

Однак, з технічної точки зору найбільш просто реалізується сигнали трикутної форми. При цьому процеси роздільного отримання вимірювальної інформації, щодо значень параметрів складових досліджуваних двополюсників з комплексним характером імпедансу, практично ні чим не відрізняються як з точки зору точності, так і швидкодії перетворень.

Максимальні значення тестових сигналів, з точки зору забезпечення неруйнівного характеру контрольно-вимірювальних операцій, для будь-яких ОД, повинні бути такими, щоб значення напруг на об'єктах не перевищувала 0.2 В у випадках наявності в ОД германієвих р-п переходів і 0.5 В, коли в ОД присутні кремнієві р-п переходи [4]. В інших випадках максимальні значення тестових сигналів U_0 може бути збільшено до 2 – 4 В, що дозволяє підвищити завадостійкість вимірювальних перетворень.

Вибір форми і максимального значення тестового сигналу відображається у списковій моделі введенням відповідних атрибутів:

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathcal{R}_{hsg}, \mathfrak{S}, \diamond, \tau, \pi, U_0^{\max}\}.$$

На практиці часто зустрічаються випадки необхідності вимірювальних перетворень параметрів високоімпедансних елементів, в яких з урахуванням вказаних вище обмежень на максимальне значення тестових сигналів протікають струми на рівні десятків - сотень наноампер. При цьому, до вихідних сигналів ПП додаються сигнали наведень від мережі ~220 В, що призводить до виникнення додаткових похибок перетворення. Ці наведення стають тим більш вагомими, чим менший струм протікає в колах перетворювачів і для вказаних вище випадків сигнали наведень можуть навіть перевищувати корисний сигнал.

Уникнути цього недоліку можна шляхом обчислення середнього арифметичного значення двох вимірювальних перетворень, які здійснюються через інтервали часу, що дорівнюють (або кратні) половині періоду частоти завад 50 Гц. Як показали практичні дослідження, такі методи зменшення похибок від наведень, щоб забезпечити похибку перетворень меншу десятої частки відсотка, доцільно виконувати для тих випадків, коли струми, що протікають через досліджувані двополюсники будуть менші за 1 мкА. Кожен рядок спискової моделі ОД при цьому доповнюється атрибутом \hbar , який приймає значення, що вказують на необхідність прив'язувань вимірювальних перетворень до частоти завад або її відсутність в протилежному випадку.

$$E_i^2 = \{V_i^2, p_{i1}^2, (T_{i1}^2, T_{i2}^2), M_g, \mathcal{R}_{hsg}, \mathfrak{S}, \diamond, \tau, \pi, U_0^{\max}, \hbar\}.$$

Узагальнюючи вищевикладене, процедура діагностування може бути

представлена як упорядкована послідовність операторів [1]

$$M = \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_j\},$$

де кожен з μ_i розглядається як тестовий оператор, що визначається сукупністю формального опису χ_i для відповідного досліджуваного двополюсника E_i^2 , і варіантів вимірювань $q_k \in Q$ (Q – множина допустимих варіантів вимірювань), котрі визначаються атрибутами, можливі сполучення значень яких визначають всю інформацію, необхідну для проведення відповідних контрольно-вимірювальних операцій.

Математичну модель упорядкованого виконання контрольно-вимірювальних операцій, що описується таким виразом можна розглядати як проблемно-орієнтовану мову опису процесу поелементного діагностування. При цьому кожний оператор μ_i буде описуватися як

$$\mu_i = f(E_i^2(V_i^2, p_{i1}^2), Z_1, Z_2) = (\chi_i, q_k),$$

де f – деякий оператор залежності, а складові χ_i та q_k визначаються як послідовність лексем (під лексемами розуміють символи або їх групи, що несуть певне смислове навантаження [4]):

$$\chi_i = (v_1, v_2, v_3);$$

$$q_k = (v_4, v_5, v_6, v_7, v_8, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14}),$$

які визначають:

v_1 – тип досліджуваного двополюсника; v_2 – його порядковий номер; v_3 – одиниця вимірювання досліджуваного параметра p_{i1}^2 ; v_4 – значення величини p_{i1}^2 ; v_5 – величина поля допуску відхилення; v_6 – тип ПП; v_7 – кількість точок підключення ПП до ОД; v_8 – множина M_g точок штучного відокремлення досліджуваного двополюсника Z_x від решти схеми ОД; v_9 – тип тестового сигналу U_0 ; v_{10} – амплітуда U_0 ; v_{11} – метод зменшення похибки перетворення, що обумовлена шунтуванням входу ОП перетворювача; v_{12} – метод зменшення похибки перетворення, яка обумовлена паралельним шунтуванням Z_x ; v_{13} – час затримки зняття вихідного сигналу ПП щодо тестового сигналу U_0 ; v_{14} – флаг прив'язування вимірювань до частоти промислової мережі.

Для більшої наочності розглянемо, наприклад, конкретний оператор μ_i для діагностування резистора:

$$R \ 102 \ KOm \ 910 \ \%5 \ U \ 3 \ X50 \ Y83 \ G4 \ Var \ 0.2 \ ZS \ INT \ D1 \ S.$$

Наведений оператор означає, що вимірюється резистор (символ R) з порядковим номером 102. Значення його опору дорівнює $910 \text{ КОм} \pm 5\%$. Тип вимірювального перетворювача – ППН (символ U). Кількість точок підключення ПП до ОД – 3, при цьому до вимірювальної шини X підключається точка 50 ($X50$), до шини Y – 83 ($Y83$), до шини G – 4 ($G4$). Вимірювання виконується при змінному тестовому сигналі (V_{ar}) амплітудою 0.2 В. При цьому здійснюється зменшення похибки перетворення, що обумовлена шунтуванням входу ПП, шляхом змінення структури перетворювача (ZS). Вплив похибки паралельного шунтування виключається завдяки визначеному інтервалу інтегрування вихідного сигналу U_x (INT). Час затримки зняття тестового сигналу складає 1 мС ($D1$). Вимірювання супроводжуються прив'язуванням до частоти промислової мережі (символ S).

3.3. Розробка узагальненого алгоритму процедури діагностування пасивних двополюсників у складі друкованих вузлів електронних пристроїв

Спрощена блок-схема загального алгоритму побудови програми діагностування подана на рис. 3.3. Вхідною інформацією для даного алгоритму є первинний опис ОД, який містить дані щодо типів V_i^2 та точок підключення T_{ij}^2 двополюсників E_i^2 до друкованої плати, а також точок підключення багатополісних елементів.

У першому блоці алгоритму здійснюється ідентифікація топології ОД. Не будемо торкатися конкретних алгоритмів цієї ідентифікації, оскільки вона досить детально описана в роботах [3, 4, 6, 90]. Зазначимо тільки, що її особливістю є необхідність виявлення елементів з високою провідністю, оскільки вони можуть бути помилково визначені як провідники. А отже дані дослідження повинні включати чотириточкові вимірювання (без урахування точок розділення) як при постійному (для низькоомних резисторів), так і при змінному (для низькоімпедансних котушок індуктивності) тестовому сигналі.

Результатом ідентифікації топології є: 1) множина провідників $\Pi = \{\Pi_q\}$, де $q=1, 2, \dots, h$ – загальна кількість провідників; 2) сукупність множин контрольних точок ОД M_q , ($M_q \in M_{кт}$), що належать, відповідно, до кожного Π_q , тобто $\Pi_q = \{M_{q1}, M_{q2}, \dots, M_{qm}\}$, де індекс qm відповідає загальній кількості точок, що належать до q -го провідника.

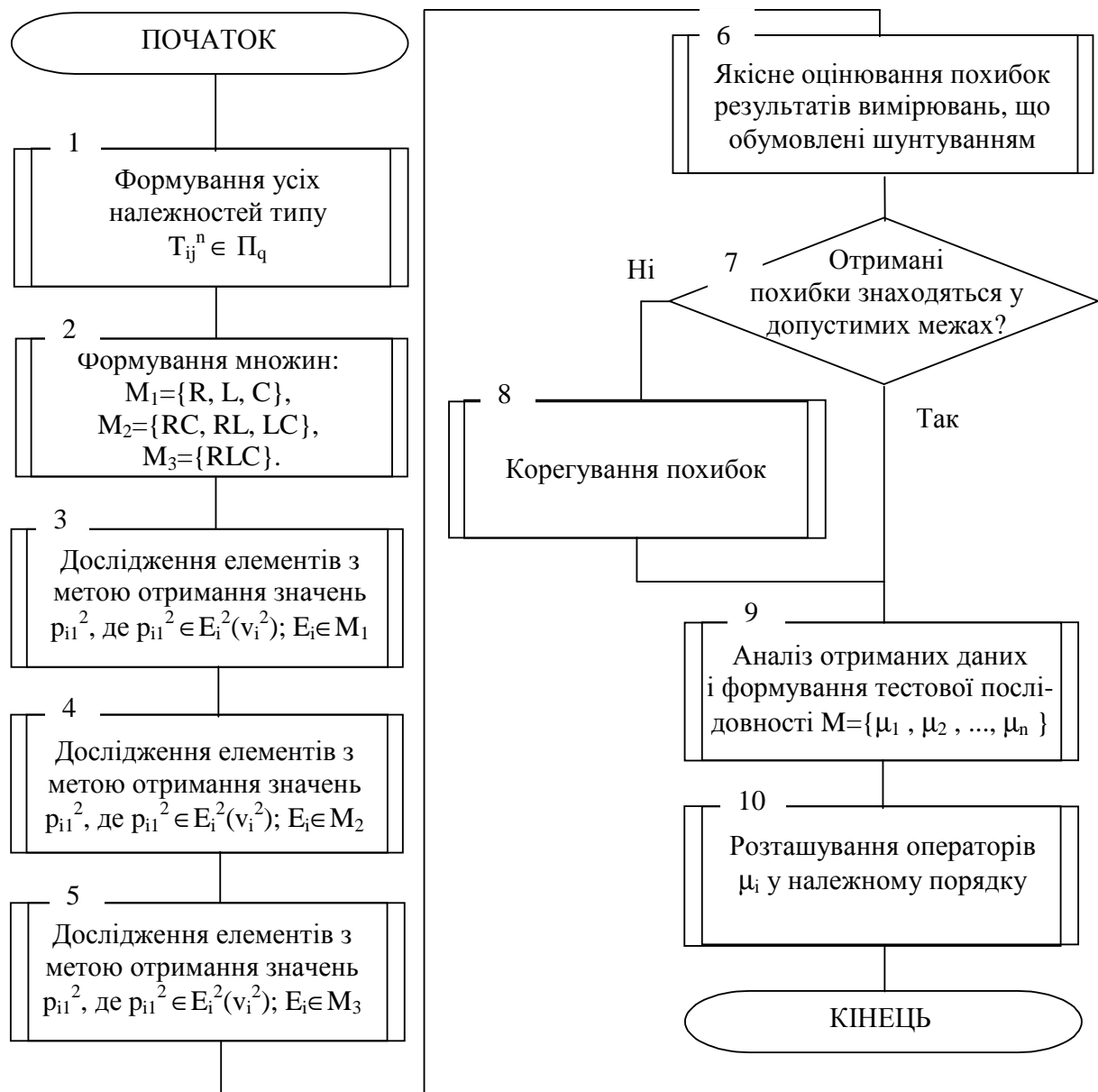


Рис. 3.3. Загальний алгоритм побудови тестової послідовності для діагностування пасивних двополюсників ОД

У другому блоці алгоритму, на основі даних ідентифікації топології та належності контрольних точок ОД двополюсникам, за критерієм кількості паралельних різнотипних елементів E_i^2 , котрі входять до складу досліджуваного двополюсника, здійснюється формування трьох наступних множин:

1) одиночних елементів, тобто резистора, конденсатора або котушки індуктивності: $M_1^2 = \{R, C, L\}$; 2) усіх можливих сполучень двох паралельних елементів E_i^2 : $M_2^2 = \{RC, RL, LC\}$; 3) паралельно з'єднаних трьох пасивних дво-

полюсників різних типів $M_3^2 = \{RLC\}$. При цьому $M_1^2 \cap M_2^2 \cap M_3^2 = \emptyset$.

Такий підхід дозволяє в деякій мірі передбачити тактику досліджень в кожному окремому випадку, та уникнути додаткових витрат часу на багаточисленні аналітичні перевірки та вимірювання, які необхідні при відсутності даних щодо паралельного з'єднання елементів.

У третьому блоці виконується ПІ двополюсників, що входять до складу множини M_1^2 . Це найбільш простий варіант ідентифікації, оскільки, у більшості випадків відсутнє паралельне шунтування досліджуваного двополюсника, а отже і необхідність корекції похибки, котра обумовлена таким шунтуванням.

Загальний алгоритм ПІ елементів множини M_1^2 представлений на рис. 3.4.

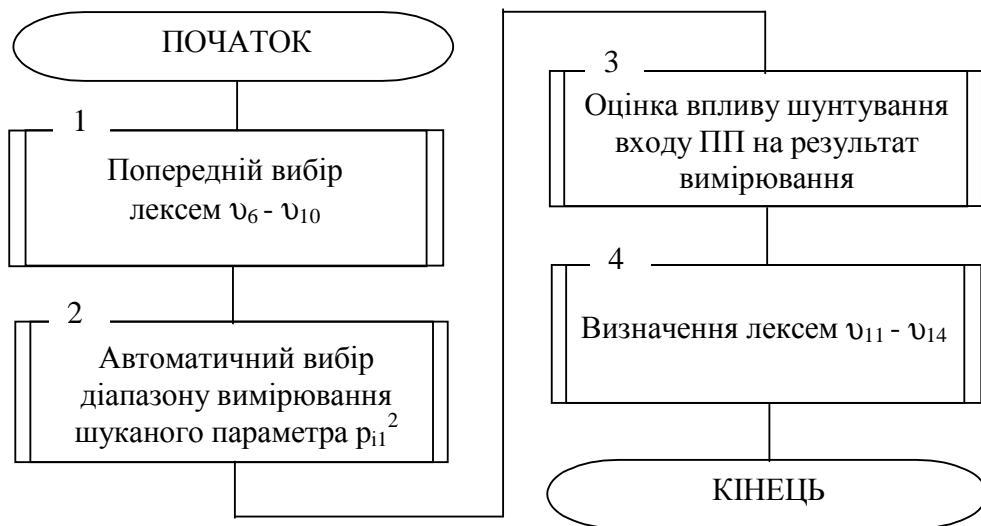


Рис. 3.4. Загальний алгоритм ПІ складових множини M_1^2

Попередній вибір лексем $v_6 - v_{10}$ операторів μ_i обумовлений недостатністю інформації про характер оточення досліджуваного двополюсника. В подальшому, по мірі здійснення ПІ, кількість такої інформації зростає, що дозволяє скоректувати попередньо підібрані лексеми, користуючись методикою, що приведена у розділі 3.2 монографії.

Зазначимо, що належність двополюсника E_i^2 до множини M_1^2 не виключає можливість його паралельного шунтування іншим двополюсником, наприклад, резистором, що знаходиться у складі інтегральної мікросхеми, або обмоткою котушки індуктивності трансформатора. При цьому таке шунтування може бути як не глибоким, так і досить глибоким (при глибокому шунтуванні провідність даного шунтувального елемента може на порядок і біль-

ше перевищувати провідність двополюсника, що досліджується).

При виконанні автоматичного пошуку діапазону вимірювання необхідно враховувати можливість такого глибокого паралельного шунтування, шляхом оцінки величин синфазної та квадратурної складових вихідного комплексного сигналу ПП, при певному тестовому впливі. Якщо ж шунтування неглибоке, то, на відміну від двох наступних блоків алгоритму, його вплив можна не брати до уваги.

Автоматичний пошук доцільно виконувати за методом дихотомії, починаючи дослідження з середнього діапазону. Критерієм закінчення пошуку (принаймні величини одного параметра) необхідно вважати знаходження вихідного сигналу вимірювального перетворювача в межах приблизно від 20 – 30 мВ до 0.2 В для ППС і до 1.5 – 2 В для ППН (Звичайно, береться абсолютна величина напруг, оскільки тестовий сигнал може бути від'ємним).

Мінімальна величина сигналу обмежується рівнем шумів, наведень та дрейфу, а максимальна – переходом ПП в такий режим роботи, коли або значно зростає похибка перетворення (наприклад, у випадку насичення чи обмеження ОП), або виникає загроза виникнення вторинних дефектів за рахунок перевищення напруги тестового сигналу на ОД визначеного рівня (як правило 150 – 200 мВ [3]). Крім того, обмеження з боку як максимального, так і мінімального сигналів пов'язані з порушенням функціонального режиму роботи (з точки зору діагностування) нелінійних елементів ОД: напівпровідникових діодів, транзисторів тощо.

Один з варіантів вимірювального перетворювача з роздільним отриманням інформації про величини синфазної та квадратурної складових, що дозволяє здійснити автоматичний пошук, приведено на рис. 3.5. Напруга, що пропорційна активному опору, запам'ятовується у пристрої вибирання-зберігання ПВ31 по сигналу Т1 (в момент часу, що дорівнює 1/4 періоду U_0), а напруга, що несе інформацію про реактивний опір, запам'ятовується в ПВ32 по сигналу Т2 (в момент часу, що дорівнює 1/2 періоду U_0). При цьому рівні напруг ПВ3 описуються згідно рівнянь (1.13, 1.14). Далі напруги з виходів ПВ3 поступають на блоки компараторів БК1 і БК2, що формують логічні сигнали: "менше норми" (<), якщо $|U_x| < 20...30$ мВ; "норма" (=), при $20...30$ мВ < $|U_x| < 0.2...2$ В, та "більше норми" (>), якщо $|U_x| > 0.2...2$ В. Дані сигнали по синхроімпульсу С записуються у регістр RG. Отриманий таким чином код DD дозволяє оцінити поточну ситуацію і, або отримати шукану інформацію, і/або вибрати наступний діапазон вимірювання, змінюючи код N.

Оцінка впливу шунтування входу ПП на поточний результат перетворення параметру досліджуваного двополюсника здійснюється на основі даних усіх попередніх вимірювань, що стосуються елементів, котрі утворюють з досліджуваним замкнене коло. Такий аналіз дозволяє виявити випадки, де шун-

тування призвело до виникнення значних похибок, та усунути їх шляхом повторного вимірювання з корегуванням цих похибок.

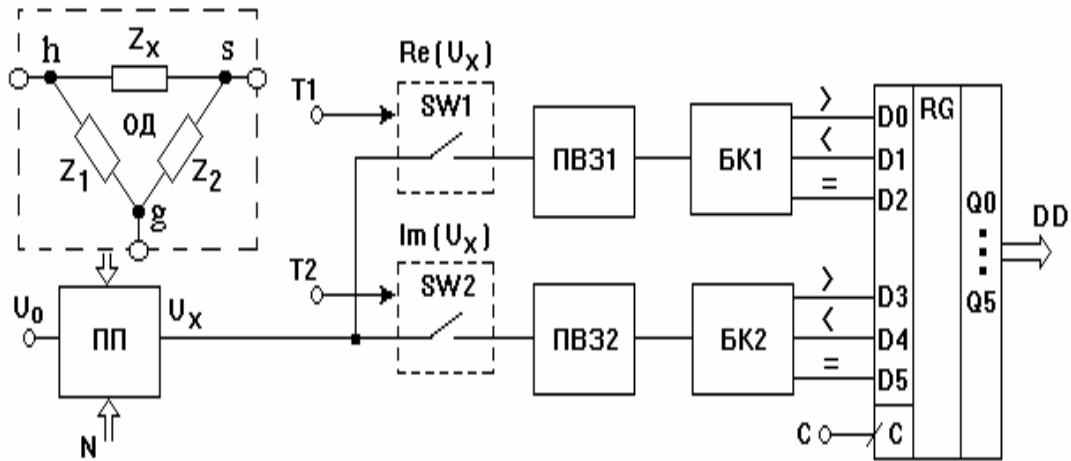


Рис. 3.5. Структурна схема ПП з роздільним отриманням інформації

Якщо ж такі дані не дають потрібної інформації, наприклад, у випадку коли вони не відносяться до елементів даного контуру, така оцінка, хоча і може бути здійснена (наприклад, за методом змінення структури ПП), потребує значного збільшення загального часу досліджень. Це, насамперед, пояснюється тим, що в багатьох випадках шунтування незначне, а тому дані вимірювання виявляються зайвими.

Для прикладу розглянемо таку ситуацію. До ППН підключено трикутник з складовими: $Z_x = C_x = 91 \text{ пФ} \pm 10\%$, $Z_1 = R_1 = 820 \text{ Ом} \pm 5\%$, $Z_2 = L_2 = 1 \text{ мГн} \pm 10\%$. Нехай СЕК підключено так, що R_1 шунтує вхід ОП ПП. У випадку дослідження ємності (при невідомих номіналах інших елементів СЕК), при автоматичному пошуку діапазону буде знайдено, що $R_0=200 \text{ КОм}$ при частоті тестового сигналу U_0 10 КГц. Отримане значення ємності при такому вимірюванні згідно з рівнянням (1.1) без урахування адитивної складової похибки перетворення при $K=500$ дорівнюватиме приблизно 60 пФ. Цілком зрозуміло, що даний результат неправильний. Проте подальші дослідження складових даного СЕК, а саме – отримання значення опору R_1 і аналіз впливу його шунтування на результат дослідження C_x дозволять виявити дану похибку. Подальше вимірювання ємності C_x за методом від'ємного шунтування дозволить, згідно з рівняннями (2.5, 2.7), при $\delta_1 = 0.5\%$ і $\delta_2 = 0.1\%$ отримати нове, досить точне значення, що складе близько 90 пФ.

Визначення лексем v_{13} , v_{14} виконується після отримання попереднього результату вимірювання. При цьому формування лексеми v_{13} може бути здійснено на основі моделювання роботи ПП, а формування v_{14} – на основі емпі-

рично отриманих меж в ході практичних досліджень щодо досяжної точності вимірювань параметрів різних за значенням величин.

Повертаючись до загального алгоритму III двополюсників ОД (див. рис. 4.3), зазначимо, що його наступні два блока: 4 і 5, у принципі, виконуються аналогічно алгоритму блоку 3 (див. рис. 3.4), але, на відміну від нього, потребують отримання параметрів двох (блок 4), або трьох (блок 5) пасивних двополюсників.

На наступному кроці (блок 6) виконується якісне оцінювання похибок результатів вимірювань, що обумовлені шунтуванням, і у випадку, якщо шунтування перевищує певну межу, виконується корегування похибок перетворення (блок 8).

Остаточне формування лексем v_i операторів програми (блок 9) доцільно виконувати після завершення III усіх пасивних двополюсників (оскільки останні можуть входити до складу контурів і впливати таким чином на результати досліджень інших елементів цих же контурів), коли стають відомими провідності багатьох ДЕК та інших компонентів об'єкта діагностування, що шунтують досліджувані елементи. Це дає змогу досить якісно при даних умовах здійснити декомпозицію ОД, а також вибрати найбільш доцільні, з точки зору точності та швидкодії, типи і конфігурації ПП та режими роботи вимірювального тракту в кожному окремому випадку.

Підвищити швидкодію діагностування можливо за рахунок певного розташування операторів μ_i (блок 10), що дає змогу уникнути зайвих перевірок та процедур корекції похибок. Так, наприклад, спочатку доцільно виміряти значення елемента з найменшим імпедансом, оскільки в такому випадку, як правило, вплив шунтування на результат його вимірювання можна не брати до уваги. Далі доцільно виміряти параметр того двополюсника (якщо такий є), що зашунтований першим. Якщо ж такого двополюсника нема – вимірюємо параметр наступного найбільш низькоімпедансного серед недосліджених елементів ДЕК.

Результатом роботи даного алгоритму є процедура діагностування (повний опис) усіх двополюсників досліджуваного пристрою в термінах операторів μ_i , які включають перелік E_i^2 з відповідними ідентифікованими величинами їх параметрів p_{i1}^2 , а також деякі умови v_j , котрі необхідно виконати для отримання шуканих величин із заданою точністю.

РОЗДІЛ 4
РОЗРОБКА ІНЖЕНЕРНИХ РЕКОМЕНДАЦІЙ ЩОДО
ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ ВИРОБІВ
ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

4.1. Обґрунтування вибору структурної схеми системи діагностування електронної апаратури

Система діагностування виробів ЕА призначена для внутрішньосхемного діагностування технічного стану електронних пристроїв у вигляді друкованих плат з метою ідентифікації різноманітних дефектів та локалізації їх до рівня елементів. Загальна структурна схема системи подана на рис. 4.1.

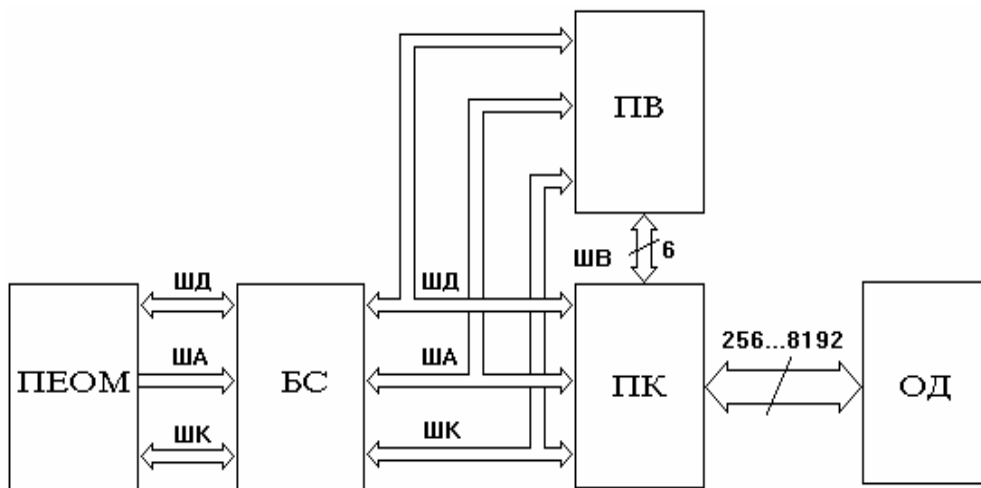


Рис. 4.1. Загальна структурна схема системи діагностування

Система в загальному плані включає підсистеми вимірювання (ПВ) та комутації (ПК). ПВ забезпечує генерацію різних тестових впливів на ОД і обробку сигналів реакції об'єкта на ці впливи через ВШ з метою отримання інформації про параметри досліджуваних елементів.

ПК здійснює електричний зв'язок ПВ з ОД за допомогою голчатого контактного пристрою (ГКП), завдяки комутації визначених контрольних точок (КТ) об'єкта. Розрядність шини комутатора залежить від кількості КТ ОД і завдяки модульній структурі ПК може легко нарощуватись починаючи від 64-х до 8192-х точок і більше (організація ПК детально розглядається в роботах [86-89]).

ПЕОМ, що зв'язується з системою по шинах даних (ШД), адреса (ША) та керування (ШК) здійснює керування процесом діагностування, а також накопичення, обробку, аналіз та зберігання даних щодо результатів діагностуван-

ня різноманітних ОД. Обмін інформацією між ПЕОМ та системою діагностування виконується через блок спряження (БС), котрий виконує функції як буферизації і адресації даних, так і гальванічної ізоляції ПЕОМ від системи.

Розглянемо структурну організацію ПВ, що наведена на рис. 4.2.

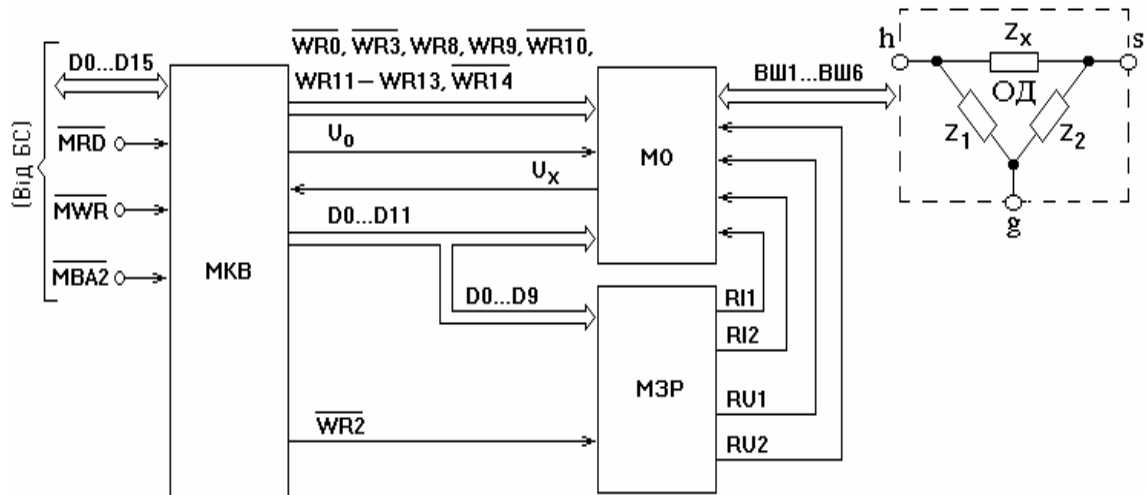


Рис. 4.2. Структурна схема підсистеми вимірювання

Дана підсистема включає модуль керування вимірювачем (МКВ), модуль обробки вимірювальної інформації (МО) і модуль взірцевих елементів (МВЕ).

Обмін інформацією між ПЕОМ та МКВ здійснюється по шині даних D0 – D15 (Вибір такої розрядності забезпечує сумісність при використанні як сучасної ПЕОМ типу pentium, так і найбільш простої, на базі 16-розрядного центрального процесора 80286 і навіть 8086). При цьому, передача даних з ПЕОМ – по сигналу запису – MWR, а прийом – по сигналу читання MRD. В обох випадках обмін повинен супроводжуватись сигналом вибору ПВ MBA2.

Передача керуючої інформації D0 – D11 з МКВ в МО супроводжується сигналами запису WR0, WR3, WR8 – WR14 в залежності від її функціонального призначення. Сигнал U₀ служить для здійснення тестового впливу на ОД з метою отримання від останнього сигналу реакції U_x, інформативного параметру, що вимірюється.

МЗЕ забезпечує підключення по шинах RI1, RI2, та RU1, RU2 (в залежності від типу конфігурації вимірювального пристрою) до МО взірцевих резисторів (конденсаторів) різних номіналів з метою вибору певного діапазону вимірювання. При цьому у випадку вимірювання за методом заданого струму використовуються шини RI1 і RI2, а за методом заданої напруги – RU1 і RU2. Вибір взірцевого елемента здійснюється кодом D0 – D9, який записується по сигналу запису WR2 в регістр модуля та дешифрується в одиничний код.

Зауважимо також, що з метою зменшення апаратурних витрат на реалізацію МЗЕ як взірцеві резистори можна використати перетворювач "код-струм" (наприклад КР572ПА1А), який дозволяє сформувати опір потрібного номіналу у діапазоні приблизно від 5 до 10^4 КОм. Це дозволить відмовитись від половини резисторів модуля з відповідними елементами комутації, проте виникне необхідність у вимірюванні внутрішнього опору (для калібрування). Особливості підключення мікросхеми в такому режимі розглядається нижче (див. рис. 4.14, DA1).

Модуль живлення (МЖ) забезпечує постачання до СД напруг живлення: +5, +15 та -15 В.

Більш детально особливості МКВ та МО приводяться в наступних розділах монографії, а МЗЕ, внаслідок його простоти, не розглядається.

4.2. Інженерні рекомендації щодо проектування модуля керування підсистеми вимірювань

Розглянемо основні схемотехнічні особливості МКВ, що входить до складу підсистеми вимірювання. Структурна схема модуля приведена на рис. 4.3.

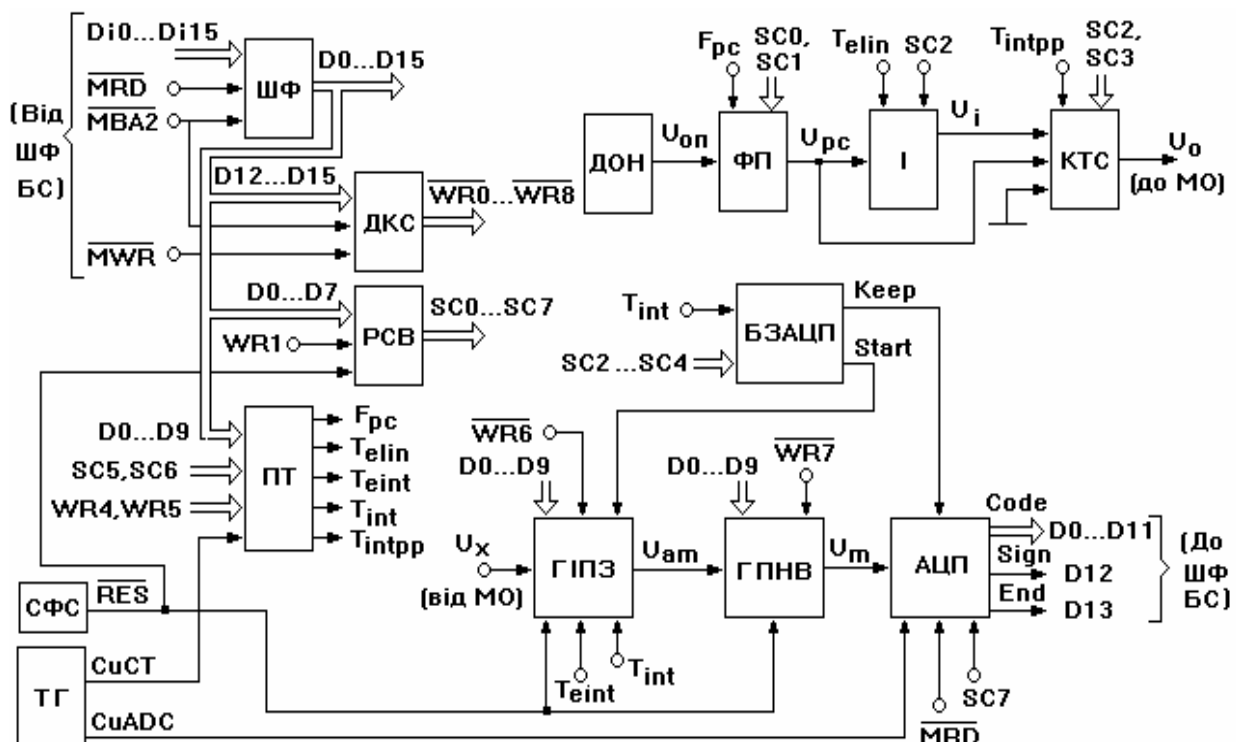


Рис. 4.3. Структурна схема модуля керування вимірювачем

Шинний формувач (ШФ) ПВ виконує роль прийомопередавача з підвищеною навантаженою здатністю, забезпечуючи обмін даними між ПЕОМ та цією підсистемою. Сигнал МВА2 активізує роботу ШФ, а по сигналу MRD відбувається зчитування інформації з внутрішньої шини даних ПВ.

Регістр стану МКВ (PCB) в залежності від записаного коду задає той чи інший режим роботи МКВ. Сигнал RES – обнуляє PCB, а WR1 – стробує інформацію, що в нього записується.

Дешифратор керуючих слів (ДКС) формує сигнали SC0 – SC7 здійснюючи адресацію (розподіл) даних, що приймаються та передаються, за принципом їх функціонального призначення. Активізація роботи ДКС відбувається по сигналах MWR і МВА2.

Джерело опорної напруги (ДОН) служить для формування високостабільної напруги $U_{OP} = 10.24 \text{ В}$, і може бути виконано, як показано на рис. 4.4, з використанням прецизійних: операційного підсилювача та стабілітрона.

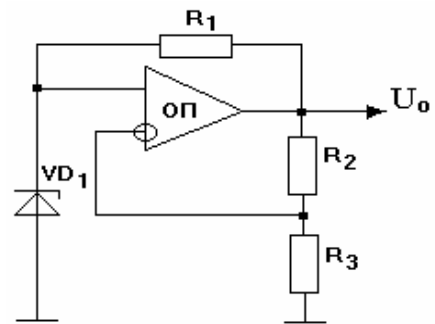


Рис. 4.4. Функціональна схема джерела опорної напруги

При цьому, підстроювання значення вихідної напруги ДОН здійснюється за рахунок підбору коефіцієнта передачі ОП, який дорівнює $K_{П} = 1 + R2/R3$.

Фазовий перетворювач (ФП) (рис. 4.5) забезпечує повторення або інвертування вхідної напруги. При цьому, якщо ключ SW1 замкнений, а SW2 розімкнений, напруга $U_{PC} = U_{OP}$; якщо ж SW1 розімкнений, а SW2 замкнений: $U_{PC} = -U_{OP}$. Це дозволяє отримати симетричний відносно нульового потенціалу сигнал прямокутної форми U_{PC} . Керування роботою ФП може здійснюватись як від програмованого таймера (ПТ) по сигналу F_{PC} ($SC1='0'$) – для визначення частоти тестового впливу, так і безпосередньо від ПЕОМ через PCB – по сигналу SC0 ($SC1$ в цьому випадку дорівнює '1').

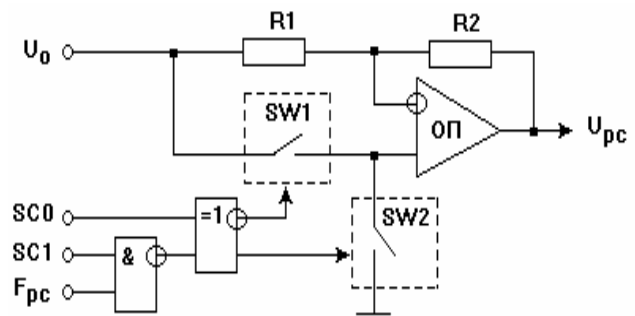


Рис. 4.5. Функціональна схема фазового перетворювача

Інтегратор (І) (рис. 4.6) формує, в залежності від знака вхідної напруги, лінійно зростаючий, або спадаючий сигнал U_i . При цьому ключ SW, що керується сигналом T_{in} ПТ (при $SC2='1'$), служить для завдання нульових почат-

кових умов роботи інтегратора. Конденсатор C з метою отримання високочастотного та високостабільного сигналу повинен мати високий опір ізоляції, мінімальні: температурний коефіцієнт ємності, коефіцієнт абсорбції та зміну ємності в часі.

Комутатор тестових сигналів (КТС), що керується сигналами $SC2$, $SC3$, T_{int} (рис. 4.7.) дозволяє передати на свій вихід різноманітні тестові впливи U_0 :

- постійну напругу будь-яких знаків (через ключ $SW2$, при цьому $SC2='0'$, $SC3='0'$);

- напругу трикутної форми будь-якого знаку, симетричну відносно нульового потенціалу (через ключ $SW1$, при цьому $SC2='1'$, $SC3='0'$);

- рівень нульового потенціалу (через ключ $SW3$, при цьому $SC2='0'$, $SC3='1'$, а T_{intpp} визначає проміжок часу його видачі). При цьому ОП, що функціонує в режимі повторювача, дозволяє усунути похибку передачі U_X до МО, обумовлену падінням напруги на замкненому ключі комутатора.

Гібридний інтегратор/повторювач з функцією зберігання аналогової інформації (ГПЗ) (рис 4.8) в залежності від положення ключів $SW1$, $SW2$ забезпечує:

- інтегрування складової сигналу U_X , яка інформативна параметру, що вимірюється ($SW1$ – розімкнений, $SW2$ – замкнений). Постійна інтегратора визначається десятирозрядним цифровим кодом $D0 - D9$, який записується в регістр RG (по $WR6$) і поступає на перетворювач "код – струм" D/A ;

- повторення U_X ($SW1$ і $SW2$ – замкнені) шляхом подачі на RG максимального коду. Конденсатор C при цьому не впливає на рівень вихідної напруги, а тільки на час перехідного процесу її встановлення;

- зберігання аналогової інформації U_{am} на конденсаторі C ($SW1$ і $SW2$ при цьому розімкнені). Ключ $SW3$ служить для скидання заряду C , забезпечуючи тим самим, в залежності від режиму роботи, або нульові початкові

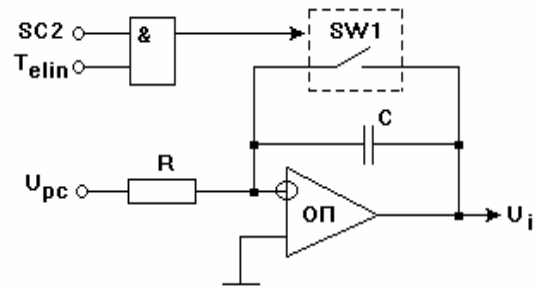


Рис. 4.6. Функціональна схема інтегратора

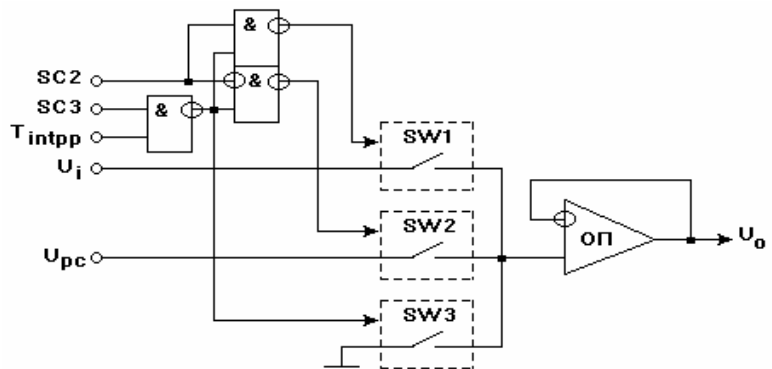


Рис. 4.7. Функціональна схема комутатора тестових сигналів

умови інтегрування, або очищення запам'ятовуючого пристрою. Керування режимами роботи ГПЗ – здійснюється за допомогою сигналів: T_{eint} (дозволяє інтегрування), T_{int} (визначає проміжок часу інтегрування) і Keep (переводить ГПЗ в режим зберігання).

Гібридний помножувач напруги (ГПНВ) (рис. 4.9) дозволяє масштабува-

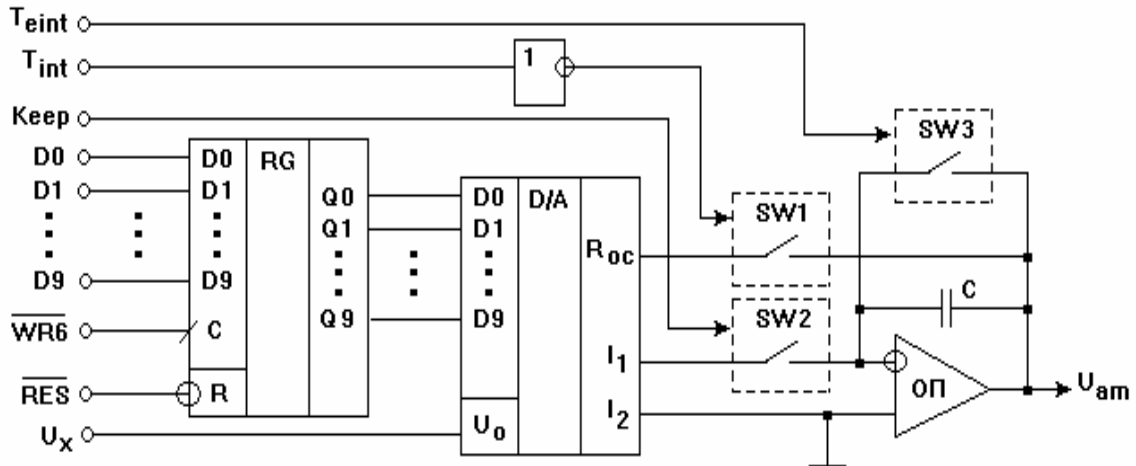


Рис. 4.8. Функціональна схема ГПЗ

ти рівень напруги U_{am} аналогового запам'ятовуючого пристрою (АЗП) подальшої її обробки аналого-цифровим перетворювачем. Коефіцієнт масштабування визначається величиною десятирозрядного коду $D0 - D9$, котрий записується (по $WR7$) в RG та керує перетворювачем "код – струм" D/A . Залежність коефіцієнта масштабування виражається відношенням $N_{\text{max}}/N_{\text{in}}$, де N_{max} і N_{in} – відповідно максимально можливий і записаний в RG код керування перетворювачем.

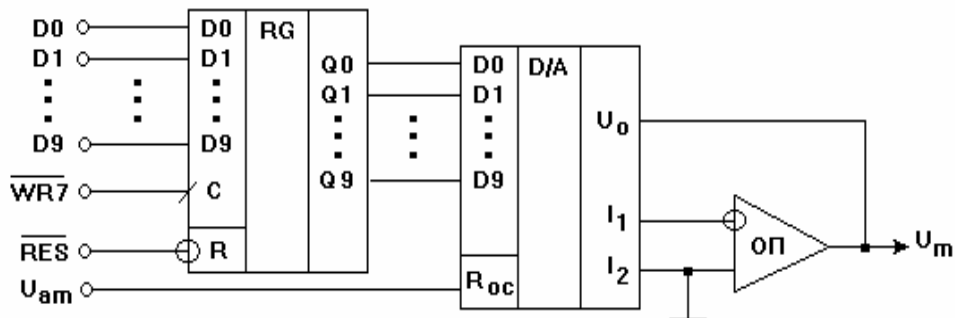


Рис. 4.9. Функціональна схема гібридного помножувача напруги

Програмовані таймери (ПТ) забезпечують керування ПВ в залежності від режиму його роботи згідно визначених часових діаграм (часові діаграми приведені в розділі 4.3.).

Незалежно від режиму роботи ПВ, який визначається кодом SC2 SC4, після отримання деякої напруги, інформативної вимірюваному параметру, блок запуску АЦП (БЗАЦП) (рис. 4.10) формує сигнал Keep, а також імпульс Start, який дозволяє роботу АЦП.

АЦП, який функціонує в режимі двополярного перетворення, служить для отримання 11-розрядного (12-й розряд знаковий) цифрового еквівалента вимірюваного рівня напруги U_m . По закінченню перетворення (про що свідчить позитивний імпульс на виході End АЦП), отриманий код D0 – D11 зчитується ПЕОМ по сигналу MRD.

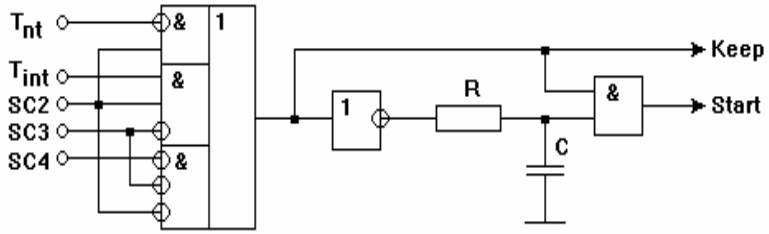


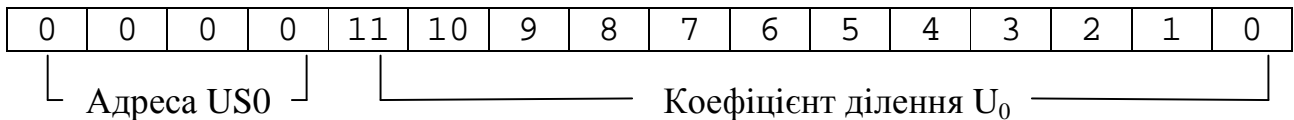
Рис. 4.10. Функціональна схема блока запуску АЦП

Схема формування імпульсу скидання RES (СФС) служить для забезпечення початкового стану ПВ після подачі на нього напруг живлення.

Тактовий генератор (ТГ) формує сигнали тактових частот для: а) програмованих таймерів: CuCT частотою 2 МГц і б) АЦП: сигнал CuADC частотою 65 КГц.

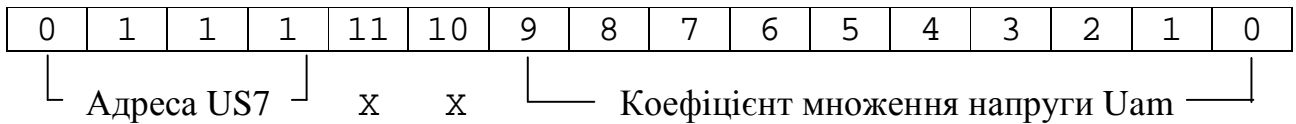
Формати керуючих слів US_i - підсистеми вимірювань наведені нижче (знак "X" - означає, що даний розряд керуючого слова не використовується).

US0 :



US1 :



US4 :**US5 :****US6 :****US7 :**

4.3. Інженерні рекомендації щодо проектування модуля обробки вимірювальної інформації

Розглянемо складові модуля обробки вимірювальної інформації та рекомендації щодо його схемотехнічної організації. Структурна схема модуля приведена на рис. 4.11.

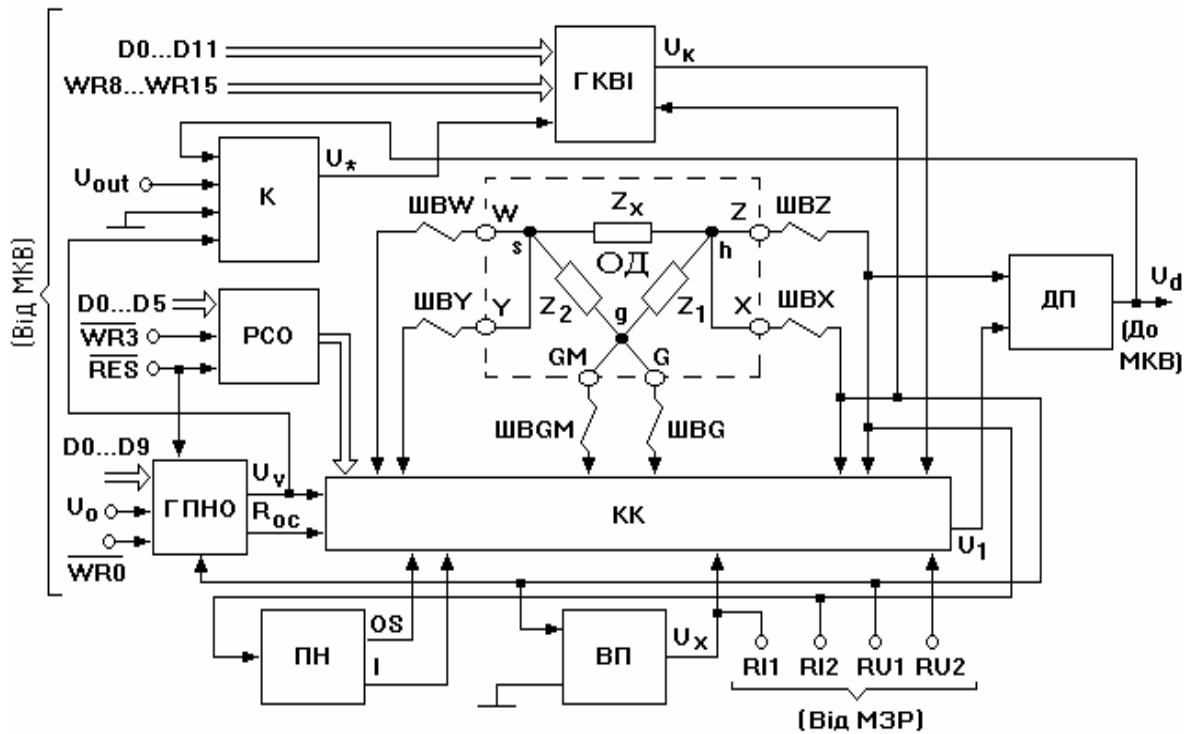


Рис. 4.11. Структурна схема модуля обробки

Регістр стану (PCO) визначає поточний стан (режим роботи) МО. Запис даних D0 – D5 в регістр здійснюється по сигналу WR3, а сигнал RES задає початковий стан модуля.

Потужний гібридний подільник напруги (ГПНО) (рис. 4.12) служить для

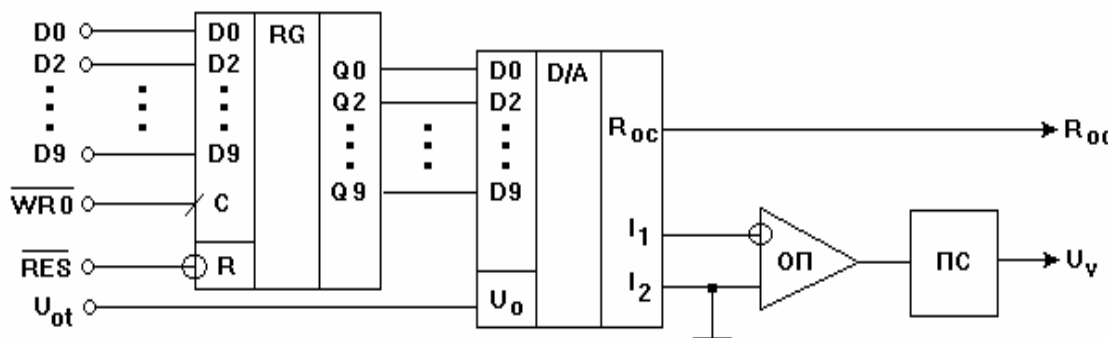


Рис. 4.12. Функціональна схема гібридного подільника напруги

ділення U_0 на коефіцієнт N_{\max}/N_{in} , де N_{\max} і N_{in} – відповідно максимально можливий і записаний в реєстр RG код. Підсилювач струму з захистом по перевищенню струму (ПС) забезпечує підсилення струму ОП (підсилювач потужності можна виконати, наприклад, на основі схем, що розглядаються у роботах [46, 52].

Комутатор конфігурації (КК), призначений для формування конфігурації МО, котра визначає режим роботи вимірювального підсилювача. Тобто КК задає метод перетворення параметра Z_x , (наприклад, заданого струму або напруги), а також тип схеми вимірювання, який визначається кількістю точок підключення ВП до досліджуваного ДЕК. Керування комутатором здійснюється кодом D0 – D5 від РСО.

Потужний вимірювальний перетворювач з обмеженням (ВП), може функціонувати як за методом заданої напруги, так і за методом заданого струму. Він забезпечує перетворення параметра Z_x в деякий постійний або змінний сигнал U_x , пропорційний інформативній величині.

Потужний повторювач напруги (ПН) служить для формування такого рівня напруги у точці g, який дорівнює напрузі у точці h ОД. Це виключає протікання струму через двополюсник Z_1 , і забезпечує, таким чином, режим електричної ізоляції досліджуваного двополюсника Z_x .

Потужний гібридний конвертер від'ємного імпедансу (ГКВІ) складається з двох блоків: 1) підсилювача з вибором діапазону конвертування; 2) взірцевих елементів. Блок підсилювача з вибором діапазону конвертування представлено на рис. 4.13. Вибір діапазону здійснюється шляхом підключення у зворотні зв'язки підсилювача взірцевих резисторів відповідних номіналів. Зауважимо, що значення опорів даних резисторів повинні забезпечувати такий коефіцієнт підсилення ОП, щоб сигнал на його виході, з одного боку не перевищив напруги обмеження ОП, а з іншого був, по меншій мірі, у декілька разів більшим ніж амплітуда шумів. Так, при коефіцієнті підсилення від 0.2 до 5, дана вимога практично виконується, А отже для формування від'ємного імпедансу в межах від -1 до -390 КОм достатньо чотирьох діапазонів, котрі забезпечуються резисторами з номіналами 5, 125, 3125 та 78125 Ом. Підключення резисторів до ОП здійснено за допомогою подвійних ключів (аналогічно чотириточковим схемам), що дозволяє уникнути впливу опору замкнених ключів на результат конвертування. Вибір діапазону здійснюється за допомогою коду D7 – D10, який по сигналу WR10 записується в реєстр RG. Ключі SW2, SW4, SW6, SW12, SW14, SW16 реалізовані на герконових реле, а усі інші – на базі ІМС.

Блок взірцевих елементів призначений для формування взірцевих R_0 , C_0 , L_0 потрібних номіналів. Схема формувача взірцевого опору R_0 представлена на рис. 4.14. Він реалізується на основі помножувача опору та ЦАП DA1.

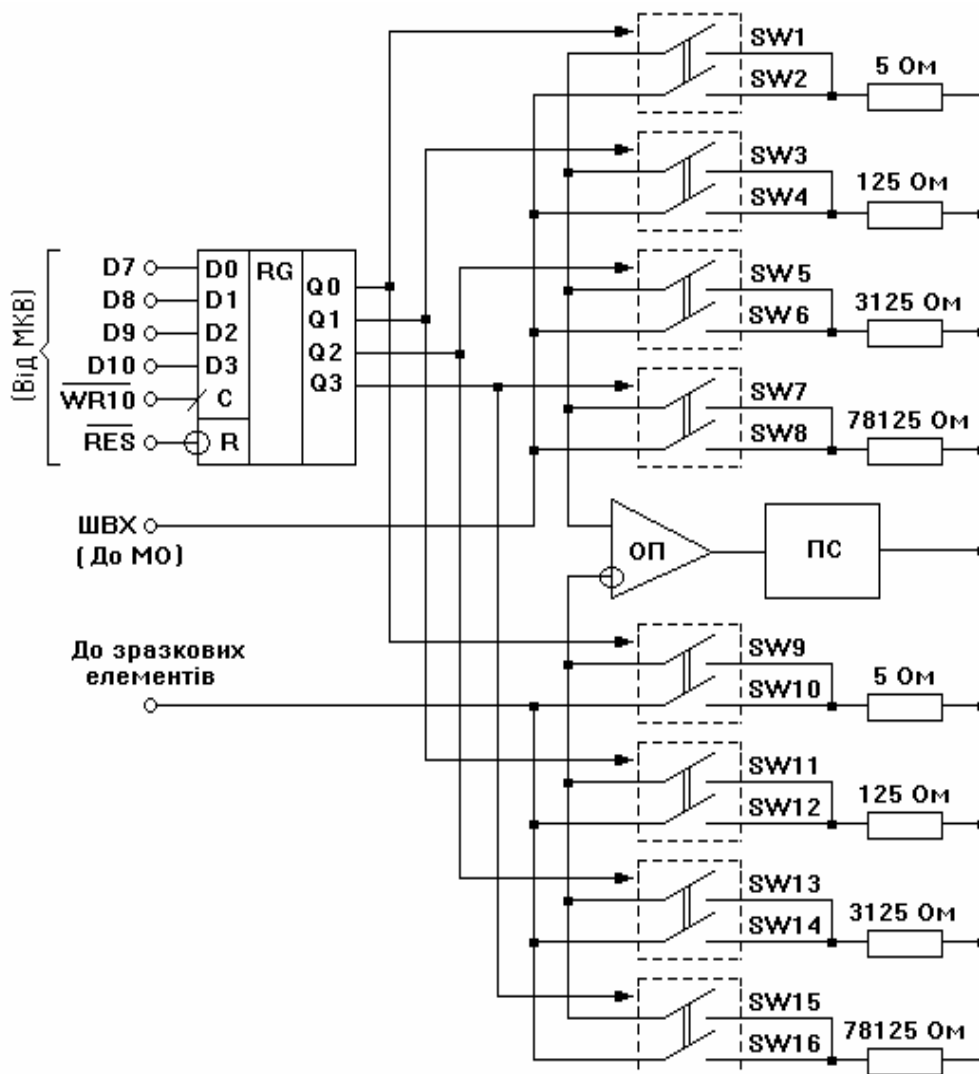


Рис. 4.13. Функціональна схема підсилювача з вибором діапазону конвертування

Помножувач використовується, якщо діапазон опору лежить в межах від 2 Ом до 7 КОм. З метою уникнення впливу опору замкнених ключів на результат формування R_0 , підключення взірцевих резисторів R1 – R5 до підсилювача помножувача здійснюється за допомогою подвійних ключів. Для уникнення значних похибок у формуванні R_0 , відношення номіналів внутрішніх резисторів ЦАП DA2, як зазначалося у розділі 2 (стор. 53, 54), не повинно перевищувати 10. З цієї ж точки зору і вибрані як кількість взірцевих резисторів, так і їх величини. Вибір діапазону формування опору здійснюється кодом D0 – D4, котрий записується в регістр RG по WR10, а підбір точного значення опору в межах даного діапазону здійснюється кодом D0 – D11, що записується в ІМС DA2 по WR8.

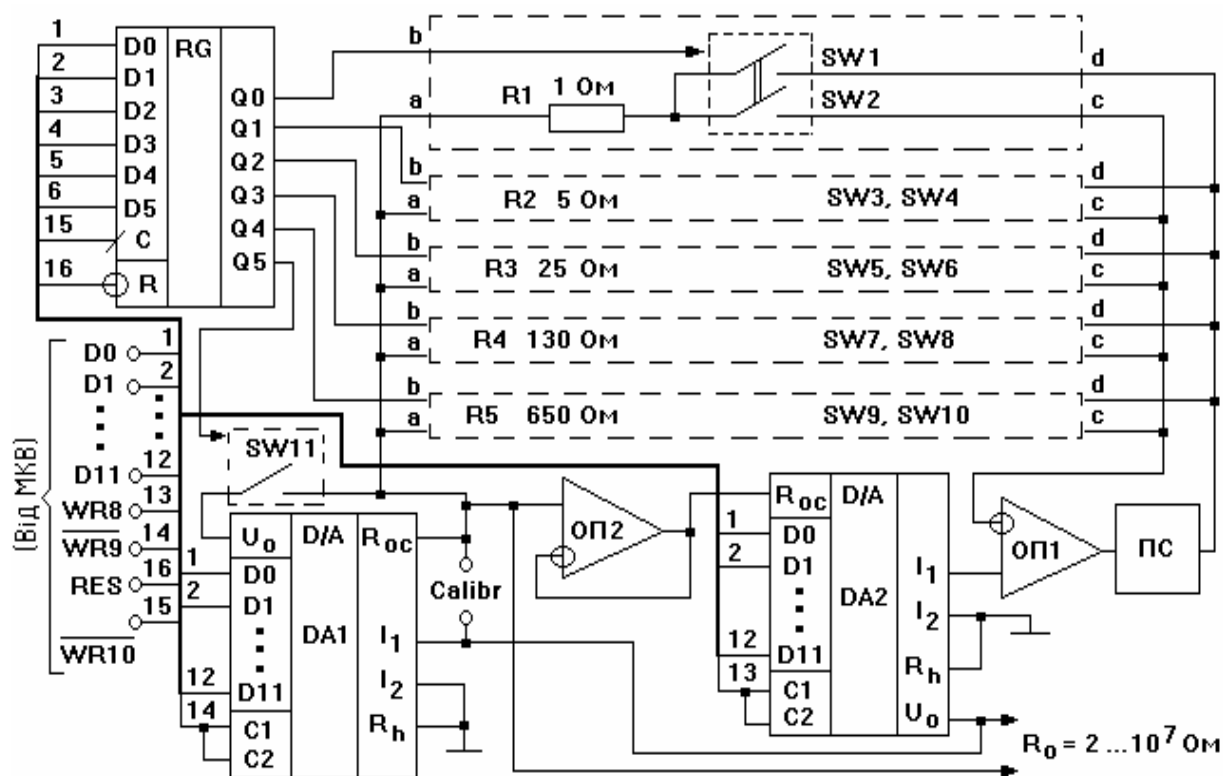


Рис. 4.14. Функціональна схема помножувача опору

У випадку, коли необхідно отримати більш високоомний опір, застосовується ЦАП DA1 (з ключем SW11), який дозволяє отримати $R_0 \approx 6 \dots 10^4$ КОм. Вибір величини опору досягається завдяки коду D0 – D11, що по WR9 записується в ЦАП. Нульовий код еквівалентний відключенню ЦАП. Максимальний код дозволяє сформувати опір, що дорівнює R'_{OC} (знаходиться у мікросхемі між виводами R'_{OC} та I1).

Функція SW11 полягає у зменшенні в два рази опору R'_{OC} . Особливістю такого схемотехнічного рішення є необхідність перед виконанням вимірювань оцінити величину опору R'_{OC} (по входу Calibr), оскільки вона по-перше: практично невідома (відомий лише можливий її діапазон: від 9 до 11 КОм [52]); по-друге: для кожної ІМС має своє значення.

Взірцеві величини C_0 , L_0 можна реалізувати на основі гіратора, схема якого наведена на рис. 4.15. Для отримання C_0 замикаються ключ SW9, а також, в залежності від значення частоти тестового впливу U_0 , яка може бути 1, 5 та 10 КГц, ключі SW3 і SW4, або SW5 і SW6, або SW7 і SW8 відповідно. Для отримання L_0 замикаються ключі SW1, SW2, а також, у відповідності з тими ж частотами – SW10 або SW11, або SW12. Таке рішення обумовлене тим, що імпеданс взірцевого конденсатора C , з метою мінімізації похибки формування C_0 , L_0 , повинен дорівнювати опору одного з резисторів R3 – R5 (див. рівняння 2.13 – 2.14). Вибір діапазону, котрий відповідає робочій частоті

ті здійснюється кодом D0 – D2, який записується в регістр RG по WR14. Комутація резисторів R3 – R5 за допомогою подвійних ключів дозволяє уникнути впливу опору останніх на результат формування.

Зазначимо, що з точки зору точності, як впливає з (2.13 2.14) у якості елемента змінної величини (для отримання змінної взірцевої величини) найбільш доцільно використовувати елемент Z'_1 (рис. 2.6), який на схемі (рис. 4.15) реалізовано на помножувачі опору (ПО). ПО має вхід Calibr, який дозволяє оцінити значення внутрішнього опору ЦАП R'_{OC} , з метою формування опору необхідної величини з належною точністю.

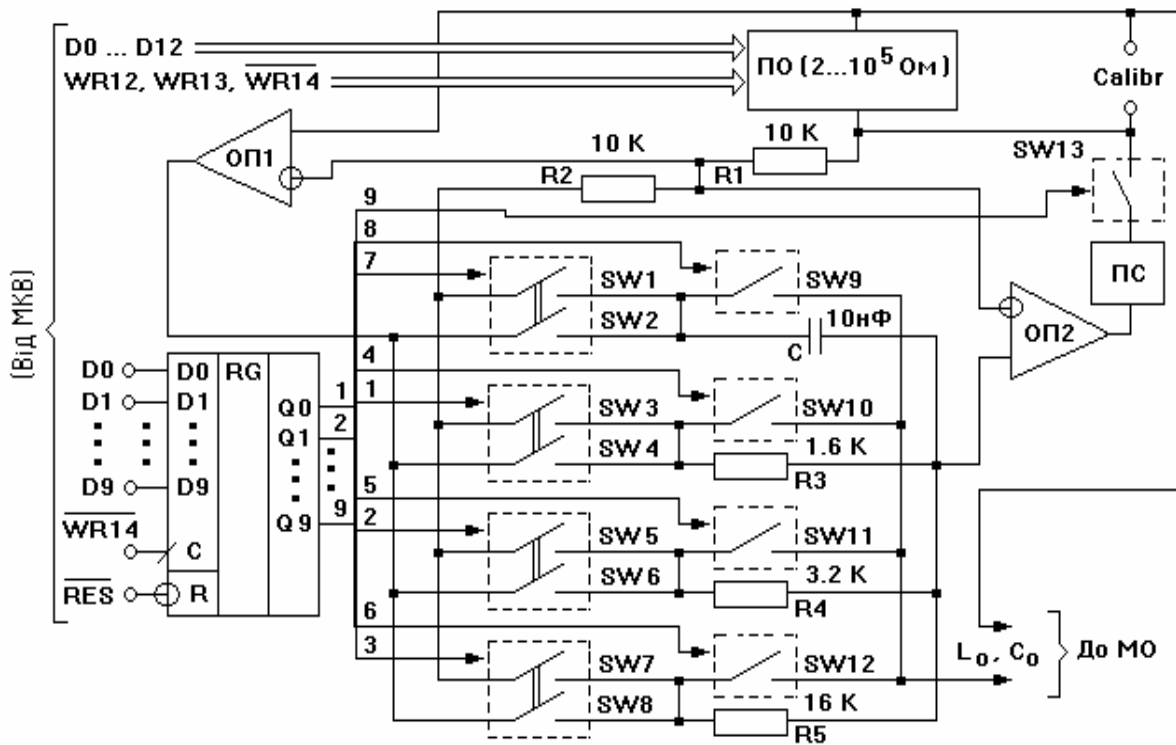


Рис. 4.15. Функціональна схема гіратора

Величина взірцевої ємності C_0 , що формується, для елементів з номіналами наведеними у схемі, може змінюватись (згідно формули 2.15) у діапазоні від 160 пФ до 8 мкФ з точністю не гіршою ніж 0.4% (див. рівняння 2.13 – 2.14). Це відповідає зміні опору ПО від 10^5 до 2 Ом. Для отримання більших значень C_0 можна, наприклад, збільшувати опір R1. Так, при R1=100 КОм, маємо ємність порядку 80 мкФ, проте точність вже буде становити -4%.

У випадку формування L_0 , при тих же номінальних значеннях елементів, що і в попередньому випадку, величина взірцевої індуктивності згідно з (2.16) сягає від 1.6 Гн до 32 мкГн. Зазначимо також, що при формуванні L_0 , у ряді випадків слід враховувати активний опір r обмотки шунтувальної котушки шляхом послідовного підключення до гіратора ПО з опором, що дорівнює r .

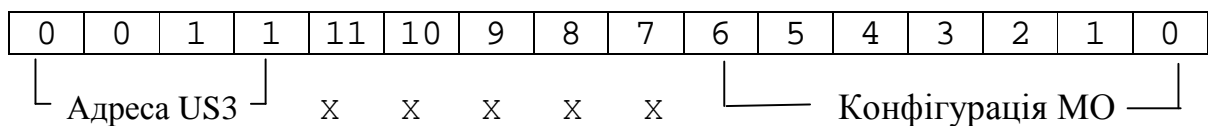
Доцільно зауважити, що на основі гіратора можна також отримати і формувач R_0 . Для цього достатньо замінити конденсатор C на резистор з опором, що дорівнює опорю одного з резисторів $R1 - R3$, котрий і буде ввімкнено під час формування R_0 . Величина опорю R_0 , яка, згідно з (2.13) буде дорівнювати опорю ПО, може змінюватись від 2 до 10^5 Ом.

Комутатор (К) дозволяє реалізувати різноманітні схеми корекції похибки перетворення для різних варіантів підключення досліджуваного двополюсника Z_X . Так, для корекції впливу Z_1 на результат вимірювання, на вихід U_* комутується нульовий рівень напруги. Для корекції впливу паралельного шунтування на U_* комутується або U_V (якщо Z_X на вході ВП), або U_d (при Z_X у зворотному зв'язку), або U_{out} із зовнішнього програмованого генератора тестових впливів.

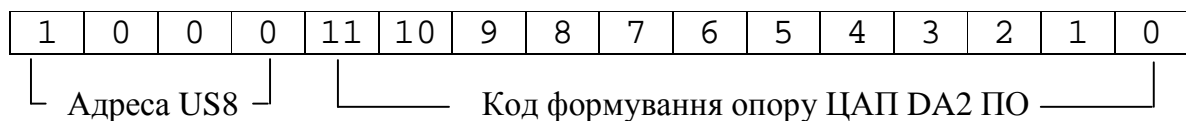
Диференційний підсилювач (ДП) знімає різницю потенціалів $U1$ і $U2$ безпосередньо з досліджуваного компонента ОД, формуючи тим самим напругу $U_d = U1 - U2$. ДП може бути виконаний на базі трьох операційних підсилювачів по схемі, що приводиться в [52].

Формати керуючих слів US модуля обробки наведені нижче (тут знак "X" означає, що даний розряд управляючого слова не використовується).

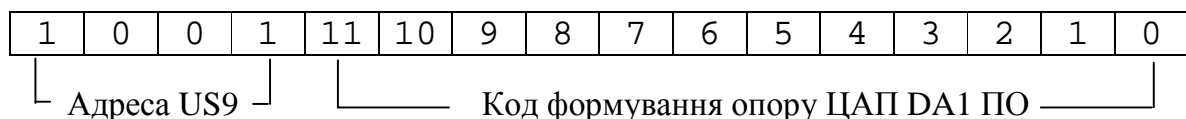
US3 :

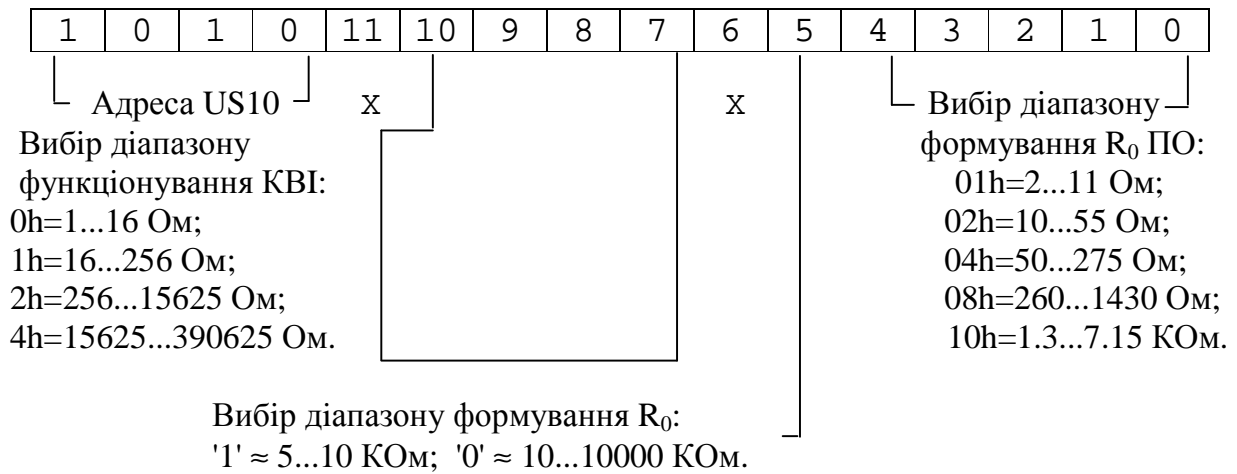
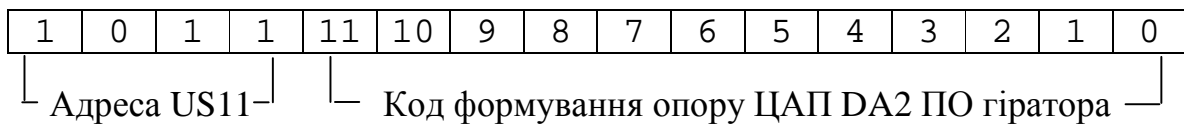
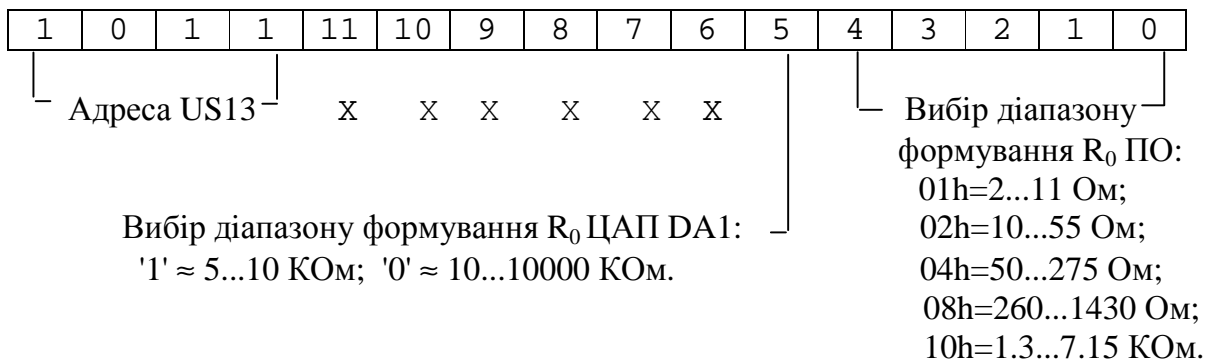


US8 :

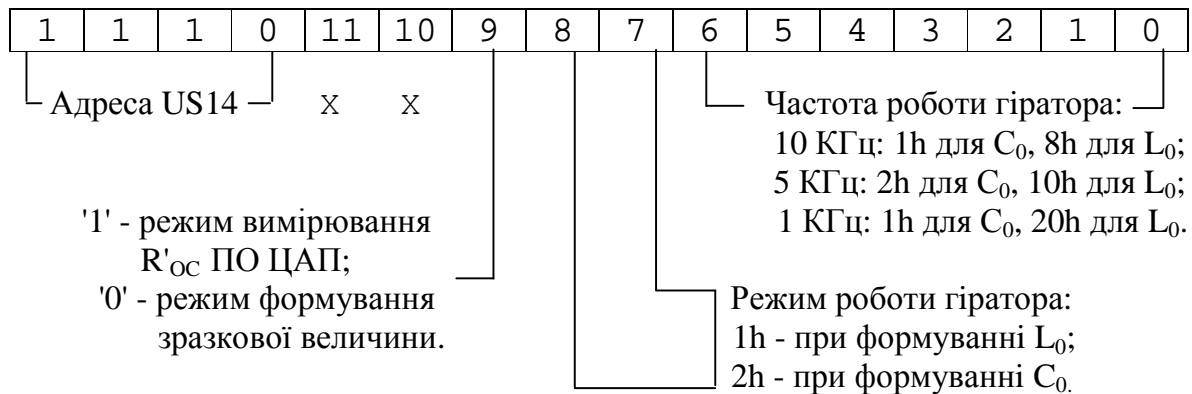


US9 :



US10 :**US11 :****US12 :****US13 :**

US14 :



4.4. Розробка алгоритмів роботи підсистеми вимірювань

Підсистема вимірювань може функціонувати в таких режимах:

1. При постійному тестовому сигналі (ПТС) U_0 значенням від 0.1 до 10 В будь-якого знака.
2. При змінному U_0 (ЗТС) з амплітудою від 0.1 до 10 В, та частотою f в діапазоні від 1 до 32 КГц. В цьому режимі тестовий сигнал може бути:
 - а) прямокутним, з періодом $T=1/f$, тобто:

$$U_0(t) = U_m \cdot \text{sign}[\sin(2\pi ft + \varphi_0)]; \quad \varphi_0 = 2\pi ft_0$$

де U_m – амплітудне значення напруги $U_0(t)$;

f – частота тестового сигналу;

t_0 – зсув у часі по відношенню до початку відліку.

б) трикутним, який можна отримати, наприклад, завдяки інтегруванню прямокутного сигналу $U_0(t)$, тобто:

$$U_0^*(t) = \int_{-\infty}^t U_0(t) dt.$$

При цьому амплітудне значення трикутного сигналу U_m виражається через амплітудне значення U_m прямокутного сигналу згідно з таким виразом:

$$U_m^* = U_m \cdot T / 4 = U_m \cdot 1 / (4f)$$

3. На перехідному процесі (ППР), тобто при ступінчастому тестовому сигналі будь-якого знаку. Даний сигнал може бути описаний таким чином:

$$U_0 = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ \pm U_c & \text{при } t \geq 0, \end{cases}$$

де U_c – деякий визначений рівень напруги.

В усіх цих режимах тестовий вплив U_0 подається на вхід ВП з метою отримання його реакції, аналізуючи яку можна отримати шукану інформацію.

Реакція перетворювача, що функціонує при ЗТС та ППР являє собою напругу різноманітних форм (форма залежить від складу та параметрів компонентів досліджуваного СЕК, а також від типу ВП, що використовується), амплітуда якої пропорційна параметру, що вимірюється.

Режим при ПТС характеризується високою точністю перетворення і використовується для вимірювання опору резисторів, провідників (при перевірці топології друкованої плати ОД), опору р-п переходів в прямому та зворотному напрямку. Реакцією перетворювача в даному випадку є також постійна напруга, значення якої пропорційне параметру, що досліджується.

Спрощені часові діаграми роботи ПВ при ПТС приведені на рис. 4.16. Сигнал SC0 керує роботою ФП таким чином, що при $SC0 = '0'$ на ВП надходить $U_0 = 0.2$ В, а при $SC0 = '1'$: $U_0 = -0.2$ В. В даному випадку реакцією ВП є напруга постійного рівня $\pm U_x$, яка з виходу ДП поступає і запам'ятовується в ГПЗ ($U_{ам}$), після цього масштабується в ГПНВ і за допомогою АЦП, по сигналу Start, перетворюється в цифровий еквівалент, який обробляється та аналізується ПЕОМ.

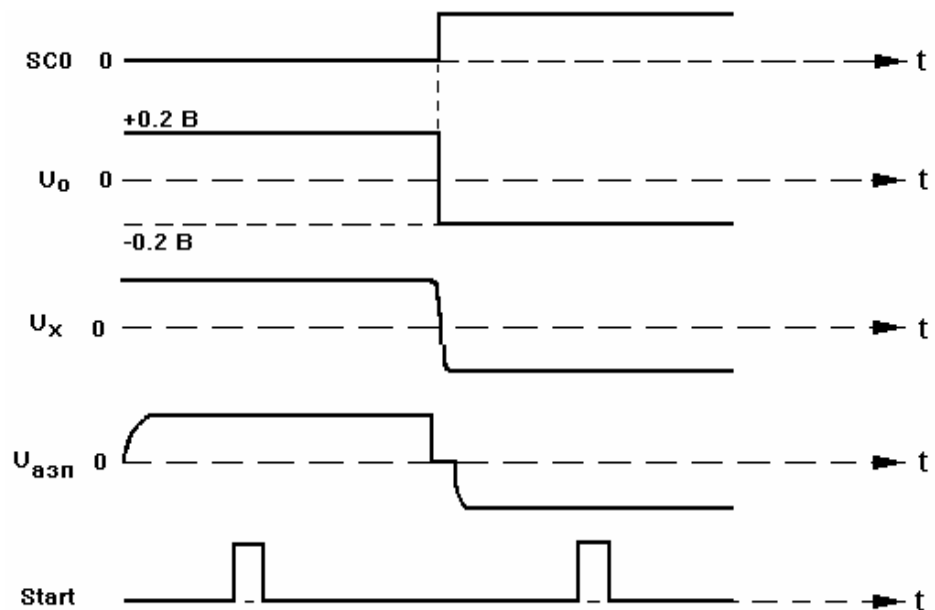


Рис. 4.16. Спрощені часові діаграми роботи ПВ в режимі вимірювання при постійному тестовому сигналі U_0

Режим при змінному U_0 використовується при дослідженні реактивних (L_0, C_0) і зашунтованих активних (R_X) двополюсників. Спрощенні часові діаграми при вимірюванні в цьому режимі приведені на рис. 4.17.

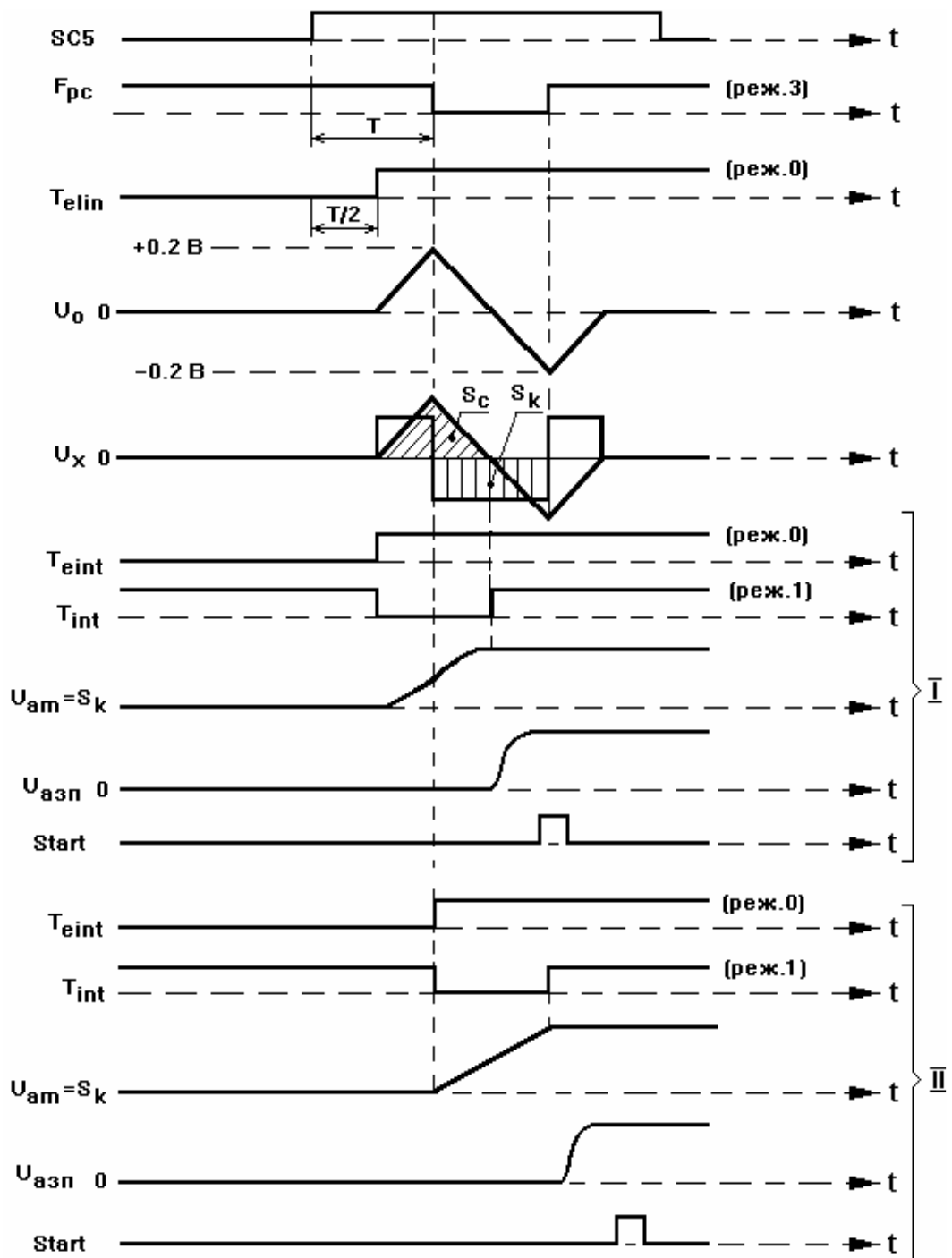


Рис. 4.17. Спрощені часові діаграми роботи ПВ в режимі вимірювання при змінному тестовому сигналі U_0

Сигнал SC5 по рівню '1' здійснює пуск ПВ в режимі ЗТС, дозволяючи роботу програмованим таймерам, що формують сигнали F_{pc} , T_{elin} , T_{eint} , T_{int} (рис. 4.3). Сигнал F_{pc} таймера (керує роботою ФП), який працює в режимі лічильника [73], являє собою прямокутні імпульси типу меандр з періодом $2T$, котрий дорівнює $1/f$, де f – частота тестового впливу U_0 . Сигнал T_{elin} (режим таймера) формує перепад з '0' в '1' в момент часу $t=T/2$, відносно переднього фронту SC5, дозволяючи роботу інтегратору, що формує напругу U_0 трикутної форми.

Реакцією ПП на U_0 , в даному випадку, є сигнал U_x складної форми: суперпозиції напруг трикутної і прямокутної форм (реальний U_x має деяку затримку, яка для спрощення на діаграмі не показана). Кожна з таких напруг відповідно пропорційна активній та реактивній складовим досліджуваного ДЕК. Виділення цих складових комплексного сигналу відбувається за допомогою керованого інтегратора ГПЗ, шляхом вибору відповідного інтервалу інтегрування. Такий вибір здійснюється за допомогою сигналів T_{eint} (режим таймера) і T_{int} (режим програмованого одинвібратора). При цьому T_{eint} дозволяє формування сигналу T_{int} , який являє собою від'ємний імпульс довжиною T , що починається з моменту часу $t = T/2$, у випадку виділення синфазної складової (діаграми I), або з моменту $t = T$ – для виділення квадратурної складової (діаграми II).

По закінченню інтегрування рівень напруги U_{am} , що зберігається і є пропорційним площі одного з складових комплексного сигналу, обмеженої часом інтегрування T_{int} (площа другої складової в цьому випадку дорівнює нулю), масштабується і по сигналу Start перетворюється в цифровий код D0 – D11 для подальшої його обробки ПЕОМ. Режим при перехідному процесі використовується у випадку вимірювання ємності конденсаторів C_x більшої ніж 0.1 мкФ. Спрощені часові діаграми роботи ПВ у цьому режимі приведені на рис. 4.18.

Пуск при ППР здійснюється по сигналу SC6 = '1', який дозволяє роботу ПТ, що працює в режимі програмованого одинвібратора і видає сигнал T_{intpp} . Даний сигнал являє собою від'ємний імпульс тривалістю T_{pp} , котрий керує КТС, визначаючи час перехідного процесу. При цьому тестовий вплив U_0 також являє собою імпульс тривалістю T_{pp} .

Реакція ВП на U_0 являє собою лінійно змінювану напругу U_x , нахил якої залежить від значення параметра, що досліджується.

Зауважимо, що в цьому режимі виконуються два вимірювання з точно заданим між ними інтервалом часу. В результаті вихідна напруга буде пропорційною величині досліджуваного параметра. В початковий момент часу, до

першого вимірювання, конденсатор C_x розряджається до нульового рівня. Але за рахунок паразитних струмів, які існують в схемі і ефекту абсорбції [61], на ньому накопичується заряд, що дорівнює A ($U_0=0$). При подаванні протягом визначеного часу, $U_0 = +U$, ємність заряджається до рівня B . Таким чином, величина вимірюваної напруги U_i обчислюється так: $U_i = B - A$.

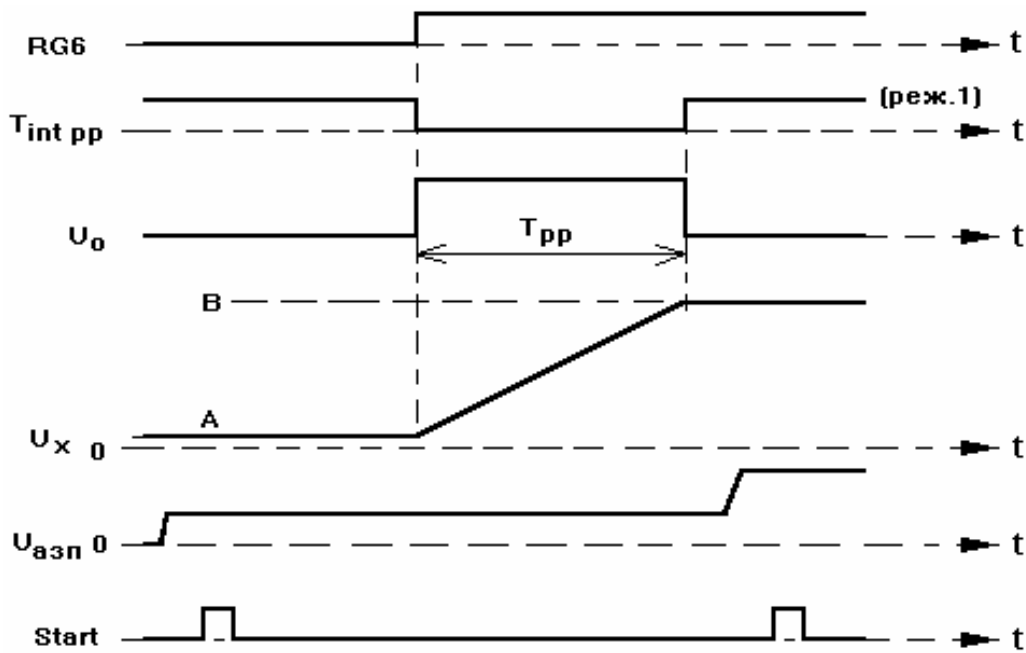


Рис. 4.18. Спрощені часові діаграми роботи ПВ в режимі вимірювання при перехідному процесі

Відзначимо також, що в трьох описаних режимах роботи вплив похибки зсуву нуля тракту ПВ на остаточний результат може бути нейтралізований, наприклад, шляхом виконання двох циклів вимірювання при різних знаках U_0 . Оскільки зсув нуля є константна величина, уникнення впливу похибки досягається обчисленням середнього арифметичного абсолютних значень двох отриманих результатів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Давыдов П. С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1988.– 256 с.
2. Малышенко Ю. В., Чипулис В. П., Шаршунов С. Г. Автоматизация диагностирования электронных устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1986.– 216 с.
3. Байда Н. П., Месюра В. И., Роик А. М. Самообучающиеся анализаторы производственных дефектов РЭА. – М.: Радио и связь, 1991. – 256 с.
4. Байда Н. П., Кузьмин И. В., Шпилевой В. Т. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА. – М.: Радио и связь, 1987.– 256 с.
5. Локазюк В. Н. Карякин В. А. Комбинированное диагностирование и надежность вычислительных устройств. Хмельницкий: Поділля, 1994.– 156 с.
6. Лихтциндер Б. Я. Внутрисхемное диагностирование радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Техника, 1988.– 168 с.
7. 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.
8. Байда Н. П., Месюра В. И., Роик А. М. Настольные тестеры для поэлементного диагностирования печатных узлов радиоэлектронной аппаратуры // Механизация и автоматизация управления – 1988.– № 4. С. 31 – 35.
9. Долгов В. А., Касаткин А. С. Сретенский В. Н. Радиоэлектронные автоматические системы контроля (системный анализ и методы реализации)/ Под ред. Сретенского В. Н. – М.: Сов. радио 1987.– 384 с.
10. 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 / Винницкий гос. техн. ун-т.– Винница, 1989.– 21 с.
11. Месюра В. И. Анализаторы производственных дефектов гибридных узлов радиоэлектронной аппаратуры: Дис... канд. техн. наук: 05.11.16. – Винница, 1986.– 196 с.
12. Перевозников С. И. Разработка моделей и алгоритмов ИИС покомпонентного диагностирования гибридных микропроцессорных устройств: Дис. ... канд. техн. наук: 05.11.16. – Винница, 1987.– 192 с.
13. Bemmann H. Prüfstrategien und Vergleich der Leistungsfähigkeit von In-Circuit-Test, Functiontest und Systemtest // Feingeratetechnik.– 1986. Vol. 35, №

3.– P. 125–127, 143, 144.

14. Інтелектуальна система комбінованого діагностування електронних пристроїв: Звіт про НДР (заключний) / Вінницький державний технічний університет; № ДР. 0194U013577; Інв. № 0296U003009. – Вінниця, 1995.– 98 с.

15. Роїк О. М. Моделі об'єктів на основі реконфігурації їх структури для систем поелементного діагностування // Вісник ВПІ. 1996. № 3. С. 15 – 18.

16. Месюра В. И., Роик А. М. Электрическое разделение сложных электрических цепей методом итераций // Тез. докл. науч. практ. конф. "Повышение эффективности управления качеством производства на основе применения системы информационно–математического моделирования".– Винница.– 1989.– С. 63 – 64.

17. Мартяшин А. И., Орлова Л. В., Цыпин Б. В. Методы поэлементного контроля электронных схем. Обзорная информация / ЦНИИТЭИ приборостроения. ТС–5, Вып. 1. – М.– 1983.– 32 с.

18. Губанов Т. Н., Новиков Н. Г., Алтухов Н. А. Современные методы и средства автоматизированного контроля аналоговой аппаратуры в условиях производства. Обзорная информация / ЦНИИТЭИ приборостроения. ТС–5, Вып. 4.– М.– 1984.– 60 с.

19. Байда Н. П., Перевозников С. И. Алгоритмы декомпозиции электронных устройств для систем поэлементного диагностирования // Электронное моделирование. – 1991. – Том 13. – № 2. – С. 58 – 62.

20. Роик А. М. Моделирование задачи декомпозиции объектов в системах поэлементного диагностирования // Тез. докл. 3–й международной техн. конф. "Контроль и управление в технических системах".– Ч. 2.– Винница.– 1995.– С. 197 – 199.

21. 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, Vol. 1, 1996, P. 1186 – 1189.

22. Bajda N. P., Spilevoy V. T. Component Diagnostics of Hibrid Printed Circuit Boards // Proc. 3rd Symp. Techn. Diagnostics.– IMECO Secretariat. Budapest.– 1985.– P. 355 – 363.

23. Байда Н. П., Фабричнев Т. В. Матричная модель систем поэлементного контроля // Математические методы и измерительно–вычислительные средства обработки изображений. – Тбилиси.– Сакартавело. – 1987.– С.– 256 – 260.

24. Гашевский В. Е., Роик А. М. Разработка многоуровневой математичес-

кой модели диагностирования объектов на основе структурно-функциональной декомпозиции // Автоматизация производственных процессов 1996.– № 2.– С. 87 – 88.

25. Роїк О. М. Ітераційні методи в задачах вимірювання параметрів компонентів замкнених кіл // Вісник ВПІ.– 1998.– № 1. – С. 5–12.

26. Мартяшин А. И. и др. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. – М., Энергия, 1976. – 392 с.

27. А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / Под ред. А. И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990.– 216 с.

28. Б. Н. Петров, В. А. Викторов, Б. В. Лункин, А. С. Совлуков. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука, 1976.– 244 с.

29. Кузьмин А. Б. Достоверность допусковых методов контроля сложных технических систем // АиТ.– 1987.– № 10.– С. 59 – 65.

30. 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.

31. Роїк О. М., Месюра В. І. Синтез структур вимірювальних перетворювачів параметрів компонентів замкнених електричних кіл // Вісник ВПІ. – 1996.– № 4.– С. 5 – 10.

32. Мартяшин А. И., Орлова Л. В., Шляндин В. М. Преобразователи параметров многополюсных электрических цепей. – М.: Энергоиздат, 1981.– 72 с.

33. Пархоменко П.П., Согомонян Е.С. Основы технической диагностики/ Под ред. П.П. Пархоменко. – М.: Энергия.– 1981.– 320 с.

34. Кузьмин И. В., Кедрус В. А. Основы теории информации и кодирования.– К.: Вища школа, 1986.– 238 с.

35. Фактографический альбом современной зарубежной автоматизированной контрольно–измерительной аппаратуры технологического назначения (НИИ экономики и информации по радиоэлектронике). М. 1989. – 120 с.

36. Power Manufacturing Defects Analyzer 5200. Marconi Instruments Ltd. 1997.– 5 p.

37. Manufacturing Test System 4200 series (4200, 4210, 4215, 4220). Marconi Instruments Ltd. 1997.– 12 p.

38. Rohde & Schwarz Teststations for electronics manufacturing.– 1991.– 28 p.

39. Manufacturing Defect Analyzers. The MDA Niche Widens // Evaluation Engineering.– 1987.– Vol. 26, № 8.– P. 105 – 111.

40. Still Alive And Testing. In–Circuit ATE Reference // Evaluation

Engineering.– 1985.– Vol. 24, № 2.– P. 20 – 32.

41. Роїк О. М., Арсенюк І. Р. Метод пофрагментного діагностування радіоелектронних пристроїв // Вісник ВПІ.– 1999.– № 4.– С. 5–9.

42. Система для автоматической проверки (функциональной и внутрисхемной) электронных плат, модель 635. Проспект Британской Торговой Палаты. 1991.– 19 с.

43. Система для автоматической проверки (функциональной и внутрисхемной) электронных плат, модель 645. Проспект Британской Торговой Палаты. 1991.– 15 с.

44. Manufacturing Defect Analyzers. MDA's Growing Fast in a Hungry Market // Evaluation Engineering.– 1988.– Vol. 27, № 8.– P. 26 – 30.

45. Annual Roundup Manufacturing Defect Analyzers // Evaluation Engineering.– 1986.– Vol. 25, № 7.– P. 66 – 69.

46. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем.– М.: Мир, 1982.– 512 с.

47. Аналоговые интегральные микросхемы: справочник/ Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев.– М.: Радио и связь, 1981. – 160 с.

48. Хоровиц П., Хилл. У. Искусство схемотехники: В 3–х томах: Т. 1. Пер с англ. – 4–е изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993.– 413 с.

49. Анисимов Б. В., Голубкин В. Н., Петраков С. В. Аналоговые и гибридные ЭВМ.– М.: Высш. шк., 1986.– 288 с.

50. А. с. 1318932, СССР, МКИ G 01 R 27 / 02. Устройство для измерения номиналов электрических цепей / Н. П. Байда, В. И. Месюра, А. М. Роик и др. (СССР).– № 4010706/24–21; Заявлено 03.12.85; Опубл.23.06.87, Бюл. № 23.– 5 с.

51. Орнатский П. П. Автоматические приборы и измерения (аналоговые и цифровые).– 5–е изд., перераб. и доп.– Киев: Вища школа, 1986.– 504 с.

52. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.– 2–е изд., перераб. и доп.– Л.: Энергоатомиздат, 1988.– 304 с.

53. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник / Новаченко И. В., Петухов В. М., Блудов И. П., Юровский А. В. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.

54. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы.– М.: Энергоатомиздат, 1985. – 439 с.

55. Алиев Т. М., Тер–Хачатуров А. А., Шекиханов А. М. Итерационные методы повышения точности измерений. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 168 с.

56. А. с. 1018025 СССР, МКИ G 01 R 12 / 17. Компенсационное устройство для измерения параметров сложных электрических цепей / Б. Я. Лихтциндер, В. К. Задорожный (СССР).– № 3284884/18–21; Заявлено 08.05.81; Опубл. 15.05.83, Бюл. № 18.– 7 с.

57. Раздельное преобразование комплексных сопротивлений/ Добров Е.Е., Татаринцев И.Г., Черноус В.Н., Штанбергер Г. А. Под ред. Штанбергера Г. А.– Львов: Вища щк. Изд–во при Львов. ун–те, 1985.– 136 с.

58. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно–измерительной техники.– К.: Вища школа, 1976.– 432 с.

59. Роїк О. М., Арсенюк І. Р., Месюра В. І. Вимірювання параметрів багатополосних кіл для задач діагностування радіоелектронних пристроїв // Вісник ВПІ. – 1998.– №2.– С. 13 – 17.

60. Роїк О. М., Арсенюк І. Р. Підвищення точності вимірювання параметрів комплексних дво полюсників в замкнених колах // Вісник ВПІ. – 1998.– № 4.– С. 5 – 9.

61. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов.– 2–е изд., перераб. и доп. – М. Высш. шк. 1991.– 622 с.

62. Волгин Л. И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М.: Энергоатомиздат, 1993.– 208 с.

63. Тимкин Ю. В. Анализ электронных схем методом двунаправленных графов. – М.: Энергоатомиздат, 1985 – 256 с.

64. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэксдел К. Оптимизация в технике: в 2–х кн. Кн. 1. Пер с англ.– М.: Мир, 1986.– 349 с.

65. Горелов С. Операционные усилители// Радио.– 1989.– № 10.– С. 91 – 94.

66. Горелов С. Операционные усилители // Радио.– 1989.– № 12.– С. 83.

67. Роїк О. М., Колодний В. В., Арсенюк І. Р. Метод автоматичної корекції похибки перетворення параметрів дво полюсних електричних кіл заснований на заміщенні структури перетворювача // Вісник ВПІ.– 1999.– № 5.– С. 5–10.

68. Роїк О. М., Колодний В. В., Арсенюк І. Р. Метод вимірювання параметрів складних електричних кіл для задач діагностики // Матеріали V міжнародної науково–технічної конференції "Контроль і управління в складних системах".– Том 2.– Вінниця УНІВЕРСУМ–Вінниця.– 1999.– С. 209– 213.

69. Прагер Л. И. Электронные аналоговые вычислительные машины. Учебник для приборостроительных техникумов.– М.: Машиностроение, 1979.– 231 с.

70. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений.– 2–е изд. перераб. и доп.– Л.: Энергоатомиздат, 1991.– 304 с.
71. 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.
72. Федорков Б. Г., Телец В. А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение.– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.
73. Гитис Э. І. Преобразователи информации для электронных вычислительных устройств. Изд. 3–е, перераб. М., "Энергия", 1975. – 448 с.
74. Штейнберг Ш. Е. Идентификация в системах управления. М.: Энергоатомиздат, 1987.– 80 с.
75. V. Mesyura. The Analysis of Recognition Seqwences' Structure and Application Points for Digital Components' Identification// Proceedings of the III Suceava, 1996.– P. 1724 – 1731.
76. Месюра В. И., Роик А. М., Арсенюк И. Р. Основанный на знаниях алгоритм покомпонентной идентификации гибридных электронных устройств // Материалы II международной конференции CAD DD'97. – Том 3.– Минск: Белгосуниверситет.– 1997.– С. 193 – 200.
77. Baida N. P., Mesyura V. I., Roik A. M. Approach to the In–Circuit Test Training for Electronic Devices Identification. Intern. Jorn. on Information Theories & Applications, Vol3, №7. – 1995.– P. 28 – 35.
78. Baida N. P., Mesyura V. I. Method of Component Identification in Printed Circuits Unit with Unknown Structure. Proceedings of the XIII IMEKO World Congress, Torino, 1994.– P. 2246 – 2251.
79. Алгоритмы автоматизированной генерации покомпонентных тестов для печатных узлов неизвестной структуры // Design Automation Conference APK'92 Proceedings.– Kauno, 1992.– P. 278 – 283.
80. Vladimir I. Mesyura, Alexandr M. Roik, Igor R. Arsenyuk Increasing validity of complex two–terminal identification in closed circuits Arsenyuk // Development and Application Systems. Conf. Session.– Suceava (Romania).– 1998.– P. 157 – 164.
81. Автоматика и управление в технических системах. Отв. ред. Емельянов С. В., Михалевич В. С. В 11 кн. Кн. 2: Идентификация объектов систем управления технологическими процессами / Под. ред. Краснопрошиной А. А.– К.: Техніка, 1990.– 262 с.

82. Эйкофф Р. Основы идентификации систем управления.– М.: Мир, 1975.– 685 с.

83. Кузнецов О. П., Адельсон–Вельский Г. М. Дискретная математика для инженера.– 2–е изд., перераб. и доп.– М.: Энергоатомиздат, 1988.– 480 с.

84. Бэндлер Д. У., Салама А. Э. Диагностика неисправностей в аналоговых цепях // ТИИЭР.– 1985.– № 8.– С. 35 – 87.

85. Козлова Н. Б., Олоничев А. П., Шпилевой В. Т. Входные языки систем поэлементного диагностирования узлов РЭА // Тез. докл. респ. научно–техн. конф. "Автоматизация контроля вычислительных устройств и систем".– Винница.– 1988.– С. 70 – 72.

86. Smaller Boards, Higher Density.– Automation is Greeping In Evaluation Engineering.– 1983.– V. 24, № 2.– P. 20 – 22.

87. Шабанов А. А., Хамидулин Р. Р. Контактные устройства для контроля изделий микроэлектроники. – М.: Радио и связь, 1991. 126 с.

88. А. с. 1473079 СССР, МКИ Н 03 К 17 / 00. Коммутирующее устройство / Н. П. Байда, И. Н. Котов, В. И. Месюра, А. М. Роик, В. Т. Шпилевой (СССР).– № 4246885/24; Заявлено 20.05.87; Оpubл. 15.04.89, Бюл. № 14.– 5 с.

89. А. с. 1665321 СССР. Способ установления соответствия между координатами штырьков контактного поля адаптера и их адресами в системе контроля электронной аппаратуры и устройство для его осуществления / Н. П. Байда, И. Н. Котов, В. И. Месюра, И. В. Месюра, А. М. Роик (СССР).– № 4623357/21; Заявлено 20.12.88; Оpubл. 23.07.91, Бюл. № 27.– 6 с.

90. Патент РФ № 2020499, МКИ G 01 R 31 / 02 Способ обнаружения обрывов и коротких замыканий в электрическом монтаже / Н. П. Байда, И. В. Месюра, А. Н. Мельников, В. И. Месюра, А. М. Роик (Украина).– № 5930694/21; Заявл. 21.04.91; Оpubл. 30.09.94, Бюл. № 18.– 8 с.

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 07.2003 р. Формат 29,7×42 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