

тригера залишають незмінним.

Таким чином, на кожному циклі керування розв'язується лише частина рівнянь ММу, що й дає необхідну економію часу.

У блок-схемі алгоритму розв'язання системи логічних рівнянь (рис.) прийняті такі позначення: J — номер механізму; N — число механізмів; $Sb2$ — кнопка включення контрольних тригерів; $J(S)$ — статичні параметри J -го механізму; $J(ТК)$ — контрольний тригер J -го механізму; $J(ТУ)$ — тригер керування J -го механізму.

Кожне рівняння ММк механізму (за винятком деяких рівнянь верхнього рівня [1]) являє собою кон'юнкцію деякої кількості змінних. Це дає можливість скоротити час на їх розв'язання. Замість операції кон'юнкції достатньо застосувати операцію порівняння кожної змінної з нулем (або з одиницею). Якщо хоч одна з них дорівнює нулю, то вся кон'юнкція теж дорівнює нулю і немає потреби визначати стан інших змінних цього рівняння. Час розв'язання рівняння залежить від того, яка змінна — перша чи остання — дорівнює нулю на даному циклі керування. Але в загальному випадку економія часу може бути значною. Особливо, якщо в рівнянні на першому місці поставити ту змінну, вірогідність зміни стану якої в даному технологічному процесі є найбільшою.

Значення змінних система керування отримує з своїх вхідних портів, час затримки яких відносно великий. Доцільніше розробити апаратну систему, яка б заносила значення цих змінних в оперативний запам'ятовувальний пристрій (ОЗП). В цьому разі мікропроцесор буде звертатися до ОЗП, часова затримка якого набагато менша. Але це питання проектування систем керування і воно не є предметом даної роботи.

ЛІТЕРАТУРА

1. Корнійчук А. І. Методика складання рівнянь управління логічних об'єктів. Житомир: ЖІТІ, 1996. — 196 ст.
2. Корнійчук А. І. Вибір тригера як бази математичної моделі управління механізму. // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. — 1996. — №3. — С. 129—130.
3. Корнійчук А. І. Базова математична модель управління механізму безперервного руху. // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. — 1996. — №4. — С. 153—156.

Кафедра автоматики та управління в технічних та організаційних системах Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Стаття друкується за рішенням наукового семінару кафедри інтелектуальних систем ВДТУ.

УДК 681.326

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ БАГАТОПОЛЮСНИХ КІЛ ДЛЯ ЗАДАЧ ДІАГНОСТУВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Канд. техн. наук, доц Роїк О. М., асп. Арсенюк І. Р.,
канд. техн. наук, доц. Месюра В. І.

Вступ

Однією з основних задач поелементного діагностування [1, 2] є інваріантне [3] вимірювання параметрів комплексних двополюсних електричних кіл (ДЕК). В загальному випадку ДЕК входить до складного електричного кола (СЕК), яке утворює замкнену контури з іншими елементами схеми. Це призводить до того, що параметри досліджуваного ДЕК неможливо оцінити безпосередньо, а тільки на основі розподілу напруг і струмів на елементах схеми, яка його включає [2].

Головною ідеєю поелементного діагностування є приведення будь-якої складної схеми до одного виду — «трикутника» [1] (рис. 1), де Z_x , Z_2 , Z_1 — відповідно досліджуваний

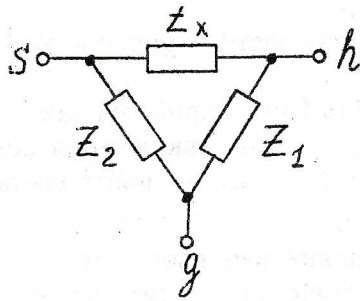
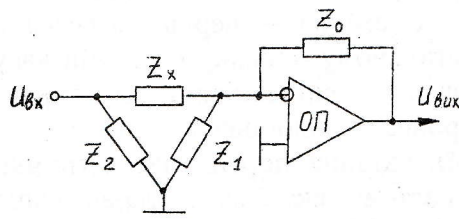
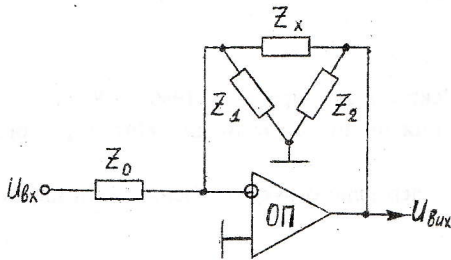


Рис. 1



а)



б)

Рис. 2

двополюсник, вхідний та вихідний шунтувальні кола. Таким чином, постає задача вимірювання параметрів досліджуваного елемента незалежно від величин параметрів шунтувальних ДЕК. Для цього, «трикутник» вмикають в деяку схему з метою забезпечення режиму електричної ізоляції \$Z_x\$ від шунтувальних елементів [2]. Такий режим виконується, якщо напруга або струм на досліджуваному двополюснику визначається тільки його параметрами, тобто, наприклад, коли напруга в точці \$h\$ не залежить від параметрів \$Z_2\$, а струм через \$Z_1\$ дорівнює нулю. Пристрої, які здатні реалізувати цей режим називаються первинними перетворювачами (ПП), характеристики яких значною мірою впливають на якість всієї системи поелементного діагностування.

Нині створено багато різновидів таких перетворювачів [4]. Найширше застосування знайшли ПП з активними елементами на операційних підсилювачах (ОП) [1, 2] (рис. 2). Всі вони можуть бути розділені на два загальних класи: ПП, що реалізують метод заданої напруги (Y-схема) — рис. 2а і ПП, що реалізують метод заданого струму (Z-схема) — рис. 2б. При цьому, відповідно, напруга або струм через двополюсник \$Z_x\$ не залежить від його параметрів. Режим електричної ізоляції реалізований завдяки тому, що: а) до точки \$h\$ СЕК підключено джерело ЕДС (ГТС-генератор тестових сигналів \$U_{вх}\$, або вихід ОП), напруга на виході якого не залежить від струму навантаження; б) в лінійному режимі роботи ОП — його входи мають рівні потенціали [5] (в даному випадку потенціали нуля), тобто струм через \$Z_1\$ не протікає.

Зазначимо також, що величина імпедансу зразкового елемента \$Z\$ вибирається сумарною з величиною імпедансу досліджуваного елемента [1].

Визначимо передавальні функції наведених вище ПП, використовуючи добре відому методику [6] топологічного аналізу схем, яка дозволяє замінити математичні дії, діями над елементами графа. Отже, згідно з формулою Робішо [6], виключаючи всі проміжні виведення, отримуємо такі рівняння

$$W_{OY} = -\frac{Z_0}{Z_x} \frac{1 - \frac{1}{Z_0 K Y_{\text{вих}}}}{1 + \frac{Z_0}{K} \left(Y_{\text{вх}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_x} \right) + \frac{1}{K Y_{\text{вих}}} \left(Y_{\text{вх}} + Y_{\text{вих}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_x} \right)}, \quad (1)$$

$$W_{OZ} = -\frac{Z_x}{Z_0} \frac{1 - \frac{1}{Z_0 K Y_{\text{вих}}}}{1 + \frac{Z_x}{K} \left(Y_{\text{вх}} + \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} \right) + \frac{1}{K Y_{\text{вих}}} \left(Y_{\text{вх}} + Y_{\text{вих}} + \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} \right)}, \quad (2)$$

де \$W_{OY}\$, \$W_{OZ}\$ — відповідно передавальні функції Y- та Z-схем; \$K\$ — коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку; \$Y_{вх}\$, \$Y_{вих}\$ — вхідна та вихідна провідності ОП.

Підставляючи в (1, 2) ідеальні параметри ОП (\$K \to \infty\$, \$Y_{вих} \to \infty\$, \$Y_{вх} \to \infty\$) отримуємо ідеальні передавальні функції Y- та Z-схем, які дорівнюють: \$W_{iY} = -Z_0/Z_x\$ та \$W_{iZ} = -Z_x/Z_0\$ відповідно.

Як бачимо, рівняння 1 і 2 крім ідеальних функцій передачі містять і похибки, які в значній мірі обумовлені властивостями ОП. Тому проаналізуємо рівняння за найкритичніших умов роботи ПП, тобто з максимальною частотою f тестового сигналу (яка за даними роботи [1] не повинна перевищувати 10 КГц), оскільки чим вища f — тим більша похибка перетворення [1], обумовлена зсувом фази, а також зниженнями як $K(f)$ ОП (20 ДБ/дек), так і амплітуди вихідного сигналу. Аналіз доцільно провести, задавши конкретні значення K , $Y_{вх}$ та $Y_{вих}$; оскільки це, як показано нижче, дозволить значно спростити аналізовані рівняння. Отже, з [7] знаходимо: K (на частоті 10 КГц) для використовуваних в перетворювачах ОП [1] (наприклад К140УД8) дорівнює близько 500; $Y_{вх} = 10^9 \text{ Ом}^{-1}$, $Y_{вих}$, завдяки підключенню до виходу ОП підсилювача потужності, може сягати більше ніж 10 Ом^{-1} . Таким чином, беручи до уваги, що відношення Z_0/Z_1 та Z_x/Z_1 в об'єктах діагностування можуть бути більшими ніж 10^3 [1], бачимо, що похибки в значній мірі залежать від складників $Z_0/(Z_1K)$ та $Z_x/(Z_1K)$. Всі інші члени, внаслідок їх високого порядку малості, можна не брати до уваги. Тому запишемо

$$W_{0Y} = W_{iY} \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{Z_1K}} = W_{iY}(1 + \gamma_{0Y}); \quad \gamma_{0Y} = -\frac{1}{1 + \frac{Z_0}{Z_1K}}; \quad (3)$$

$$W_{0Z} = W_{iZ} \frac{1}{1 + \frac{Z_x}{Z_1K}} = W_{iZ}(1 + \gamma_{0Z}); \quad \gamma_{0Z} = -\frac{1}{1 + \frac{Z_x}{Z_1K}}. \quad (4)$$

З виразів (3, 4) видно: якщо значення відношень Z_1/Z_0 , Z_1/Z_x менші ніж $1/500$ — похибки будуть перевищувати 50%. Це недопустимо, оскільки максимальна похибка ПП не повинна бути більшою 3%–5% [1]. Таким чином, постановка задачі може бути сформульована таким чином: мінімізувати похибки перетворення параметрів ДЕК до рівня не більшого 3%–5% в широкому діапазоні (до $1/500$ і вище) значень відношень відношень Z_1/Z_0 , Z_1/Z_x згідно з (3, 4).

Концептуальні основи методу

Як підкреслювалося вище, похибка перетворення значною мірою визначається відношенням імпедансів: зразкового (Z_0), або досліджуваного (Z_x) до шунтувального (Z_1). Отже, необхідно нейтралізувати «дії» двополюсника Z_1 . Тому, логічно допустити: якщо до шунтувального ДЕК підключити певний пристрій, такий, щоб їх загальний імпеданс (між точками g і s СЕК) в ідеальному випадку наближався до нескінченності — похибка, відповідно, наблизиться до нуля. Це також свідчить і про те, що струм між точками g і s СЕК буде дорівнювати нулю. Досягти такої нейтралізації можливо, якщо приєднаний до шунтувального двополюсника пристрій буде мати від'ємний імпеданс, рівний за модулем шунтувальному, (див. рівняння (5)).

$$|-Z_K| = Z_1. \quad (5)$$

В ідеальному випадку, тобто при точному виконанні умови (5) згідно з топологічними методами, передавальні функції відповідно для Y- (6) та Z-схем (7) будуть мати такий вигляд

$$W_{0Y} = W_{iY} \frac{1}{1 + \frac{1}{K}}; \quad (6)$$

$$W_{0Z} = W_{iZ} \frac{1}{1 + \frac{1}{K}}. \quad (7)$$

З [5] відомо, що перетворювач від'ємного імпедансу може бути отриманий за допомогою конвертора від'ємного імпедансу (КВІ) (рис. 3), який можна реалізувати на одному

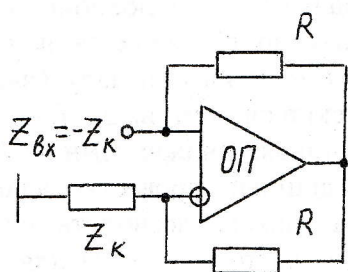
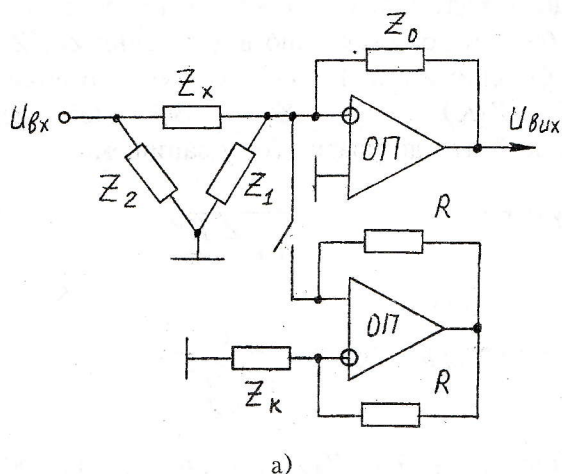


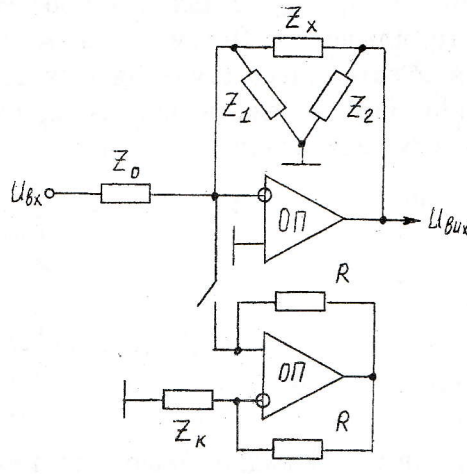
Рис. 3

активному елементі. Вхідний імпеданс КВІ дорівнює: $-Z_K$ (детальний доказ міститься в роботі [5]). Оскільки ОП-конвертор функціонує в тих же режимах, що і підсилювачі перетворювачів, можна вважати, що параметри ОП КВІ ($K, Y_{вх}, Y_{вих}$) дорівнюють параметрам ОП ПП.

В результаті доповнення представлених вище перетворювачів КВІ, отримуємо схеми, показані на рис. 4а і 4б відповідно для Y- і Z-перетворювачів.



а)



б)

Рис. 4

Використовуючи методику топологічного аналізу схем знайдемо функції передач перетворювачів з КВІ, і нехтуючи їх складниками з високим порядком малості, отримуємо рівняння для Y- (8), та Z-схем (9) ПП

$$W_{KY} = W_{iY} \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{K} \left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_K} \right)} \Bigg|_{Z_K = Z_1(1 + \gamma_{0Y})} = W_{iY} \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{Z_1 K} \frac{\gamma_{0Y}}{1 + \gamma_{0Y}}} ; \quad (8)$$

$$W_{KZ} = W_{iZ} \frac{1}{1 + \frac{Z_x}{K} \left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_K} \right)} \Bigg|_{Z_K = Z_1(1 + \gamma_{0Z})} = W_{iZ} \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{Z_1 K} \frac{\gamma_{0Z}}{1 + \gamma_{0Z}}} . \quad (9)$$

Отже, порівнюючи рівняння (1, 2) з (8, 9) бачимо, що похибки ПП з КВІ значно менші ніж у традиційних перетворювачів (рис. 2), і чим точніше буде виконуватися умова (5), тим більшою мірою реальні передавальні функції розроблених ПП будуть відповідати ідеальним.

Зазначимо також, що ОП охоплений як від'ємними (Z_K, R), так і додатними ($Z_x \parallel Z_0 \parallel Z_1, R$) зв'язками, причому для забезпечення його стійкого функціонування від'ємний зв'язок повинен переважати додатний [5]. Це виконується, оскільки $Z_K > Z_x \parallel Z_0 \parallel Z_1$.

Запропонований метод доцільно використовувати тільки з великим коефіцієнтом шунтування (коли похибка перетворення ПП побудованих на основі традиційного методу буде більшою ніж 5%), тобто якщо ($Z_0/Z_1 > 25$) і ($Z_x/Z_1 > 25$).

Алгоритм методу

1. Відключаємо КВІ від ПП (рис. 4).
2. У «трикутнику» $Z_x Z_0 Z_1$ вимірюємо параметр елемента з найменшим імпедансом.
3. У «трикутнику» $Z_x Z_0 Z_1$ вимірюємо параметр елемента з найменшим серед недосліджених елементів імпедансом.
4. Підключаємо до КВІ елемент Z_K , величина імпедансу якого дорівнює виміряному згідно з п. 3. даного алгоритму імпедансу.
5. Підключаємо КВІ до ПП.
6. Вимірюємо параметр останнього (сильно зашунтованого) елемента СЕК.

Приклад застосування

Розглянемо, наприклад, «трикутник» з $R_x = 1$ МОм, $R_Z = 1$ КОм, $R_1 = 2$ КОм. В процесі вимірювання параметра компонента R_x , як зазначалося вище, Z_0 приблизно дорівнює R_x , тобто, в даному випадку буде становити 1 Мом. Коефіцієнт підсилення K ОП К140УД8 на частоті 10 КГц приблизно дорівнює 500.

Згідно з алгоритмом методу

- 1) відключаємо КВІ від ПП;
- 2) вимірюємо імпеданс двополюсника R_Z ;
- 3) вимірюємо імпеданс двополюсника R_1 (при цьому, як і в п. 2 похибки перетворення згідно з (3, 4) не перевищать 0,1 %, оскільки шунтування зовсім незначне;
- 4) підключаємо до КВІ елемент R_1 , величина імпедансу якого дорівнює 2 КОм, згідно з п. 3. алгоритму;
- 5) підключаємо КВІ до ПП;
- 6) вимірюємо імпеданс двополюсника R_x (при цьому похибки перетворення, згідно з (8, 9) дорівнюватимуть близько 0,1 %, а при відключеному КВІ — 50 %);

Отже, як видно з (8, 9) точність перетворення не буде перевищувати 5 % при коефіцієнті шунтування (тобто значень відношень: Z_0/Z_1 — для Y-схеми і Z_x/Z_1 — для Z-схеми) до 4750 під час вимірювання імпедансу шунтувального компонента з точністю не нижчою ніж 0,5 % та до 12000 з відповідною точністю до 0,2 %. Це приблизно на 2,5 порядку краще, ніж в попередньому випадку (рис. 2).

ВИСНОВКИ

Головною перевагою запропонованого методу є те, що він, на відміну від відомого [1], дозволяє забезпечити точнішу оцінку параметрів сильно зашунтованих пасивних ДЕК. Використання розроблених перетворювачів в системах поелементного діагностування дозволить значно підвищити якість та достовірність діагностування радіоелектронних пристроїв.

ЛІТЕРАТУРА

1. Байда Н. П., Месюра В. И., Роик А. М. Самообучающиеся анализаторы производственных дефектов РЭА. — М.: Радио и связь, 1991. — 256 с.
2. Лихтциндер В. Я. Внутрисхемное диагностирование радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Техника, 1988. — 168 с.
3. Мартяшин А. И. и др. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. — М.: Энергия, 1976. — 392 с.
4. Мартяшин А. И., Орлова А. В., Шлядин В. Н. Преобразователи параметров многополюсных электрических цепей. — М.: Энергоиздат, 1981. — 172 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
6. Тимкин Ю. В. Анализ электронных схем методом двунаправленных графов. — М.: Энергоатомиздат, 1985 — 256 с.
7. Аналоговые интегральные микросхемы: справочник / Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. — М.: Радио и связь, 1991. — 160 с.