

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АКТИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ: СИНТЕЗ, АНАЛИЗ, ДИАГНОСТИКА

Труды международной конференции
«Континуальные алгебраические логики,
исчисления и нейроинформатика
в науке и технике»
(16–18 мая 2006 года)

Том 3

Ульяновск 2006

MINISTRY OF SCIENCE AND EDUCATION
OF THE RUSSIAN FEDERATION
ULYANOVSK STATE TECHNICAL UNIVERSITY

CIRCUIT ALGEBRAIC MODELS FOR ACTIVE NETWORKS: SYNTHESIS, ANALYSIS, DIAGNOSIS

Works of international conference «Continual algebraic logic,
calculus and neuralinformatics in science and technics»

This conference CLIN-2006 is dedicated to the memory of Andrey Andreevich Markov (1903 - 1979) — the author of many scientific works in mathematics and logic, the founder of the constructivism, a special field of research in mathematics.

Настоящая конференция КЛИН-2006 посвящена памяти Андрея Андреевича Маркова (1903 – 1979) – автору многих научных трудов по математике и логике, основателю особого направления в математике – конструктивизма.

Ulyanovsk 2006

Министерство науки и образования Российской Федерации
Международная академия информатизации
Ассоциация искусственного интеллекта
Российское философское общество
Союз научных и инженерных общественных
объединений Ульяновской области
Ульяновский Дом техники Российского Союза
научных и инженерных организаций
Ульяновский государственный
технический университет

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АКТИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ: СИНТЕЗ, АНАЛИЗ, ДИАГНОСТИКА

Труды международной конференции
«Континуальные алгебраические логики,
исчисления и нейроинформатика
в науке и технике»

(16–18 мая 2006 года)

Том 3

Ульяновск 2006

УДК 516.7.24/25+519.873

Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике – КЛИН-2006»

(г. Ульяновск, 16–18 мая 2006 г.) / Под общей ред. Л.И.Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Том 3. – 244 с.

ПРОГРАММА ПЛЕНАРНОГО ЗАСЕДАНИЯ

Приветственное выступление ректора УлГТУ

– **Горбоконеко Александр Дмитриевич**

Развитие научно-технического потенциала Ульяновской области

– **Мишин Валерий Алексеевич**

Директор департамента Правительства Ульяновской области

– **Климовский Андрей Борисович**

Начальник управления Правительства

Достижения и перспективы вычислительного интеллекта

– **Ярушкина Надежда Глебовна**

Проректор по ИР УлГТУ

Численные методы в механике деформированных тел

– **Леонтьев Виктор Леонтьевич**

Профессор УлГУ

Гинезис науки как явление социокультурного ряда

– **Волков Михаил Павлович**

Профессор УлГТУ

Синтез баз знаний аналоговых электронных устройств

– **Лыпарь Юрий Иванович**

Профессор СПбГПУ

Редакционная коллегия:

Вельмисов П.А., Волгин Л.И. (научный редактор), Климовский А.Б., Мишин В.А., Ярушкина Н.Г., Почкайло Н.А. (ответственный секретарь), Филаретов В.В. (ответственный редактор третьего тома)

ДОКАЗАТЕЛЬСТВО СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ТОЖДЕСТВ МЕТОДОМ БИСЕКЦИИ

Р. М. Агаева

В работе [1] было введено схемно-алгебраическое тождество вида

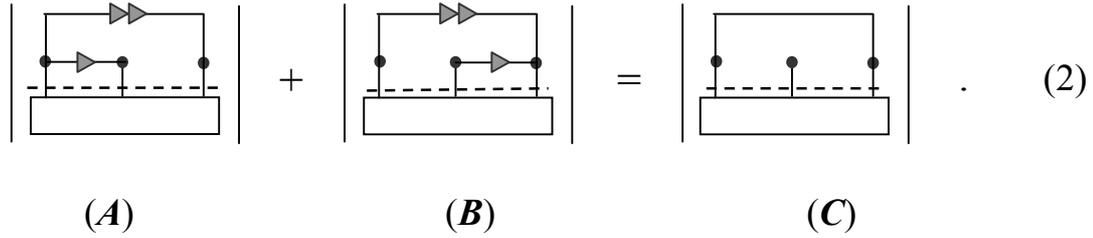
$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| + \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| + \dots \\
 & \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| + \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \overleftarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| = 0. \quad (1)
 \end{aligned}$$

Этому тождеству равносильно тождество

$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| + \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| + \dots \\
 & \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \overrightarrow{\text{---}} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \bullet \text{---} \bullet \text{---} \bullet \text{---} \dots \text{---} \bullet \\ \text{---} \end{array} \right|. \quad (1a)
 \end{aligned}$$

Тождества (1) и (1a) являются следствием второго закона Кирхгофа, записанного для контура, проходящего через все внешние узлы многополюсника. Относительно этого контура положение генератора неудаляемого управляемого источника (ГНУИ) фиксировано, а приемник неудаляемого управляемого источника (ПНУИ) перемещается по контуру. Справедливы и тождества, дуальные тождествам (1) и (1a), когда, наоборот, положение ПНУИ фиксировано, а ГНУИ перемещается по контуру [1].

В простейшем случае многополюсник имеет три внешних узла и является трехполюсником. В этом случае схемно-алгебраическое тождество (1a) примет вид (2)



Тождество (2) было использовано при доказательстве топологических преобразований путем поворота активного трехполюсника [2]. Однако доказательство этого тождества проводилось с использованием переноса источника тока по контуру, то есть опять же на основе законов Кирхгофа. Попытаемся доказать тождество (2) схемно-алгебраически, минуя использование законов электрического равновесия и непрерывности и применив метод схемной бисекции [4]. Для этого применим ко всем схемам тождества (2) метод бисекции схемы по трем узлам.

Тогда тождество будет выглядеть следующим образом в двоичном виде:

$$\begin{aligned}
 & \Delta A1(0000)\Delta A2(1111) + \Delta A1(0101)\Delta A2(1010) - \Delta A1(0110)\Delta A2(1001) - \\
 & - \Delta A1(1001)\Delta A2(0110) + \Delta A1(1010)\Delta A2(0101) + \Delta A1(1111)\Delta A2(0000) + \\
 & + \Delta B1(0000)\Delta B2(1111) + \Delta B1(0101)\Delta B2(1010) - \Delta B1(0110)\Delta B2(1001) - \\
 & - \Delta B1(1001)\Delta B2(0110) + \Delta B1(1010)\Delta B2(0101) + \Delta B1(1111)\Delta B2(0000) = \\
 & = \Delta C1(0000)\Delta C2(1111) + \Delta C1(0101)\Delta C2(1010) - \Delta C1(0110)\Delta C2(1001) - \\
 & - \Delta C1(1001)\Delta C2(0110) + \Delta C1(1010)\Delta C2(0101) + \Delta C1(1111)\Delta C2(0000).
 \end{aligned}$$

Это тождество можно упростить, так как вторые подсхемы для (A), (B), (C) одинаковы, то $\Delta A2(abab) = \Delta B2(abab) = \Delta C2(abab) = \Delta 2(abab)$ и формула примет вид:

$$\begin{aligned}
 & [\Delta A1(0000) + \Delta B2(0000)] * \Delta 2(1111) + [\Delta A1(0101) + \Delta B2(0101)] * \Delta 2(1010) - \\
 & - [\Delta A1(0110) + \Delta B2(0110)] * \Delta 2(1001) - [\Delta A1(1001) + \Delta B2(1001)] * \Delta 2(0110) + \\
 & + [\Delta A1(1010) + \Delta B2(1010)] * \Delta 2(0101) + [\Delta A1(1111) + \Delta B2(1111)] * \Delta 2(0000) = \\
 & = \Delta C1(0000) * \Delta 2(1111) + \Delta C1(0101) * \Delta 2(1010) - \Delta C1(0110) * \Delta 2(1001) - \\
 & - \Delta C1(1001) * \Delta 2(0110) + \Delta C1(1010) * \Delta 2(0101) + \Delta C1(1111) * \Delta 2(0000). \quad (3)
 \end{aligned}$$

И в правой и в левой части тождества (3) есть слагаемые с одинаковыми вторыми сомножителями. Используя метод неопределенных коэффициентов, заменим это выражение шестью более простыми тождествами по числу вариаций вторых множителей слагаемых.

$$\Delta A1(0000) + \Delta B1(0000) = \Delta C1(0000) \quad (3.1)$$

$$\Delta A1(0101) + \Delta B1(0101) = \Delta C1(0101) \quad (3.2)$$

$$\Delta A1(1010) + \Delta B1(1010) = \Delta C1(1010) \quad (3.3)$$

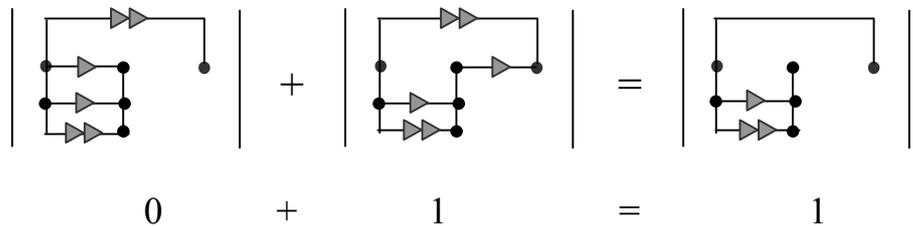
$$\Delta A1(0110) + \Delta B1(0110) = \Delta C1(0110) \quad (3.4)$$

$$\Delta A1(1001) + \Delta B1(1001) = \Delta C1(1001) \quad (3.5)$$

$$\Delta A1(1111) + \Delta B1(1111) = \Delta C1(1111) \quad (3.6)$$

Нет необходимости проверять все шесть тождеств, по виду двоичных векторов можно определить те тождества, для которых не все три слагаемых будут вырождены (равны нулю). Исключаем (3.1), так как ДВ соответствуют разомкнутому ГНУИ. Исключаем (3.6) и (3.2), так как ДВ соответствуют петле из ГНУИ. Исключаем (3.4), так как ДВ соответствует сечению из ГНУИ. Проверим схемно-алгебраические выражения (СAB), соответствующие оставшимся тождеству

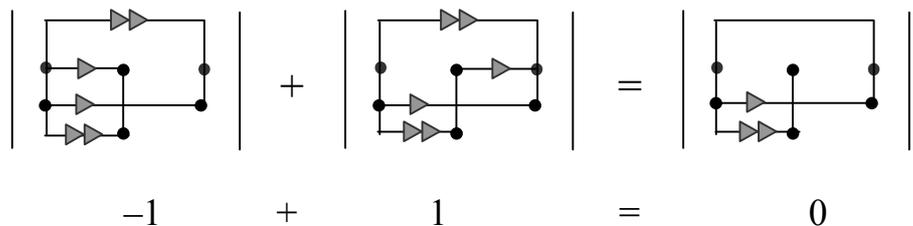
$$\Delta A1(1010) + \Delta B1(1010) = \Delta C1(1010)$$



$$\left| \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{0} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 2} \\ \text{1} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{1} \end{array} \right| \quad (3.3a)$$

и тождеству

$$\Delta A1(1001) + \Delta B1(1001) = \Delta C1(1001)$$

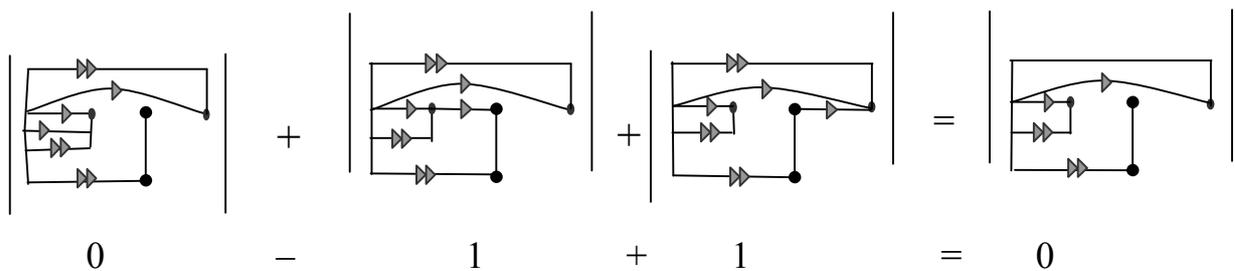


$$\left| \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{-1} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 2} \\ \text{1} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{0} \end{array} \right| \quad (3.5a)$$

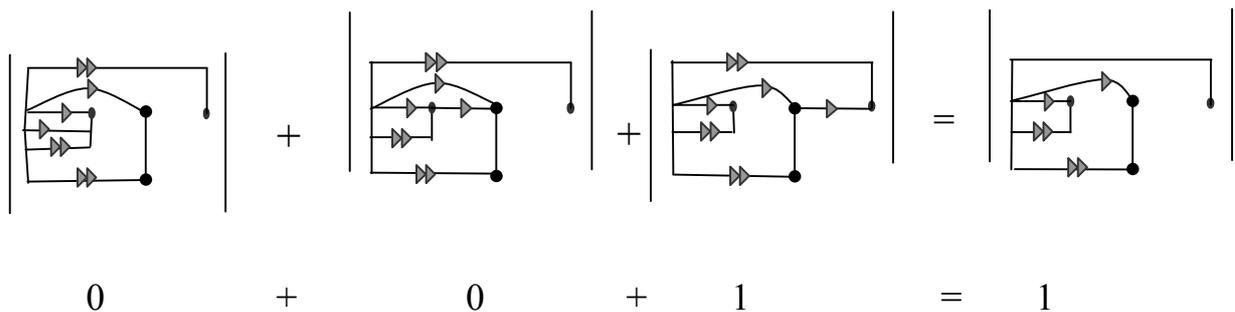
Докажем выражение (1a) для другого случая, когда контур состоит из четырех ветвей. Здесь уже будет двадцать ДВ подсхем с четырьмя внешними узлами: 1) 000000; 2) 001001; 3) 001010; 4) 001100; 5) 010001; 6) 010010; 7) 010100; 8) 011011; 9) 011101; 10) 011110; 11) 100001; 12) 100010; 13) 100100; 14) 101011; 15) 101101; 16) 101110; 17) 110011; 18) 110101; 19) 110110; 20) 111111. Многие из указанных подсхем являются вырожденными. Действительно исключаются: 1) ДВ(000000) – соответствует разомкнутому ГНУИ; 2) ДВ(001001) – соответствует ГНУИ в петле; 3) ДВ(001010) – соответствует сечению из ГНУИ; 4) ДВ(001100) – соответствует сечению из ГНУИ; 5) ДВ(010001) – соответствует разомкнутой схеме; 6) ДВ(010010) – соответствует разомкнутой схеме; 7) ДВ(010100) – соответствует разомкнутой схеме; 8) ДВ(011011) – соответствует ГНУИ в петле; 9) ДВ(011101) – соответствует ГНУИ в петле; 10) ДВ(011110) – соответствует сечению из ГНУИ; 11) ДВ(100001) – соответствует разомкнутой схеме; 12) ДВ(100010) – соответствует разомкнутому ГНУИ; 13) ДВ(100100) – соответствует разомкнутой схеме; 14) ДВ(101011) – соответствует ГНУИ в петле; 15) ДВ(101101) – соответствует ГНУИ в петле; 16) ДВ(101110) – соответствует сечению из ГНУИ; 17) ДВ(110011) – соответствует ГНУИ в петле; 18) ДВ(110101); 19) ДВ(110110); 20) ДВ(111111) – соответствует ГНУИ в петле.

Таким образом, остаются два САВ, которые доказываются непосредственной проверкой:

$$\Delta A1(110101) + \Delta BI(110101) + \Delta CI(110101) = \Delta D1(110101)$$



$$\Delta A1(110110) + \Delta BI(110110) + \Delta CI(110110) = \Delta D1(110110)$$



Вывод

1. Предложено новое доказательство схемно-алгебраического тождества (1) для случаев трехполюсника и четырехполюсника, когда внешний контур содержит три и четыре узла. В основе доказательства лежат методы схемной бисекции и неопределенных коэффициентов.

2. Доказательство тождества (1) для большего числа полюсов многополюсника может быть выполнено аналогично. Следует отметить, что предпринятые попытки разработать более компактное индуктивное доказательство указанного тождества не привели нас к успеху.

Литература

1. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраические тождества топологических функций для линейных электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН–2005.–Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т.3.С.95–105.

2. Теоретические основы электротехники: В 2 т.– Т. 1: Основы теории линейных цепей / П.А.Ионкин, А.И.Даревский, Е.С.Кухаркин, В.Г.Миронов, Н.А.Мельников.– М.: Высшая школа, 1976.– 544 с.

3. Филаретов В.В. О схемных триадах Л.И.Волгина, порождаемых поворотом активного трехполюсника в активных электрических цепях // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 86–94.

4. Филаретов В. В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // Электричество.– 2001.– № 8.– С. 33–42.

Агаева Резеда Мирмамедовна – студентка факультета информационных систем и технологий (группа ИСТд–31) Ульяновского государственного технического университета. E-mail: rezeda_@inbox.ru.

К ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ОДНОКОНТУРНОГО УСИЛИТЕЛЯ С КОММУТИРУЕМЫМИ ИНДУКТИВНОСТЯМИ

Г. Ф. Афанасьев, О. В. Афанасьева, А. Н. Еремин

Принцип действия индуктивного параметрического генератора основан на периодическом изменении индуктивности LC контура с вынужденными колебаниями, которые создаются в катушке движущимися постоянными магнитами. В целом такой генератор представляет собой

электромагнитный преобразователь карусельного типа с параметрическим усилением на основе изменяющейся индуктивности. Электрическая схема преобразователя представлена на рис. 1.

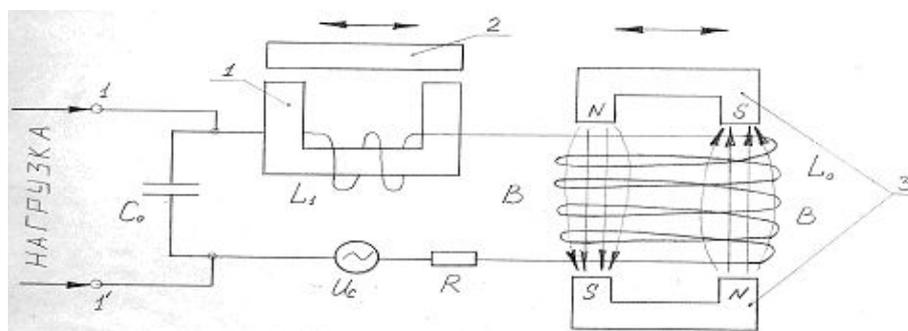


Рис. 1. Схема генератора с параметрическим усилением
1 – ферромагнитный сердечник; 2 – ферромагнитный замыкатель силовых линий;
3 – постоянные магниты

Схема на рис. 1 представляет собой простейший параллельный контур (рис. 2).

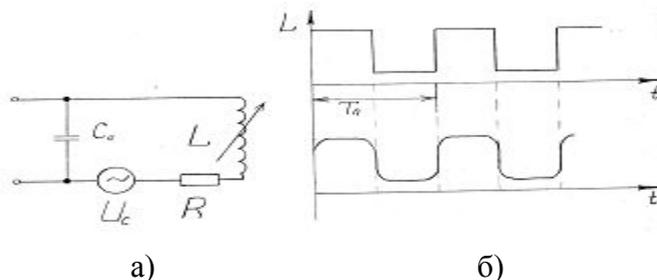


Рис. 2. Колебательный LC контур с периодически меняющейся индуктивностью

На рис. 2,б представлены некоторые возможные законы изменения индуктивности – меандр (идеальный случай) и близкий к синусоиде (реальный случай). Вариантов конструктивного исполнения такого преобразователя может быть множество [1].

В контуре $L = L_0 + L_1$, где L_1 – меняется по выбранному закону за счет изменения магнитного сопротивления ферромагнитного сердечника 1 (рис. 1). В рассматриваемом случае – это система механическая, т.е. – инерционная, поэтому получить закон изменения индуктивности, близкий к идеальному (меандр) при котором достигается максимальный коэффициент усиления – невозможно.

Для реального случая и при возвратно-поступательном движении перемычки (замыкателя силовых линий) 2 с массой m (рис. 1), целесообразно выбрать синусоидальный (или близкий к нему) закон изменения индуктивности L_1 . Для получения параметрического усиления необходимо обеспечить изменение параметра контура с удвоенной частотой вынужденных (усиливаемых) колебаний [1–4]. В таком случае в

электромагнитном преобразователе карусельного типа по периметру рабочего колеса с постоянными магнитами необходимо разместить число переключателей в два раза большее числа магнитных пар. Размещением ферромагнитных переключателей и постоянных магнитов на одном колесе (роторе) обеспечивается жесткая синхронизация колебаний двух сигналов – усиленного сигнала «накачки» (который изменяет параметр L_1). Изменение скорости вращения рабочего колеса энергоустановки не будет нарушать синхронизацию.

Представляется возможным осуществить изменение индуктивности контура по закону меандра, т.е. получить максимально возможный коэффициент усиления. Для этого необходимо обеспечить коммутацию ряда индуктивностей, (рис. 3) подобно тому, как это предложено в работе авторов – «Одноконтурный параметрический усилитель низких частот на коммутируемых емкостях».

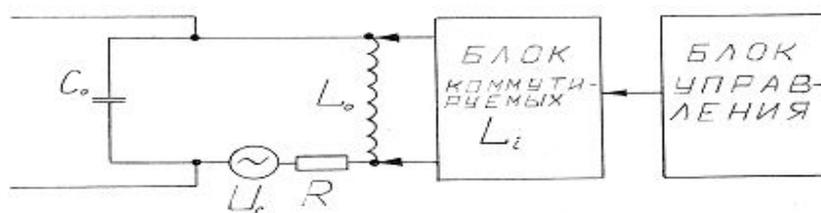


Рис. 3. Схема параметрического усилителя с коммутируемыми индуктивностями

При $L_0 = L_i$ и трех катушек индуктивностей L_i изменение индуктивности контура $L_{\max}/L_{\min} = 2$. Без учета потерь кратность усиления энергии за один цикл составляет $W_{\max}/W_0 = L_{\max}/L_{\min}$ (идеальный случай).

Вместе с тем индуктивные параметрические усилители в энергетических установках имеют преимущества перед емкостными, в которых возникают проблемы с пробивными напряжениями [1].

Литература

1. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. – М.: Высшая школа, 1990. – 400 с.
2. Войшвилло Г. В., Порошин Н. Д. Анализ низкочастотного усилителя // Радиотехника. – 1963. – № 10.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент каф. «Радиотехника» УлГТУ;

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка радиотехнического факультета УлГТУ;

Еремин Андрей Николаевич – инженер лаборатории УТВ и ТС УлГТУ. Тел. раб: (8422) 43–91–10. E-mail: ean@ulstu.ru.

ОДНОКОНТУРНЫЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ НИЗКИХ ЧАСТОТ НА КОММУТИРУЕМЫХ ЕМКОСТЯХ

Г. Ф. Афанасьев, О. В. Афанасьева, А. Н. Еремин

При использовании диапазона низких и сверхнизких частот в различных радиосистемах, например для связи под водой или при электромеханическом преобразовании энергии в различных датчиках физических величин и т.д., одной из важнейших задач является создание высокоэффективных усилителей на низких звуковых частотах, в том числе на промышленных частотах. В последнем случае имеются в виду частоты, на которых функционируют энергетические установки малых мощностей, например ветрогенераторы частного использования и др.

При использовании автономных электромагнитных преобразователей ветроэнергетических установок (ВЭУ), когда отсутствует электрическая сеть, все электронные устройства ВЭУ (блоки измерения параметров, регулирования и исполняющие механизмы) должны быть воедино связаны с выходом электромагнитного преобразователя (асинхронные генераторы или преобразователи другого типа). В этом случае наиболее целесообразным в качестве усилителей напряжения применить параметрический усилитель. На возможность использования параметрических явлений для усиления и генерации электрических колебаний впервые указали Л.И. Мандельштам и Н.Д. Папалекси, однако, практическое применение параметрический метод нашел лишь в 50-е гг. 20 века, когда были сделаны параметрические полупроводниковые диоды с управляемой емкостью и разработаны малошумящие параметрические усилители СВЧ [1–3]. Позднее были созданы низкочастотные параметрические усилители на основе применения параметрических емкостей [2–5]. В качестве источников накачки в них использовались электрические колебания синусоидальной формы, и они были предназначены для усиления радиосигналов.

Авторами доклада предлагается параметрическое усиление напряжения в энергетических установках, например в электромеханических преобразователях энергии карусельного типа. Такие преобразователи представляют собой простой одиночный контур, в качестве сигнала, в котором выступает ЭДС, наводимая в катушке индуктивности за счет переменного магнитного поля движущихся постоянных магнитов, установленных на рабочем колесе (диске) электромеханического преобразователя энергии ветрогенератора или других электроустановок. С целью достижения максимального коэффициента усиления сигнала емкость контура меняется по закону меандра [1], который достигается с помощью коммутируемых емкостей. Электрическая схема контура и блока конденсаторов с коммутаторами приведена на рис. 1.

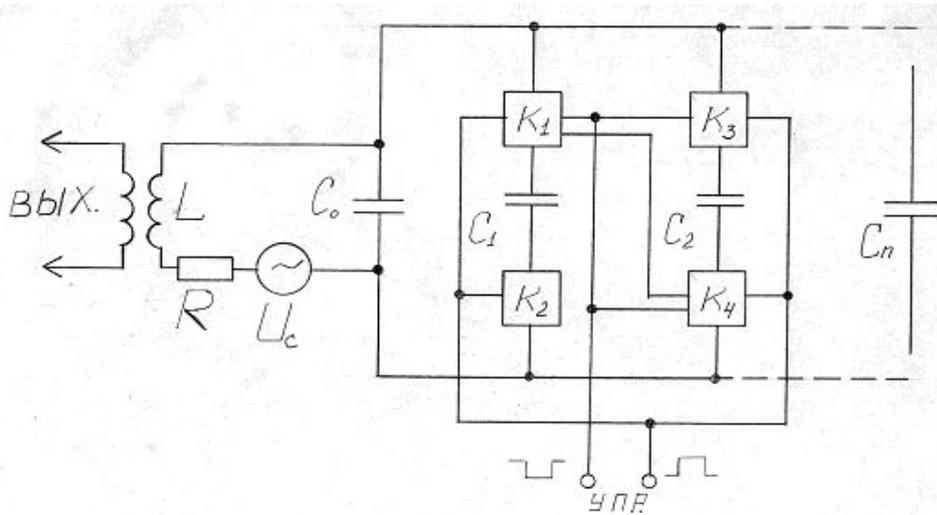


Рис. 1. Схема одноконтурного параметрического усилителя на коммутируемых емкостях

Коммутаторы $K_1 - K_4$ осуществляют переключение конденсаторов $C_1 - C_n$ из параллельного соединения в последовательное и наоборот. Схема управления обеспечивает точную синхронизацию моментов переключения емкостей с сигналом за счет жесткой связи между сигналом и схемой управления на рабочей частоте. На рис. 2 приведены графики, поясняющие процесс усиления и управления ключами $K_1 - K_4$.

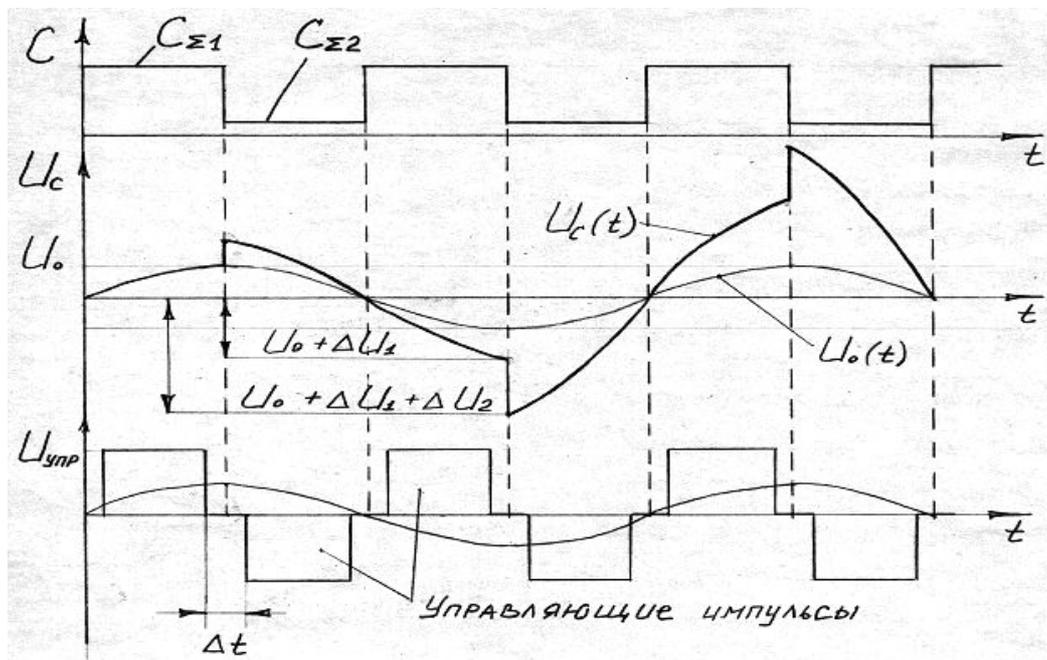


Рис. 2. Графики изменения емкости, сигнала и импульсов управления во времени и $U_{\text{вых}}$

На рис. 2 положительные управляющие импульсы обеспечивают параллельное включение емкостей, отрицательные – последовательное.

Параметры управляющих импульсов определяются видом коммутирующих ключей, роль которых могут выполнять силовые транзисторы, мощные тиристоры, герконы [5] или реляторы (элементы реляторной схемотехники) [6].

Применение параметрического усилителя может иметь смысл с возможностью практической реализации в маломощных энергоустановках из-за ограничения емкостей существующих конденсаторов, особенно их максимального рабочего напряжения и токовых характеристик коммутирующих элементов [8].

Литература

1. Физический энциклопедический словарь. Т.3. – М.: Советская энциклопедия, 1963. – 587 с.
2. Буланов Ю. А., Усов С. Н. Усилители и радиоприемные устройства. – М.: Высшая школа, 1980. – 410 с.
3. Белкин М. К., Белинский В. Т., Мазор Ю. Л., Терещук В. М. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств // Под ред. М. К. Белкина – Киев: Вища школа, 1982. – 448 с.
4. Бойард Г. Низкочастотный параметрический усилитель. ТИИЭР (русский перевод), 1963. – № 2. – 51 с.
5. Копылова К. Ф., Терпугов Н. В. Параметрические емкостные усилители низких частот. – М.: Советское радио. – 1973. – 88 с.
6. Демаков Ю. П. Курсовое проектирование компонентов радиоэлектронных средств. Ижевск: Изд. ИжГТУ, 2002. – 220 с.
7. Волгин Л. И. Алгебраические логики: элементы теории, взаимоотношения, реляторная схемотехника. – Ульяновск.: УлГТУ, 2005. – 258 с.
8. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 400 с.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент каф. «Радиотехника» УлГТУ;

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка радиотехнического факультета УлГТУ;

Еремин Андрей Николаевич – инженер лаборатории УТВ и ТС УлГТУ. Тел. раб: (8422) 43–91–10. E-mail: ean@ulstu.ru.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ НЕТРАДИЦИОННЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ

Г. Ф. Афанасьев, А. Н. Еремин, О. В. Афанасьева

В нашей стране, как и в других странах мира, в последние годы все больше внимания уделяется развитию нетрадиционно новых энергетических технологий, экономически более приемлемых к использованию возобновляемых энергоресурсов [1, 2]. Такими природными энергоисточниками являются в первую очередь – ветер и морские волны.

Получившие широкое распространение ветроэнергетические установки (ВЭУ) построены на основе применения серийных генераторов постоянного или переменного тока, работающих при больших оборотах [3]. Это требует применения редукторов, которые совместно с самими генераторами создают значительные шумы. При совместной работе ВЭУ с центральной сетью (буферный режим) усложняется система синхронизации [4].

В России специалистами некоторых фирм, занимающихся ветроэнергетикой, ведутся разработки электромагнитных преобразователей, альтернативных асинхронным генераторам. В конструкции генератора [5] использованы два индуктора – наружный и внутренний, состоящие из ярем ротора и постоянных магнитов. К вращающемуся ротору, который находится одновременно снаружи и внутри статора, удобно крепить механизм управления лопастями. С целью снижения массы генераторов разработаны конструкции генераторов с кольцевыми магнитопроводами и беспазовой обмоткой якоря [6]. Автор изобретения аэродинамического преобразователя энергии направленного потока газовой среды [7] считает разумным источник магнитного поля генератора электрического тока аэродинамического преобразователя энергии выполнить в виде кольцевого ряда постоянных магнитов, закрепленных по периферии ветроколеса. Однако непосредственная привязка к ветроколесу практически неприемлема из-за сложности конструктивного исполнения и неудобства технического обслуживания.

Авторами разработан электромагнитный преобразователь карусельного типа с рядом постоянных магнитов, расположенных на вращающемся рабочем диске (колесе) и рядом обмоток, форма которых зависит от расположения магнитов, которые могут быть соединены последовательно, параллельно или по смешанной схеме. Конструкция фрагмента преобразователя приведена на рис. 1.

Выходное напряжение, наводимое движущимися магнитами в обмотках и его частота зависят от величины магнитной индукции постоянных магнитов в зазоре, числа витков обмоток, скорости вращения,

которая в свою очередь зависит от числа оборотов и диаметра диска, числа обмоток.

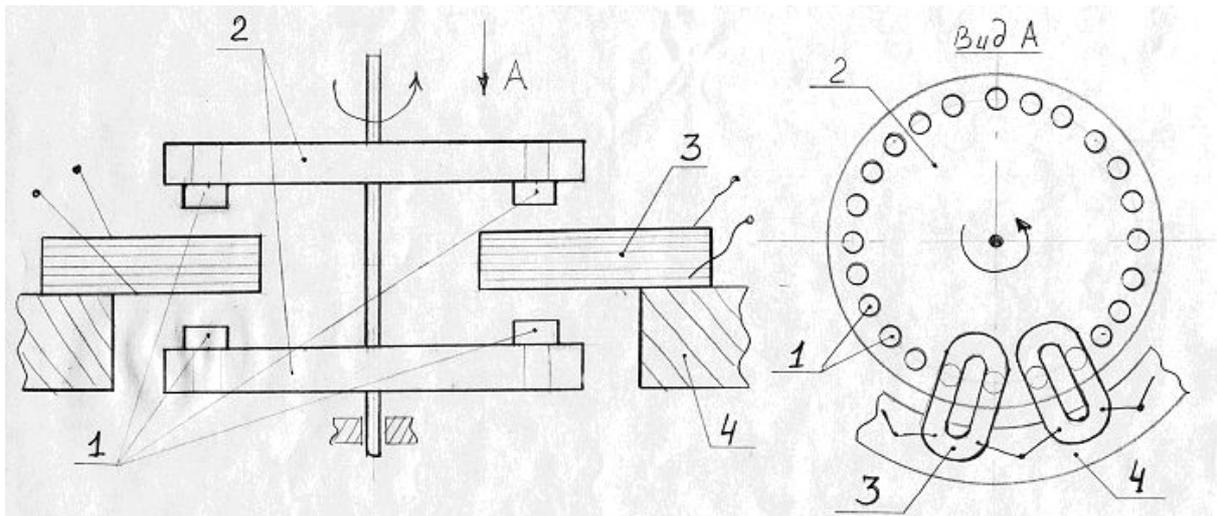


Рис. 1. Фрагмент электромагнитного преобразователя карусельного типа:
1 – постоянные магниты; 2 – диски для размещения постоянных магнитов; 3 – обмотки;
4 – статорное кольцо для размещения и крепления обмоток

Число обмоток, частота выходного напряжения и диаметр связаны между собой, в результате чего одинаковая амплитуда напряжения может быть получена при различных конструкциях: с одним диском большого диаметра или рядом дисков меньшего диаметра с размещением этажерочного типа (рис. 2).

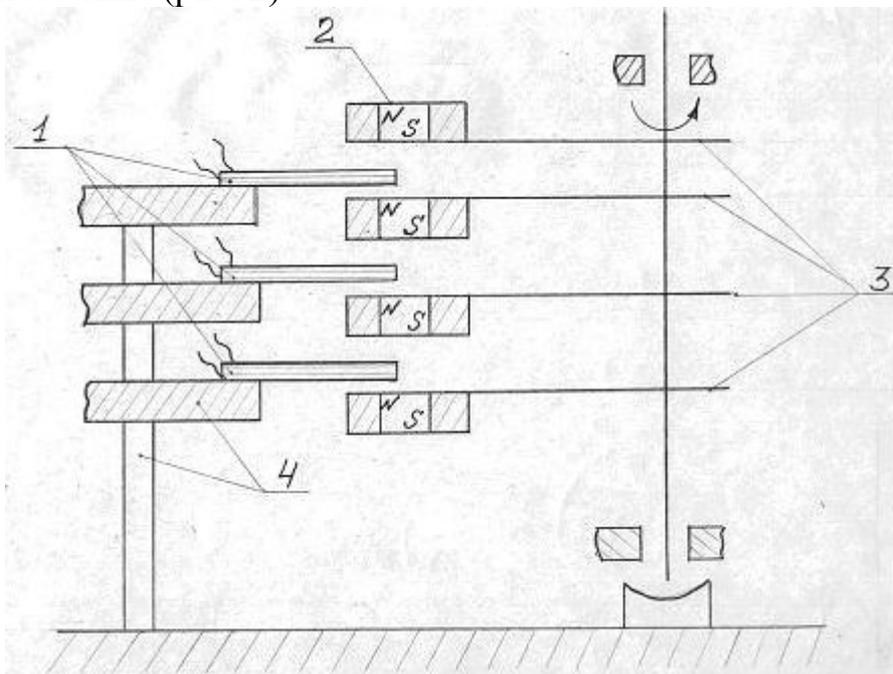


Рис. 2. Фрагмент электромагнитного преобразователя карусельного типа на постоянных магнитах этажерочной конструкции: 1 – обмотки преобразователя; 2 – постоянные магниты; 3 – диски для крепления магнитов; 4 – корпус статора с обмотками.

Любая из этих конструкций, размещенная в основании ВЭУ – проста, технологична в сборе, удобна для обслуживания и надежна из-за отсутствия трущихся контактов.

Вместе с тем, в такой конструкции может быть реализован практически преобразователь с параметрическим усилением.

На кафедре «Радиотехника» УлГТУ выполнен действующий макет преобразователя карусельного типа, предварительные исследования которого дают неплохие результаты.

Литература

1. Перминов Э. М. Возрождение ветроэнергетике в России // Энергетик. – 1995. – № 9. – С. 7 – 8.
2. Безруких П. П., Брызгунов И. М., Елистратов В. В. Состояние и перспективы возобновляемой энергетики России // Возобновляемая энергетика – 2003: состояние, проблемы, перспективы. – СПб, 2003.
3. Буф Д. А. Бесконтактные электрические машины. – М.: Высшая школа, 1990. – 380 с.
4. Филатов В. Ф., Кацурин А. А. Разработка системы стабилизации параметров выходного напряжения автономной ветроэнергетической установки // Электричество. – 2001. – № 7. – С. 37 – 42.
5. Захаренко А. Б. Новый ветрогенератор // Электричество. – 2004. – № 10.
6. Хайрулин И. Х., Исмагилов Ф. Р., Валитов А. И. Оптимизация геометрических размеров дискового генератора // Электрическое строительство. – 1994. – № 1. – С. 35 – 37.
7. Родионов Ю. Н., Титомир А.К., Серебряков Р.А. Аэродинамический преобразователь направленного потока газовой среды. Описание изобретения к патенту РФ по заявке 96103028106, кл. F 03 В 1/4.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент каф. «Радиотехника» УлГТУ;

Еремин Андрей Николаевич – инженер лаборатории УТВ и ТС УлГТУ. Тел. раб: (8422) 43–91–10. E-mail: ean@ulstu.ru;

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка радиотехнического факультета УлГТУ.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ АКТИВНОГО КОНТРОЛЯ РАЗМЕРОВ ДЕТАЛЕЙ МАШИНОСТРОЕНИЯ

Д. А. Белолапотков, И. Р. Добровинский, Ю. Т. Медведик

Использование интегрирующего аналого-цифрового преобразования позволяет производить последовательный бесконтактный активный контроль всего набора режущего инструмента универсального станка одним виброакустическим датчиком.

Однако применение виброакустического метода контроля усложняется тем, что кроме полезного сигнала резания датчика вибрации воспринимает все помехи, находящиеся в полосе его пропускания. Это промышленная частота (50 Гц), помехи вибрации станка и, в первую очередь, от вращения его шпинделя. Сам станок имеет несколько скоростей вращения, а из-за применения асинхронного привода эти скорости будут изменяться в широких пределах в зависимости от нагрузки.

Выделение полезного сигнала резания на фоне некоррелированных между собой помех, представляет собой сложную инженерную задачу, которую можно решить использованием сочетания метода виброакустического контроля и интегрирующего метода измерения. Широко известен в измерительной технике метод интегрирующего преобразования, когда входное напряжение, равное сумме напряжений постоянного тока и помехи промышленной частоты, интегрируется за время равное или кратное периоду этой помехи. В выходном напряжении интегратора будет присутствовать только постоянная составляющая полезного сигнала. Для подавления двух помех (напряжения промышленной сети и изменяющейся в широких пределах частоты вращения шпинделя станка) и их гармоник авторы используют метод трёхтактного интегрирования [1].

Интегрирование входного сигнала, содержащего помехи двух частот, производится за два равных первых такта, длительность которых кратна периоду первой помехи. Поэтому напряжение с частотой ω_1 - первой помехи будет полностью подавлено. При длительности интервала сдвига начал этих тактов, равном половине периода напряжения второй помехи частотой ω_2 , к моменту окончания второго такта интегрирования будет подавлено и напряжение помехи этой частоты.

Для получения интервала времени сдвига первых двух тактов интегрирования, равным половине периода второй частоты помехи, используются оптический датчик. Оптический датчик содержит закрепленные на неподвижной скобе светодиод и фотодиод, а между ними находится закрепленный в торце шпинделя станка диск с двумя диаметрально расположенными прорезями. Поэтому за каждый оборот станка в момент попадания прорези между светодиодом и фотодиодом

появляется два импульса синхронизации, сдвинутых на половину периода частоты ω_2 .

Структурная схема устройства приведена на рисунке 1. Она содержит два датчика: ДЧПО (датчик числа полуоборотов шпинделя станка) и ДВ (виброакустический датчик), Сх. Синх. (схему синхронизации), Дт (детектор), два ключа Кл1 и Кл2, ГОЧ (генератор образцовой частоты), Сч (счетчик импульсов), Инт (интегратор), УС (устройство сравнения) и УУ (устройство управления).

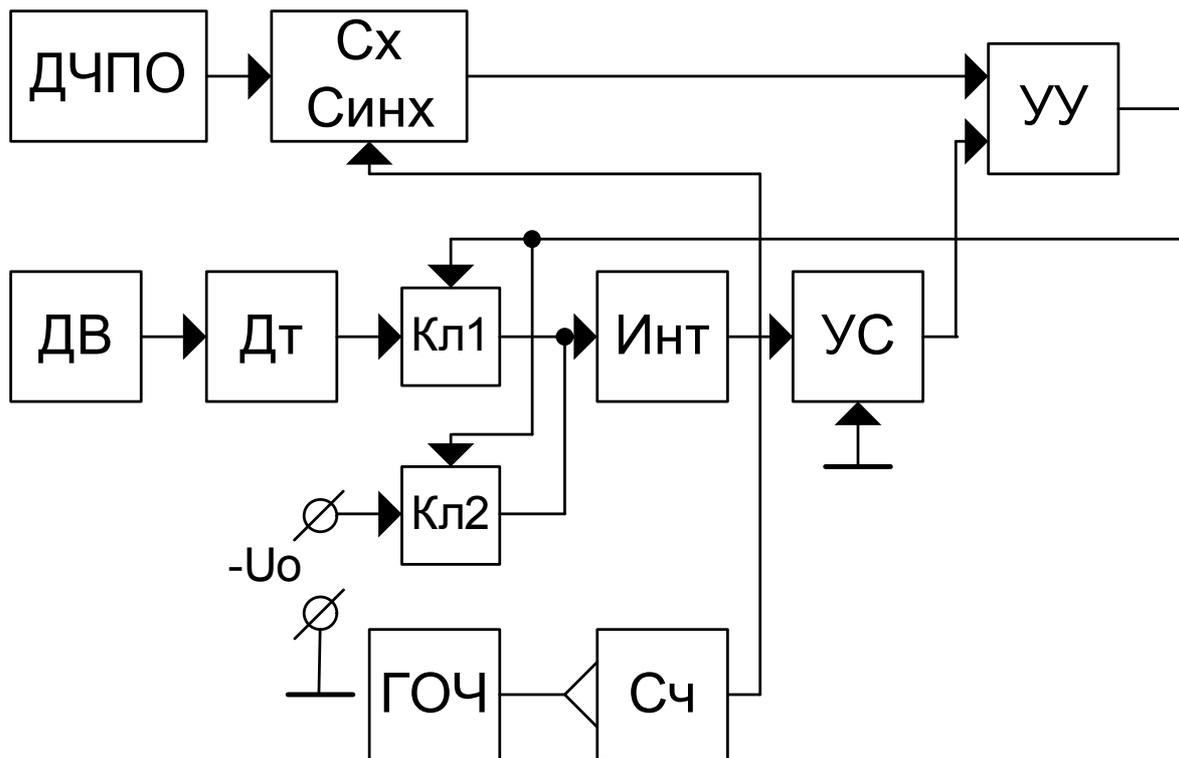


Рис. 1

Работает устройство следующим образом. Напряжение с выхода датчика вибраций ДВ, состоящее из полезного сигнала и напряжения помехи от вращения заготовки, подается через детектор Дт и ключ Кл1 на вход интегратора Инт. Интегрирование напряжения производится за два равных первых такта, вырабатываемых импульсами генератора образцовой частоты ГОЧ и подсчитываемым счетчиком импульсов Сч.

Длительность интервалов времени первых двух равных тактов интегрирования кратна периоду первой помехи частотой ω_1 . Начало первого такта интегрирования задается схемой синхронизации по импульсу начала первой нечетной полуволны напряжения помехи от вращения заготовки. ω_2 . Второй такт интегрирования синхронизируется импульсом начала первой четной полуволны напряжения помехи от вращения заготовки после окончания первого такта интегрирования. К моменту окончания второго такта интегрирования, напряжения частот ω_1

и ω_2 и их гармоник будут полностью подавлены. Действительно, напряжение на входе интегратора:

$$U_{вх} = U_x + U_{n1} \sin \omega_1 t + U_{n2} \sin \omega_2 t \quad (1)$$

а напряжение на его выходе будет равно:

$$U_{вых\ интег} = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_1} (U_x + U_{n1} \sin \omega_1 t + U_{n2} \sin \omega_2 t) dt + \\ + \frac{1}{\tau} \int_{\frac{T_1}{2}}^{\frac{T_1}{2} + \frac{T_1 \omega_2}{2}} (U_x + U_{n1} \sin \omega_1 t + U_{n2} \sin \omega_2 t) dt = \frac{2U_x T_1}{\tau} \quad (2)$$

После этого сигналом с выхода устройства управления УУ открывается ключ Кл2. Он подсоединит к входу интегратора источник опорного напряжения $-U_0$, который начинает разряжать интегратор до момента срабатывания устройства сравнения УС при:

$$\frac{2U_x T_1}{\tau} - \frac{1}{\tau} \int_0^{T_x} (U_0) dt = 0. \quad (3)$$

Откуда:

$$T_x = \frac{2U_x T_1}{U_0} \quad (4)$$

Заполняя интервал времени T_x импульсами T_0 генератора образцовой частоты, получим цифровой эквивалент N_x измеряемого напряжения.

$$N_x = \frac{T_x}{T_0} = \frac{2T_1}{U_0 T_0} U_x \quad (5)$$

На этом измерение заканчивается. Код в счетчике импульсов является значением напряжения U_x , соответствующим износу режущего инструмента, при полном подавлении напряжений помех. Как видно из выражения (5), результат измерения не зависит от напряжений частот ω_1 и ω_2 , от нестабильности постоянной времени интегратора τ и определяется нестабильностями напряжения опорного источника U_0 и периода генератора образцовой частоты T_0 .

Временная диаграмма работы устройства трехтактного интегрирования входного сигнала представлена на рис. 2. Как видно из временной диаграммы, за время двух тактов общей длительностью $2T_1$, будет полностью подавлено напряжение частоты ω_2 и вольт – секундные площади равны: $U_0 T_x = 2U_x T_1$.

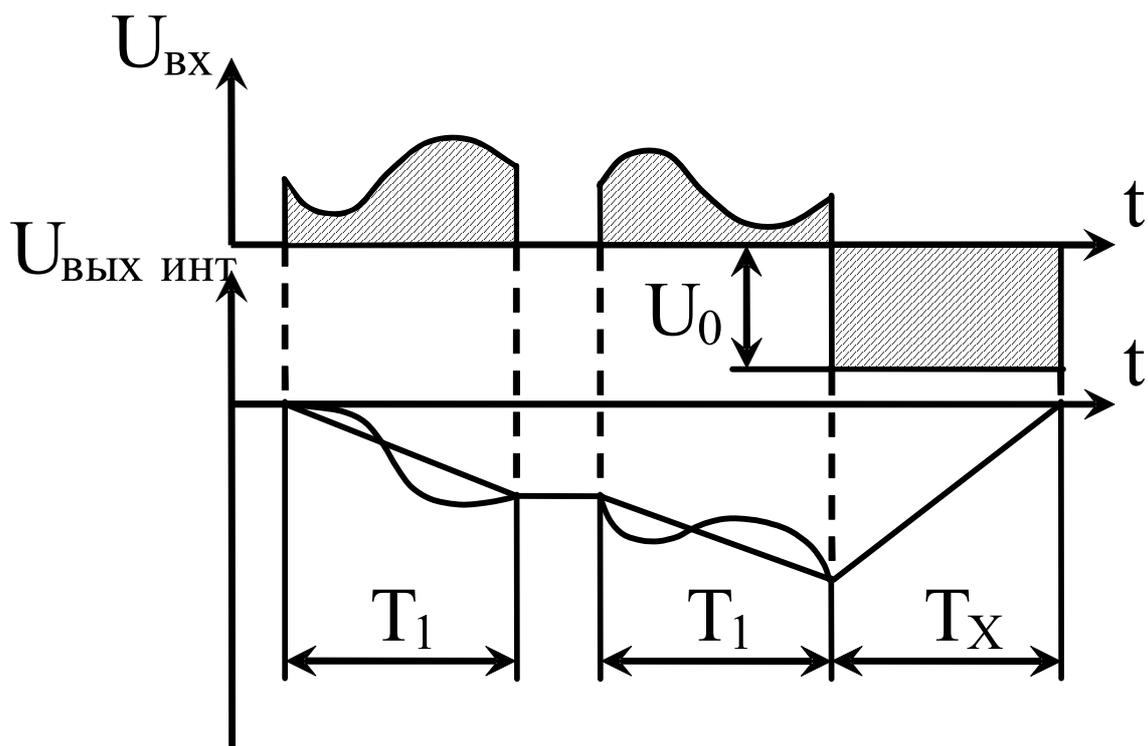


Рис. 2

Литература

1. Белолопотков Д.А., Добровинский И.Р., Медведик Ю.Т., Чувькин Б.В. Устройство для измерения износа режущего инструмента /Патент Р.Ф. № 2263300, G01 N3/58. Бюл. №30, 2005 г.

Белолопотков Денис Андреевич – аспирант каф. ИИТ ПГУ.

Добровинский Игорь Рувимович – д.т.н., профессор каф. ИИТ ПГУ.

E-mail: idoobr@tl.ru.

Медведик Юрий Тимофеевич – аспирант каф. ИИТ ПГУ.

КОНКРЕТНЫЙ И АБСТРАКТНЫЙ УРОВНИ ОБЪЕКТНОГО ПОДХОДА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ГРАФИЧЕСКИХ ИНТЕРФЕЙСОВ САПР

Р. И. Березуев

Введение. Переоценить преимущества объектного подхода в проектировании довольно сложно. Все процессы так или иначе связанные с автоматизацией обработки информации предрасположены к введению объектов. Основное достоинство объектов – возможность использования в программах символики мотивированной спецификой той или иной

предметной областью и соответствующим кругом задач. Использование прикладным программистом понятий и отношений проблемной области относят к наиболее перспективным направлениям развивающейся науки информатики. Однако буквальное следование объектному подходу в изложении Г.Буча [1] ведет к противоречию. В статье предпринимается попытка раскрыть данное противоречие, предложив один из возможных вариантов его разрешения, а также обсуждаются принципы организации эффективного взаимодействия программы с пользователем, которые были использованы при разработке системы символьного анализа и диагностики электронных цепей SCAD.

Проблемы объектной декомпозиции. Развитие парадигмы объектно-ориентированного проектирования изменило способы осмысления требований к программным системам. Идеалом, к которому стремятся разработчики, становится декомпозиция общей задачи по построению системы на совокупность объектов, подлежащих проектированию и реализации. Объекты позволяют инкапсулировать свои внутренние свойства и явно «вывести на фасад» только те знания, которые необходимы для их потенциального использования, тем самым избавить пользователя от ненужной ему информации и защитить объекты от «ненужного им» вмешательства. Объектные механизмы наследования и полиморфизма являются мощным средством представления вариантности в рамках повторного использования компонент.

Вся сложность заключается лишь в том, как произвести декомпозицию и что выбрать в качестве объектов. Представляется, что решение этих вопросов определяет успех разработки. В то же время, статистика подтверждает, что процент ошибок на этом этапе превышает процент ошибок кодирования, что является следствием субъективного характера процесса формулирования требований и почти полного отсутствия средств его формализации [2].

Переход от конкретного к абстрактному. Объяснение свое построим на двухуровневой модели объектного подхода, на котором настаивает концепция абстрактных типов данных (АТД). Принципы АТД, сформулированные в начале 70-х годов, подразумевают наличие двух принципиально отличных уровней проектирования. На конкретном уровне рассматриваются понятия проблемной области и связанная с ними семантика понятная для пользователя. На абстрактном уровне рассматриваются АТД и понятная программисту аксиоматика, определяющая свойства типа и любой его реализации.

В рамках каждого из перечисленных уровней строго формальное описание семантики или аксиоматики в общем возможно. Но все попытки найти универсальные формализмы описания требований понятные и пользователю, и программисту потерпели полный провал. Высокий уровень абстракций предлагаемых моделей не позволял достичь

взаимопонимания с пользователями, а низкий – добиться однозначности понимания.

Основой обобщения от конкретных единиц к абстрактным является взаимное соотношение языка как наблюдаемого явления и языка как абстрактного объекта теории. В конкретном аспекте языковые сущности представляют собой классы как множества единиц, объединенных теми или иными общими для них и наблюдаемыми качественными признаками. В абстрактном аспекте те же сущности представляют собой классы как целое, объединенные тем или иным принципом упорядочения. Как таковые классы объединяются уже не изнутри, не перечислением качественных признаков их элементов, а извне – отличительными признаками одного класса от другого, т.е. противопоставлениями и вообще отношениями. Классы как множества определяются качественно, классы как целое – относительно [5].

Подобные рассуждения справедливы и для программирования. Объекты, без сомнения, являются абстракциями, но что бы быть таковыми, их свойства и отношения друг с другом должны несколько отличаться от свойств и отношений соответствующих понятий проблемной области. Какие новые признаки добавляются, а какие игнорируются, всецело определяется реализуемым алгоритмом и принимаемыми проектными решениями. Но выбор алгоритма относится к задаче оптимизации программы, а не к задаче декомпозиции. Изменение алгоритма может потребовать изменения в отношениях между объектами, например в отношениях включения или наследования между классами.

Естественно, программисты относят все такие случаи к ошибкам объектной декомпозиции, хотя это и не так. Другими словами, изменения в иерархии наследования объектов во время проектирования вполне естественны, а первоначальная декомпозиция программы представляет лишь начало ее анализа, но не как ни заключительную часть. Представляя программирование в таком свете, обнаруживаем явное противоречие в объектном подходе незамеченное программистами ранее.

Парадокс объектной декомпозиции. Проектирование начинается только после определения всех объектов и отношений между ними, включая иерархию наследования классов. Внесение изменений при этом может потребовать серьезных переделок, а иногда и полного перепроектирования и соответственно перепрограммирования. Поэтому так важно, чтобы все дополнительные свойства и отношения абстракций программист знал до начала проектирования.

Определяя объекты, программист отходит от понятий проблемной области, но не отходит от реальности. Напротив, он глубже проникает в нее, и определяемые им абстрактные сущности не являются только порождением его ума, «конструкциями» разума. Наблюдаемый и абстрактный уровни науки, как две ступени познания, соответствуют

поверхностному и глубинному аспектам знания познаваемого явления. Все дополнительные свойства абстракции должны проистекать из полноты информации о возможном применении такой абстракции в дальнейшем. Но подобная информация становится доступной программисту лишь в процессе проектирования программной системы.

Наблюдается явное противоречие – лишь во время проектирования выясняется, что выбирать в качестве объектов и какие отношения между ними должны существовать. Но проектирование невозможно осуществить без предварительной декомпозиции. Получается, что провести декомпозицию программной системы нельзя только на основании знаний пользователя о проблемной области.

Процесс уточнения требований пользователя потому так сложен, что будущую систему необходимо представить во всех подробностях, только это гарантирует от ошибок в процессе перехода от конкретных понятий к абстрактным. В качестве следствий из описанного противоречия правомерно будет упомянуть несколько замечаний Дейла Роджерсона по поводу концепции СОМ – модели компонентных объектов Microsoft.

«Возможность повторного применения целых архитектур не возникает автоматически. Она требует тщательного планирования при разработке интерфейсов, чтобы последние могли поддерживать много разных реализаций. Не только интерфейсы должны быть универсальными; и клиент должен использовать интерфейс универсальным образом, который не ограничивает возможности реализации интерфейса. Интерфейсы или приложения, не готовые к появлению новых компонентов, не смогут воспользоваться всеми преимуществами полиморфизма и повторно применять целые готовые конструкции... Маловероятно, что интерфейс окажется достаточно универсальным и гибким..., если мы не запланируем этого сразу.

В некоторых случаях новый компонент или клиент не могут поддерживать обратную совместимость, поскольку та сложна или слишком медленно работает...

Неизменность имен и параметров функций еще не гарантирует, что модификация компонента не повредит клиенту... У вас есть два варианта. Первый заключается в том, чтобы сделать интерфейс работоспособным независимо от последовательности и способа вызова его функций-членов. Второй вариант – заставить всех клиентов использовать интерфейс одинаково и документировать этот порядок. Теперь, если компонент изменяет и нарушает работу клиента, он разрывает явный договор, а не неявный. Оба решения требуют огромной предусмотрительности и тщательного планирования»[6].

Все приведенные проблемы характерны тем, что сами по себе не разрешимы на основании информации предоставляемой лишь пользователем.

Сравнение с математическим моделированием. Важно подчеркнуть, что совершенствование средств формализации требований пользователя не разрешит противоречия объектного подхода. Представим проектирование как процесс моделирования (рис. 1). Если теперь в качестве формального описания выбрать математические уравнения, то получим ясное представление о проблемах программиста.

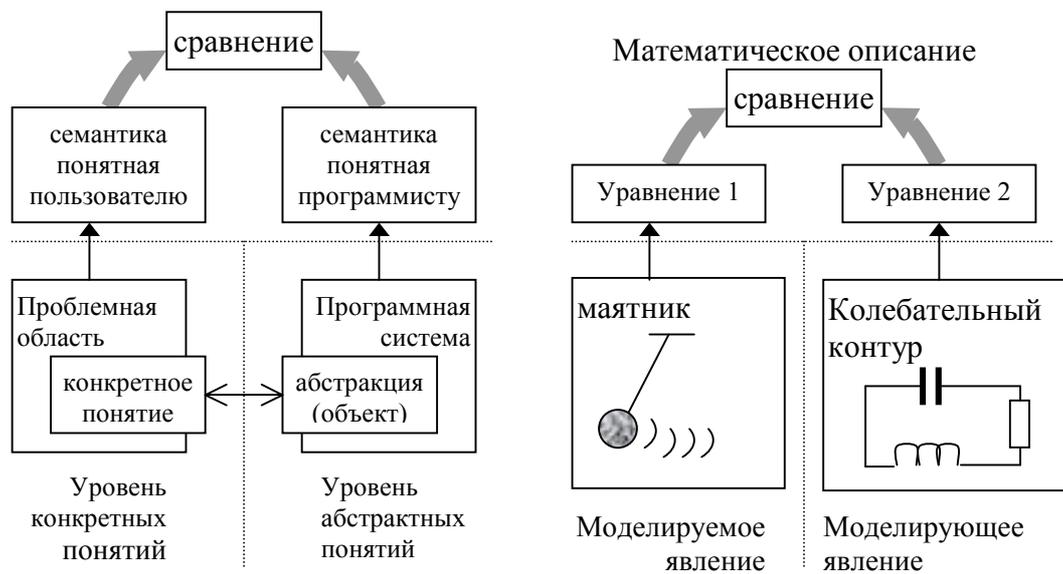


Рис.1. Сравнение проектирования с математическим моделированием

Отсутствие универсальных формализмов постановки задачи соответствует случаю физического моделирования, характерного тем, что моделируемое явление исследуется без непосредственного привлечения математических уравнений. Отсюда очевидна важность формализации ввиду низкой универсальности физического моделирования. Но поскольку универсальные формализмы так и не были найдены, вопросы формализации в программировании следует относить к категории усовершенствования описаний моделируемого или моделирующего явлений, но не совершенствования методов моделирования.

Истинно универсальные формализмы не должны подразделяться, на относящиеся к требованиям пользователя, или относящиеся к проектным решениям программиста. Например, по виду математических уравнений нельзя сказать, явление какой физической природы они описывают. Успехи математического моделирования, в первую очередь, основаны на свойстве изоморфизма математических уравнений, единообразно описывающих явления различной физической природы. Вследствие наличия изоморфизма, добавление еще одного уравнения к уже существующим не меняет последних. В программировании изменение требований пользователя часто требует перепроектирования.

Инженер одно математическое описание соотносит с двумя разными физическими явлениями. Программист и пользователь два различных описания соотносят с одним и тем же реальным явлением, под которым понимается функционирование программной системы в некоторой вычислительной среде.

Изобразим переход от конкретного к абстрактному в виде флуктуации свойств, вводимых программистом абстракций, по отношению к свойствам понятий проблемной области (рис.2). Характер и диапазон флуктуаций выясняется во время проведения оптимизации и имеет тенденции к изменению даже при абсолютно низменных требованиях пользователя.

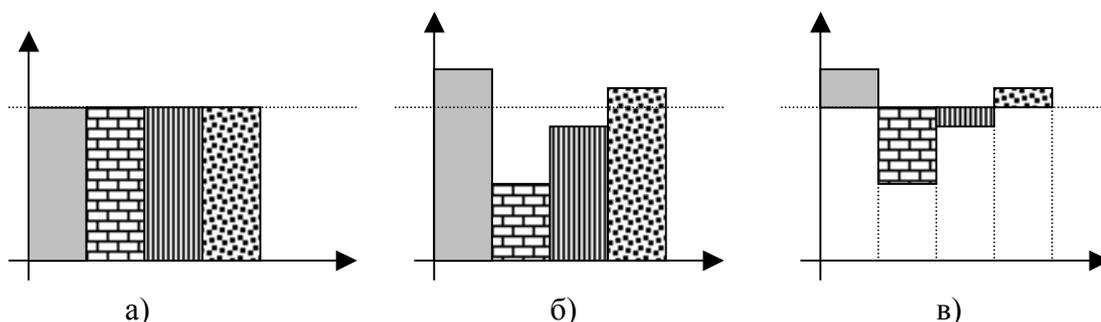


Рис.2. Флуктуации свойств абстракций в некоторый определенный момент времени.
 а) свойства понятий проблемной области, задаваемые пользователем.
 б) свойства вводимых программистом абстракций.
 в) изменение свойств при переходе от конкретных понятий к абстракциям.

Описываемые флуктуации взаимосвязаны и имеют глобальный характер. Таким образом, оптимизационные преобразования одной единственной абстракции могут повлечь за собой изменения флуктуации свойств абстракций в самых разных частях программной системы. Неудивительно, что изменение требований пользователя гарантированно порождает новый характер флуктуаций глобально по всей системе, и требует перепроектирования всей системы в целом.

Вопрос состоит в следующем: можно ли проводить программирование таким образом, чтобы на любом этапе жизненного цикла оптимизационные преобразования не приводили бы к необходимости перепроектирования?

С точки зрения любого выбранного объекта в принципе нет разницы, вызваны флуктуации его свойств и отношений с другими объектами вопросами оптимизации, или чем-нибудь иным. Основная сложность состоит в том, что любое изменение, например замена иерархии наследования классов, может повлечь за собой серьезные синтаксические ошибки доступа к интерфейсу такого объекта.

Изменение в интерфейсе объекта несовместимо с прежним способом его использования, а изменения в реализации объектов потребует серьезного пересмотра всех случаев их использования. И наоборот,

изменения использования объекта влечет за собой пересмотр его реализации, в целях оптимизации.

Дополнительные свойства абстракций определяются относительно свойств других абстракций, поэтому все сильно взаимосвязано, и малейшее изменение может повлечь далеко идущие последствия. Даже если ничего перепроектировать не придется, программист должен убедиться, что изменять действительно ничего не надо, т.е. что после повторного проектирования и программирования получится в точности такой же результат.

Но повод для оптимизма остается. У программиста есть возможность, которой нет у инженера. Это что-то среднее между физическим и математическим моделированием, когда некоторое формальное описание уже присутствует, но оно еще недостаточно универсально. Речь идет о языках программирования, применяемым по всем законам формальной логики. Правда, понятия формализма в логике и математике несколько отличаются.

Математика позволяет абстрагироваться от качественных свойств предметов (изоморфизм). В объектном подходе абстрагироваться от качественных свойств позволяет полиморфизм. Иерархия наследования классов однозначно определяет механизм позднего связывания в концепции полиморфизма, но эта иерархия не может произвольно меняться во время проектирования и поэтому должна быть задана заранее. Даже имея возможность произвольного изменения иерархии наследования классов, программист должен: 1) подобрать объекту универсальный интерфейс, пригодный для использования абстракций до и после изменения их качественных признаков; 2) использовать интерфейс универсальным образом так, чтобы переход к другим абстракциям был незаметен; 3) реализовать интерфейс универсально, независимо от способа его использования.

Все перечисленные требования сильно мешают проведению оптимизации программной системы. Скорее всего найдутся проектные решения дающие существенный положительный эффект при незначительном нарушении универсальности абстракций.

Очевидна бесполезность затрачиваемых программистом усилий, если они дают эффект лишь во время проектирования, позволяя безболезненно изменять качественные признаки абстракций, но приводят к существенному ухудшению функционирования будущей программной системы. Следовательно, противоречие объектной декомпозиции неразрешимо само по себе. К нему приводят вполне реальные закономерности проектирования.

Инкапсуляция мешает введению изоморфизма. Нормой формальной логики является последовательное развитие четко определенной системы понятий по четко определенным правилам, где

семантика всех конструкций определена изначально. Формальное описание проблемной области присваивает каждому конкретному понятию свою семантику.

Переход от конкретных понятий к абстрактным добавляет некоторые новые свойства и удаляет некоторые из прежних свойств, формируя у абстракций несколько иную семантику. В контексте статьи под семантикой будем понимать тот язык универсального формального описания смысла в одинаково приемлемой и пользователю и программисту форме, который так и не был обнаружен.

Последовательное проектирование системы абстракций (объектов) по правилам формальной логики ведет к противоречию, поскольку любое изменение в семантике поставит под сомнение полученные результаты. Но изменять семантику абстракций необходимо для решения задачи оптимизации. Отличия семантики для пользователя от семантики для программиста выясняются лишь в процессе проектирования. Выходом из создавшейся ситуации будет отделение собственно семантики от формального описания абстракции (объекта), как это наблюдается, например, в математике. Указанное свойство носит название изоморфизма и связано с преобразованием семантики у абстракций, без аннулирования всех случаев применения последних.

В рамках объектного подхода нельзя выразить зависимости между реализациями нескольких абстракций и централизованно ими манипулировать. Мешает этому, как ни странно, механизм инкапсуляции. Определяемые в теле объекта понятия недоступны за его пределами именно благодаря инкапсуляции.

Введение изоморфизма требует преодоления инкапсуляции в объектном подходе, но не отказе от него. Инкапсуляция связывает с реализацией объекта вполне определенную семантику. Важно добиться не просто замены одной реализации объекта другой его реализацией, а получить отображение одной реализации в несколько семантик и одной семантики – в несколько реализаций того же самого объекта.

Заключение. В статье развивается идея высказанная еще А.П.Ершовым [8], о том, что смысл не зависит целиком от состава объекта, не определяется им самим, а требует учета какого-то более широкого контекста, описать который не всегда возможно [8]. Если рассматривать программирование как процесс перехода от конкретных понятий к абстрактным, то появляется возможность представить объекты, как систему взаимозависимых понятий, раскрывающих свой смысл, лишь через взаимодействие друг с другом. Система объектов представляет собой внутренне организованное, упорядоченное множество тесно связанных элементов. Изменение одного из элементов вызывает определенные изменения в других элементах.

Наиболее перспективными в теории программирования являются исследования, направленные на преодоление противоречия объектной декомпозиции. Проектирование должно выполняться таким образом, чтобы никакие изменения реализации объектов или отношений между ними не требовали перепроектирования. Возможность изменения иерархии наследования объектов требует ответа на вопрос: как синхронизированы между собой преобразования различных объектов, и каким закономерностям такие преобразования подчиняются.

Теоретические положения и рекомендации, изложенные в докладе, легли в основу разработки, реализации и сопровождения графического интерфейса системы символьного анализа и диагностики электронных цепей – SCAD [9,10]. Система продолжает совершенствоваться и свободно распространяется через Интернет-сайт <http://www.berezuev.hotbox.ru>.

Литература

1. Бучь Г. Объектно-ориентированное проектирование с примерами применения.– Киев: Диалектика.– 1992.– 519 с.
2. IEEE SOFTWARE. – 1998. – march/april.– P. 33.
3. Ньютон И. Математические начала натуральной философии, пер. А.Н.Крылова. Пг. 1915–1916.– С. 30.
4. Неванлинна Р. Пространство, время и относительность.– М.: Мир, 1966.– С. 19–20.
5. Степанов В. Основы общего языкознания.– М.: Мир, 1975.– С. 215.
6. Роджерс Д. Основы СОМ.– М.: Русская редакция, 2000.– 400 с.
7. Hoar C.A.R. An axiomatic basis for computer programming // Communication of the ACM.– 1969.– N 12.
8. Ершов А.П. Введение в теоретическое программирование.– М. Наука, 1977.
9. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– №ОФАП 3981; №ГР 50200401291.– 2004.
10. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Компьютерная система SCAD символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 3–10.

Березуев Роман Иванович – ведущий инженер отдела теоретических проблем прикладной геофизики института Геофизики НАН Украины.

Тел.: (044)459-59-61, e-mail: berezuev@ukr.net,

WEB-Homepage: <http://www.berezuev.hotbox.ru>

РЕАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА БАЗЕ ТРАНСКОНДУКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Л. И. Волгин, К. С. Горшков, В. В. Филаретов

Введение. Известны несколько принципов построения усилительных устройств (УУ) электрических сигналов: электронные, магнитные, параметрические, корреляционные, гальванометрические и др. Наиболее обширной и распространённой является группа электронных УУ.

Основным параметром УУ является дифференциальный коэффициент передачи (усиления):

$$S = \frac{\partial Y}{\partial X} = \frac{\partial \varphi(X, t)}{\partial X}.$$

В основе эффекта усиления всех электронных УУ положен принцип управления маломощным (усиливаемым) сигналом расхода энергии мощного источника питания.

Для линейных усилителей функция преобразования определяется выражением:

$$Y = SX + \Delta Y = S_0(1 + \gamma)X + \Delta Y$$

Здесь $S = S_0(1 + \gamma)$ и S_0 есть соответственно текущее и номинальное значение коэффициента передачи УУ, ΔY – абсолютная аддитивная погрешность УУ, приведённая к его выходу,

$$\gamma = \frac{S}{S_0} - 1 = \frac{\Delta S}{S_0}, \quad \Delta S = S - S_0$$

есть относительная и абсолютная мультипликативная погрешность УУ [8], обусловленные отличием текущего S и номинального S_0 значений коэффициентов передачи. Точность УУ определяется как величина обратная погрешности.

Классификация способов повышения точности. Способы повышения точности устройств и систем можно разделить на четыре основные группы: конструкторско-технологические, структурные, вычислительные (алгоритмические) и оптимизирующие (параметрическая оптимизация). При использовании конструкторско-технологических методов повышение точности обеспечивается за счёт совершенствования отдельных функциональных узлов и элементов УУ (использование прецизионной элементной базы, построение высококачественных узлов и элементов) и путём защиты функциональных узлов и элементов от влияния дестабилизирующих факторов (термостатирование, экранирование, рациональный монтаж, компоновка и пр.). Элементная база радиоэлектронной аппаратуры непрерывно совершенствуется, то есть в пределах заданной электрической схемы УУ всегда имеется резерв повышения его качества. Но, как правило, этот резерв ограничен и его

использование без применения других методов повышения точности существенно увеличивает стоимость изделия.

При использовании структурных методов заданное качество обеспечивается введением аппаратной и (или) алгоритмической избыточности путём организации соответствующей структуры и (или) алгоритма функционирования. Активно используются топологические методы анализа электрических цепей. Важной особенностью структурных методов стабилизации коэффициента передачи УУ (уменьшения погрешности), является возможность построения высокочастотных УУ с минимальным количеством прецизионных элементов на «грубой» элементной базе.

При использовании вычислительных (алгоритмических) методов заданное качество обеспечивается путём математической обработки (в частности, с применением средств вычислительной техники) выходного сигнала устройства. Чёткой границы между структурными и вычислительными методами не существует. 4) Методы оптимизации (параметрический синтез) заключается в рациональном выборе параметров и характеристик функциональных узлов и элементов заданной структуры или электрической схемы, обеспечивающем экстремальное (минимум или максимум) значение оптимизируемого параметра.

Метод сигнальных графов как инструмент для структурного метода повышения точности УУ. Топологические (графовые) методы анализа электрических цепей подразделяются на две группы. К первой группе относят методы, объектом рассмотрения которых является граф, совпадающий (или почти совпадающий) со структурой самой схемы. Перечисление деревьев того или иного вида графов позволяет записать передаточную функцию цепи.

Методы второй группы объектом рассмотрения берут графы, отражающие тем или иным способом систему уравнений, описывающих электрическую цепь. Такие графы называют сигнальными. Известно несколько типов сигнальных графов: Мезона, 1953г; Коутса, 1959 г. и др.

Сигнальный граф представляет собой условное графическое изображение системы уравнений. Переменные системы уравнений (напряжения, токи) отображаются вершинами графа, а коэффициенты уравнений – дугами графа. Каждая дуга имеет направление и характеризуется коэффициентом передачи, называемом также весом дуги.

Для составления символьного графа электрической цепи необходимо, во-первых, иметь независимую систему уравнений. Во-вторых, следует привести эту систему уравнений к форме, разрешенной относительно искомых переменных, т.е. к форме причина-следствие.

Кроме чисто теоретического интереса существует множество практически важных соображений в пользу использования сигнальных графов. Важнейшим из них является возможность получать символьные функции

цепи. Под символьными функциями подразумеваются выражения $U_{вых}/U_{вх}$, $U_{вых}/I_{вх}$, $I_{вых}/I_{вх}$, $I_{вых}/U_{вх}$, содержащие буквенные переменные, т.е. параметры цепи R, L, C и т.д. С их помощью легко решается проблема анализа чувствительности линейных схем к изменению параметров элементов, так как для её определения достаточно найти производную символьной функции по соответствующему параметру. Чувствительности более высоких порядков получают повторным дифференцированием. Символьные функции позволяют оценивать поведение цепи и тогда, когда изменения параметров конечны или сколь угодно велики. Однако выражения символьных функций могут оказаться весьма громоздкими. Поэтому для получения схемных функций сложных электронных цепей рациональным будет использовать специализированное программное обеспечение для персонального компьютера, например систему SCAD [1] для формирования символьных функций электрических цепей и решения систем линейных алгебраических уравнений в аналитическом виде.

Метод изоморфного перехода от структурных схем к схемам на транскондуктивных усилителях. Вопросы топологического синтеза на уровне структурных схем и электрических моделей УУ достаточно полно и подробно изучены, разработаны многочисленные методы построения и проектирования схемотехники УУ направленные на повышение точности усилительных устройств. Однако в большинстве случаев эти методы базируются на применении сложного и громоздкого аппарата эквивалентных топологических преобразований схем, что может серьёзно затруднить их использование. Кроме того, часто они бывают ориентированы на построение усилителей на устаревшей элементной базе. Преодоление указанных противоречий возможно при использовании метода изоморфного перехода от структурных схем к схемам на транскондуктивных усилителях, сочетающего как конструкторско-технологические, так и структурные методы повышения точности УУ.

Предлагаемая методика изоморфного перехода состоит из последовательности трёх взаимосвязанных этапов и включает в себя: 1) создание, собственно, структурной схемы и её изображение в виде сигнального графа Коутса; 2) преобразование сигнального графа Коутса в сигнальный граф Мезона и реализация на его основе схемы замещения; 3) переход от схемы замещения к схеме принципиальной на транскондуктивных усилителях.

Реализация схемы замещения на основе сигнального графа. Любую структурную схему легко представить в виде сигнального графа Коутса. На рис. 1а изображена классическая блок-схема измерительных преобразователей с отрицательной обратной связью (ООС) предложенная американским инженером фирмы «Беллтелефони» (США) Г. Блеком соответственно в 1927 году [6]. Здесь УП – грубый усилительный

преобразователь с коэффициентом усиления $k = k_0(1 + \delta) > 1$, ОП – обратный преобразователь со стабильным коэффициентом передачи $\beta < 1$, δ - относительная мультипликативная погрешность УП.

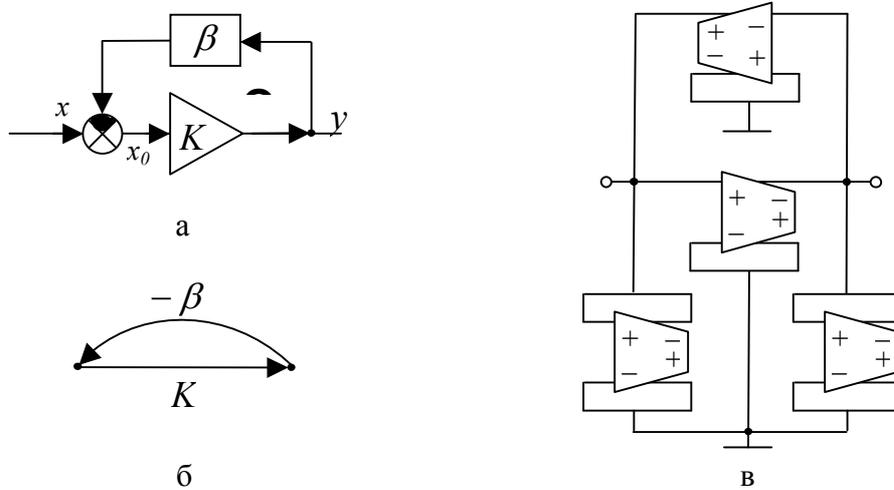


Рис. 1. Иллюстрация изоморфного перехода от структурной блок-схемы Блека к схеме на транскондукторах

Данной схеме соответствует сигнальный граф Коутса приведённый на рис. 2, описывающийся матрицей

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

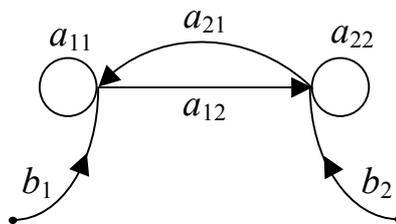


Рис. 2 Сигнальный граф Коутса

Единичные петли a_{11} и a_{22} отображаются заземленными резисторами. Поэтому для эквивалентного построения сигнального графа Мезона необходимо будет провести ряд преобразований, обуславливающих тем, что в данном типе сигнальных графов построение единичных петель не предусмотрено. Очевидно, что для того, чтобы отобразить на графе рис. 1б наличие единичных резисторов, следует произвести деление строк матрицы на a_{11} и a_{22} соответственно.

$$\begin{bmatrix} 1 & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} \\ a_{22} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b_1}{a_{11}} \\ \frac{b_2}{a_{22}} \end{bmatrix}$$

Любую квадратную матрицу порядка n можно представить в виде схемы замещения на источнике тока, управляемым напряжением (ИТУН). Схемное отображение матрицы заключается в следующем. Матрице сопоставляется схема с $n+1$ узлами. Нумерация узлов схемы соответствует нумерации строк (столбцов) матриц, а дополнительному узлу присвоен номер 0. Каждый диагональный элемент матрицы y_{ii} отображается на схеме ИТУН вида $(i,0)(i,0)$, где в первой паре скобок указаны узлы генератора ИТУН, а во второй – узлы приемника ИТУН. Ориентация генератора и приемника соответствует порядку следования номеров узлов пары. ИТУН вида $(i,0)(i,0)$ эквивалентен проводимости y_{ii} , включенной между узлами i и 0. Каждый недиагональный элемент матрицы отображается одним и только одним ИТУН, при этом элементу y_{ij} соответствует ИТУН вида $(i,0)(j,0)$. Значение параметра ИТУН считается равным значению отображаемого с помощью него элемента матрицы, которая может иметь произвольную физическую природу.

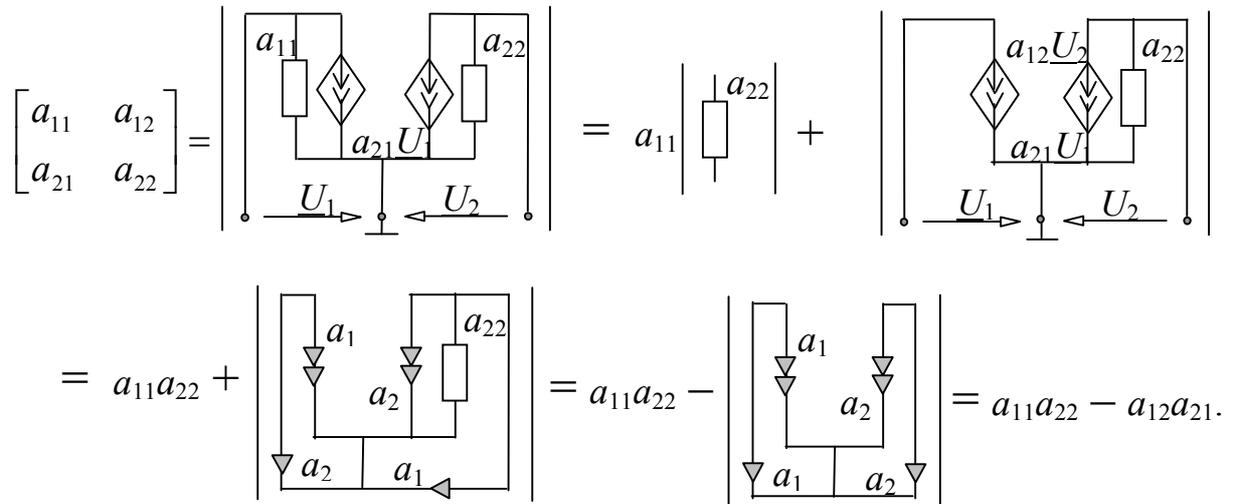


Рис. 3 Иллюстрация нахождения определителя матрицы второго порядка с помощью ее схемного отображения

Свойства схемы с ИТУН, отображающей матрицу, таковы, что подключение генератора неудаляемого управляемого источника (ГНУИ) или приёмника (ПНУИ) между узлом с номером 0 и узлом i изоморфно удалению в этой матрице i -й строки (i -го столбца). Подключение НУИ, генератор которого включен между узлами 0 и i , а приемник между узлами 0 и j , соответствует удалению i -й строки и j -го столбца. Применительно к матрице второго порядка эти операции иллюстрируют рис. 3. На рис. 3

подсоединение ГНУИ приводит к нейтрализации проводимости a_{11} и ИТУН $a_{12}U_2$, а ПНУИ – к нейтрализации проводимости a_{22} . Далее выделяется НУИ по формуле $\Delta = \pm \Delta_n$, где Δ_n – определитель схемы, полученной из первоначальной схемы в результате следующих преобразований: 1) стягивания генератора (приемника) выделяемого НУИ таким образом, чтобы генераторы (приемники), которые инцидентны одному из узлов – опорному узлу этого генератора (приемника), переключились на другой его узел; 2) объединения опорных узлов выделяемого НУИ. Положительный (отрицательный) знак перед Δ_n выбирается в случае противоположной (одинаковой) ориентации генератора и приемника в первоначальной схеме по отношению к опорным узлам выделяемого НУИ.

Преобразования 1 и 2, выполняемые относительно выделяемого НУИ, называются его стягиванием. Опорные узлы, относительно которых выполняется стягивание НУИ, выбираются произвольно, но с одним условием – с опорными узлами должны быть соединены исключительно ГНУИ и генераторы тока, ПНУИ и приемники напряжения. Если в качестве опорного узла используется общий узел генератора и приемника выделяемого НУИ, то преобразование 2 в операции стягивания опускается, а данное выше правило выбора знака инвертируется, то есть знак перед Δ_n считается положительным (отрицательным) при одинаковой (противоположной) ориентации генератора и приемника соответствующего НУИ по отношению к общему опорному узлу в первоначальной схеме. Выделение НУИ по формуле $\Delta = \pm \Delta_n$, приводит к схеме с единственным ИТУН $a_{21}U_2$, эквивалентной проводимости a_{21} . Определитель этой схемы в соответствии с рассмотренным правилом имеет отрицательный знак.

Изоморфный переход от структурной схемы к схеме на транскондукторах. Транскондуктивный усилитель является источником тока, управляемым напряжением (ИТУН), и обладает следующими свойствами: 1) входной и выходной импеданс велики, в идеале стремятся к бесконечности; 2) имеют широкую полосу рабочих частот; 3) ТУ, как правило, являются регулируемыми. Как и операционные усилители ТУ строятся по дифференциальной схеме и могут обладать балансным выходом. G_m – параметр управления ТУ, размерность которого соответствует проводимости. Транскондукторы позволяют реализовать высокоточные УУ полностью совместимые с МОП-технологией.

Условное обозначение транскондуктивного усилителя представлено на рис. 4 Выходной ток $I_{\text{вых}}$ связан с входным дифференциальным напряжением $\Delta U_{\text{вх}}$ через передаточную проводимость усилителя соотношением:

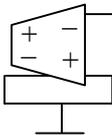
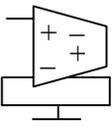
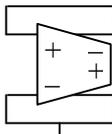
$$I_{\text{вых}} = G_m \Delta U_{\text{вх}}$$



Рис. 4 Условное обозначение ТУ и резистора на основе ТУ

Переход от сигнального графа построенного на основе структурной схемы к схеме на транскондукторах является простым и наглядным процессом, что проиллюстрировано на рис. 1. При этом промежуточный этап построения схемы замещения можно пропустить без опасности допущения ошибки, так как одного только сигнального графа, как видно из табл. 1, вполне достаточно для построения схемы на транскондукторах.

Таблица 1 Реализация сигнального графа на транскондуктивных усилителях

Элементы сигнального графа	Реализация на транскондуктивных усилителях
Дуга с отрицательным параметром 	
Дуга с положительным параметром 	
Вершина (узел) 	

Исследователи вопросов топологического синтеза и структурных методов повышения точности УУ приводят множество примеров реализации принципиальных схем на основе разработанных ими структурных методов. Так, Л.И. Волгин в своей монографии приводит изображённые на рисунке 5а и 5б структурные схемы УУ с комбинированной (отрицательной и положительной) обратной связью (КОС).

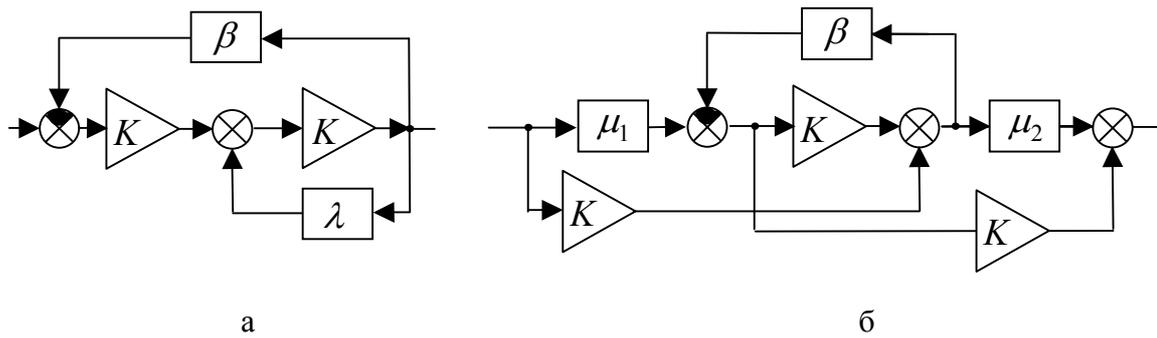


Рис. 5 Структурные схемы усилителей с КОС.

На рис. 6 а и б соответственно представлены реализации их в виде принципиальных схем УУ. Главной претензией к данным реализациям является отсутствие наглядности перехода от структурной схемы к схеме принципиальной. Причём очевидно, что на рис 6,б выполненный переход привёл не к самому лучшему результату, – усилители напряжения на схеме не имеют заземления, что является довольно серьёзным недостатком.

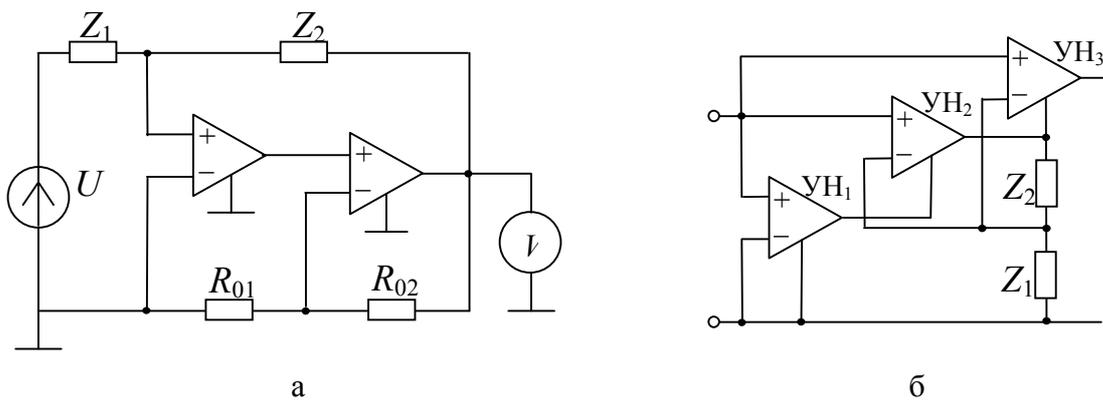


Рис. 6 Примеры усилителей с КОС

Применив предложенный метод изоморфного перехода мы получаем регулярные и наглядные схемы высокоточных УУ на транскондукторах (рис. 7).

Выводы

1. Предложенный метод реализации структурных схем обеспечивает сочетание конструкторско-технологических и структурных методов повышения точности УУ.
2. Метод ориентирован на построение высокоточных УУ на основе транскондукторов.
3. При сравнительном анализе схемных реализаций целесообразно использование системы SCAD [1, 15], являющейся свободно распространяемой программой, что позволяет избежать приобретения

дорогостоящих программных продуктов, предназначенных для анализа электрических схем.

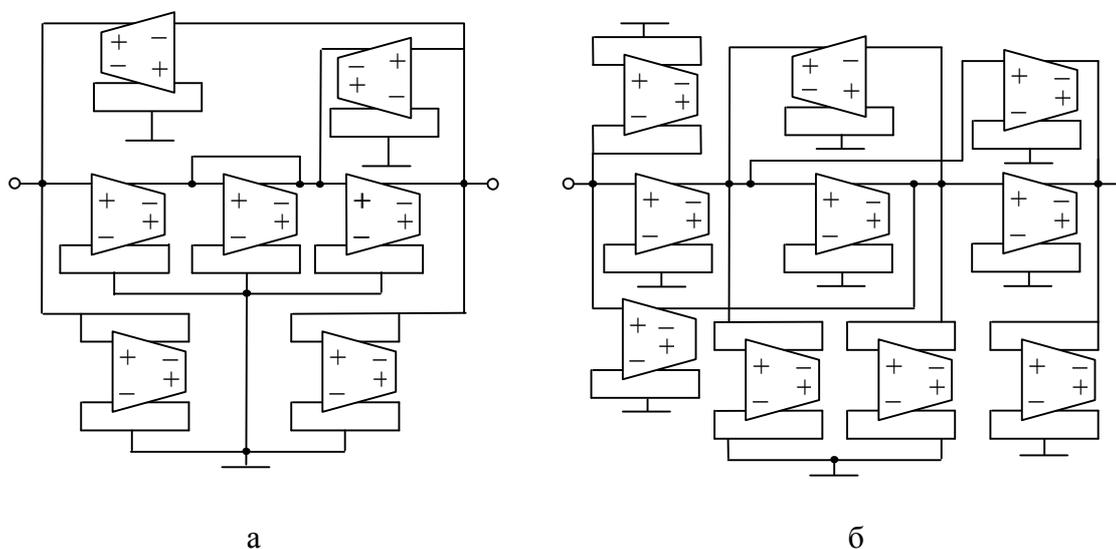


Рис. 7. Транскондуктивная реализация структурных схем

Литература

1. Интернет сайт – «Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis» / <http://lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>
2. Волгин Л. И. Топологические модели усилителей электрических сигналов. – Тольятти: Изд-во ПТИС, 2002
3. Волгин Л. И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти: Изд-во ПТИС, 2000.
4. Коротков А. С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб.: Наука, 1999.
5. Волгин Л. И. Основы метрологии, оценка погрешностей измерений, измерительные преобразователи. – М.: Изд-во ПТИС, 2001.
6. Black H. S. Патент США №1686792, 1928.
7. Волгин Л. И., Зарукин А. И., Ефимов А. В. Усилительные устройства с комбинированной обратной связью // Нелинейные искажения в приёмно-усилительных устройствах (Материалы второго всесоюзного симпозиума). Минск: НТОРЭС им. А.С Попова, 1980.
8. Волгин Л. И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых операционных преобразователей. – Таллин: НИПТИ, 1973.
9. Morozov D. V. and Korotkov A. S. Transconductance Amplifier With Low-Power Consumption // IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs., vol. 52, no. 11, pp. 776–779, Nov. 2005.

10. Yavari M., Shoaie O. and Rodríguez-Vázquez A. Systematic and Optimal Design of CMOS Two-Stage Opamps with Hybrid Cascode Compensation // IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs., vol. 52, no. 11, pp. 1–5, Nov. 2005.

11. Сугано Т., Икома Т., Такэиси Е. Технология и проектирование монолитных МОП фильтрующих систем / Под ред. В.Г. Ржанова.– М.: Мир, 1988.

12. Шакиров М.А., Кияткин Р.П., Королева Т.И., Филаретов В.В. Сигнальные графы электрических цепей: Учеб. пособие.– Л.: Ленингр. гос. техн. ун-т, 1991.– 74 с.

13. Филаретов В.В. Схемное отображение матрицы для символьного решения систем линейных алгебраических уравнений // Логико-алгебраические методы, модели, прикладные применения: Тр. международ. конф. КЛИН–2001.– Ульяновск: УлГТУ, 2001.– Т. 3.– С. 13–15.

14. Павлова Е.А., Серов В.Ф., Филаретов В.В. Выражение K -деревьев через схемные определители и построение безызбыточных формул бисекции электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 155–173.

15. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Компьютерная система *SCAD* символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей// Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 3–10.

Волгин Леонид Иванович – д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ, заведующий проблемной научно-исследовательской лаборатории наукоемкого инжиниринга, профессор кафедры измерительно-вычислительных комплексов УлГТУ, президент Ульяновского отделения Международной академии информатизации, председатель Ульяновского отделения Российского философского общества, действительный член (академик) Метрологической академии РФ, член-корреспондент Академии наук Республики Татарстан.

Рабочий адрес: 432027, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ, телефон/факс (842-2) 43-03-23. E-mail: volgin@ulstu.ru. Домашний адрес: 432027, Ульяновск, ул. Л. Шевцовой, д. 54А, кв. 44, тел. (842-2) 43-13-12.

Горшков Константин Сергеевич – Web-дизайнер, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск», студент радиотехнического факультета УлГТУ, группа Рд-53. Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52–87–13.

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПЕРАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Л. И. Волгин, Ф. А. Королев, В. В. Филаретов

Улучшение тех или иных параметров преобразователей электрических сигналов, построенных на базе операционных преобразователей (ОП), связано с уменьшением методической погрешности δ [1–3]. Для масштабных преобразователей и усилителей с уменьшением методической погрешности повышается стабильность коэффициента передачи (усиления). Для преобразователей параметров электрических цепей с уменьшением δ увеличивается линейность функции преобразования и расширяется допустимый диапазон изменения входной величины, в пределах которого погрешность от нелинейности не превосходит допустимого значения.

В настоящее время «операционная» схемотехника продолжает интенсивно развиваться, а область применения ОП непрерывно расширяется [3]. Стимулирующим фактором этого развития является многофункциональность ОП, их высокие метрологические и эксплуатационные характеристики, наличие интегральной технологии изготовления активных цепей и элементов универсального применения.

Несмотря на широкое применение операционных преобразователей к настоящему времени отсутствуют работы по синтезу и анализу электрических цепей, обладающих свойством операционности, в которых бы излагалась эффективная инженерная методика расчета погрешностей ОП [1–3]. Подобная методика описана в [4], а в настоящей работе представлено обобщение для анализа цепей с четырехполюсными активными элементами.

Аналоговые операционные преобразователи. Обычно обсуждаются рассматриваются потенциальные (рис. 1,а) и токовые (рис. 1,б) ОП,

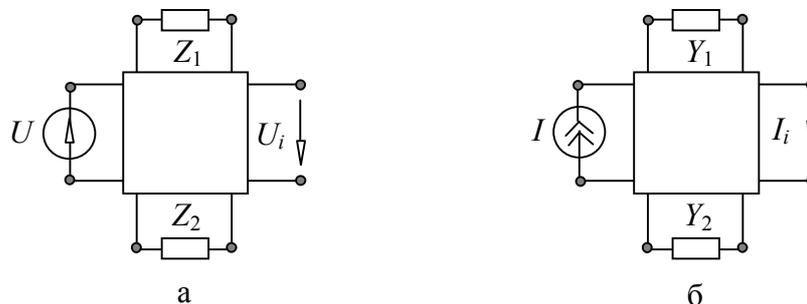


Рис. 1

функция преобразования которых соответственно определяется выражениями [1]:

$$U_i = \frac{m_U Z_2}{Z_1} U, \quad I_i = \frac{m_I Y_2}{Y_1} I. \quad (1)$$

Здесь U, I и U_i, I_i – соответственно входные и выходные напряжение и ток ОП, Z_1 и Z_2 (Y_1 и Y_2) – некоторые операторные сопротивления (проводимости), m_U, m_I – безразмерный коэффициент.

В реальных условиях функция преобразования ОП отличается от идеальной зависимости (1), и принимает вид

$$U_i = \frac{m_U Z_2}{Z_1} U(1 + \delta_U); \quad I_i = \frac{m_I Y_2}{Y_1} I(1 + \delta_I), \quad (2)$$

где $\delta_U = \delta(Z_1, Z_2)$, $\delta_I = \delta(Y_1, Y_2)$ – относительные методические погрешности.

Схемно-алгебраический метод схемных определителей. Для получения формул вида (1)–(2) наиболее предпочтителен метод схемных определителей (МСО), основанный на выделении параметров элементов схемы [5,6]. Достоинством этого метода является отсутствие необходимости применения матричного, множественного или графового математических аппаратов, что обеспечивает простоту его освоения [11]. При анализе схем используются так называемые схемно-алгебраические выражения (САВ), в которых, наряду с буквенными обозначениями параметров схемы и знаками алгебраических операций, используются изображения производных схем, отождествляемые с их определителями. Искомая символьная схемная функция (ССФ) в этом случае находится в виде отношения САВ числителя и знаменателя (табл. 1). Последовательное преобразование САВ приводит к получению ССФ в обычном алгебраическом виде.

Напряжение U и ток I любой ветви линейной электрической цепи при постоянных источниках ЭДС E и тока J , показанной на рис. 2, могут быть найдены [9]:

$$U = K_{EU} E + R_{JU} J, \quad I = G_{EI} E + \beta_{JI} J, \quad (3)$$

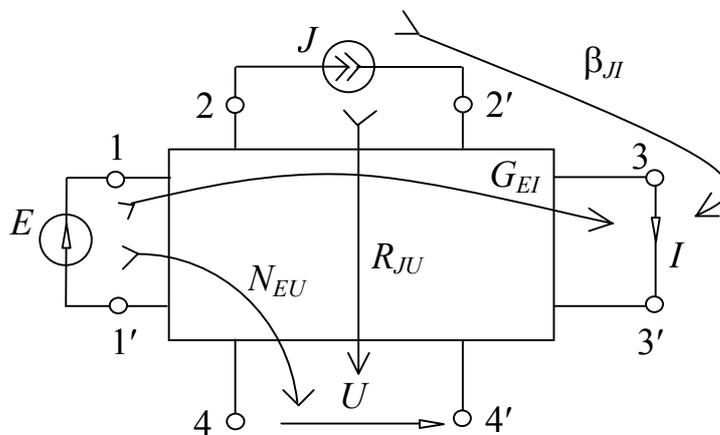
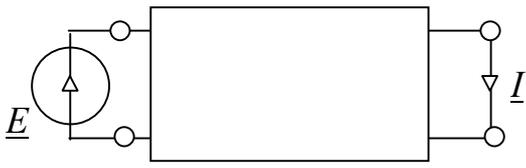
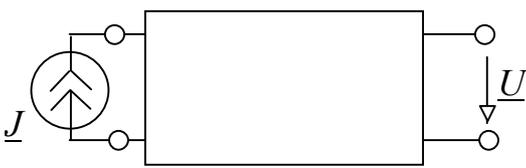
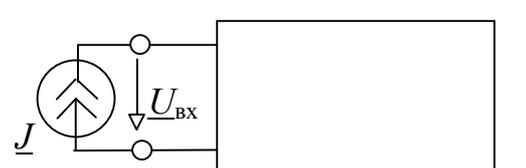
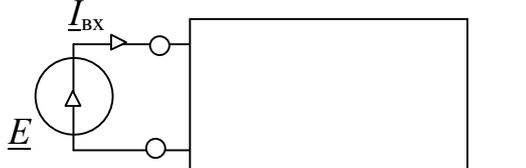


Рис. 2. Иллюстрация передаточных схемных функций

Таблица 1. Схемно-алгебраические выражения схемных функций

№	Исходная схема	САВ
1	Коэффициент передачи по напряжению	
		$K_{EU} = \frac{\underline{U}}{\underline{E}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \quad \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
2	Передаточная проводимость	
		$Y_{EI} = \frac{\underline{I}}{\underline{E}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \quad \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
3	Передаточное сопротивление	
		$Z_{JU} = \frac{\underline{U}}{\underline{J}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \quad \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
4	Коэффициент передачи по току	
		$B_{JI} = \frac{\underline{I}}{\underline{J}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \quad \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
5	Входное сопротивление	
		$Z_{JU} = \frac{\underline{U}_{\text{вх}}}{\underline{J}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$
6	Входная проводимость	
		$Y_{EI} = \frac{\underline{I}_{\text{вх}}}{\underline{E}} = \frac{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \downarrow \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }{\left \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \end{array} \right }$

где K_{EU} – коэффициент передачи напряжения от источника E к ветви U ; β_{JI} – коэффициент передачи тока от источника J к ветви I ; R_{JU} – передаточное сопротивление от источника J к ветви U ; G_{EI} – передаточная проводимость от источника E к ветви I . Следует обратить внимание, что числители всех передаточных функций одинаковы, а различаются только знаменатели.

На рис. 2 прямоугольником отображена произвольная цепь, не содержащая непосредственно независимых источников; стрелки с оперением указывают направления передачи тока и напряжения. Ветви, содержащие источники E, J , называются передающими (или передатчиками), а ветви U, I – принимающими (или приемниками).

В методе схемных определителей ССФ формируются без составления уравнений цепи – непосредственно по схеме на основе формулы

$$H = \frac{N}{D}, \quad (4)$$

где N, D – определители схем, отображающих числитель и знаменатель (кратко – определители схем числителя и знаменателя) соответственно.

Построение схемы знаменателя производится на основе исходной цепи путем замыкания источника ЭДС E и размыкания источника тока J , в зависимости от того, какой из них находится в цепи. Для формирования схемы числителя используется неудаляемый управляемый источник (НУИ) или взвешенный нумерованный ориентированный нуллок [10,12], представленный на рис. 3. НУИ содержит две ветви: приемник (рис. 3,а) и генератор (рис. 3,б). В отличие от других элементов схемы НУИ не может быть нейтрализован, то есть замыкание или размыкание его ветвей всегда приводит к образованию вырожденной схемы. Определитель вырожденной схемы тождественно равен нулю.



Рис. 3. Неудаляемый управляемый источник: а) приемник; б) генератор

Для получения схемы числителя НУИ включается в исходную схему следующим образом: приемник НУИ заменяет приемник напряжения или тока, сохраняя их направление, а генератор НУИ подсоединяется взамен источника ЭДС E или тока J и ориентируется противоположно их направлениям.

С учетом изложенного выше можно сделать вывод, что в методе схемных определителей ССФ определяется как отношение определителей двух специально сформированных схем. Фактически искомую функцию можно записать в виде особой САВ, содержащей как алгебраические операции (деление и взятие определителя матрицы), так и схемные образы.

На основе рассмотренных САВ должны быть получены алгебраические формулы ССФ. Это достигается путем последовательных эквивалентных схемно-алгебраических преобразований САВ, а так же с помощью табличных определителей элементарных схем [8]. Используемые здесь схемно-алгебраические преобразования основаны на формулах выделения параметров, которые предложил *Фойснер* [13,14]. Первые две из этих формул позволяют свести разложение определителя исходной схемы к разложению определителей более простых производных схем, в которых отсутствует некоторая выделяемая ветвь z или y [4]

$$\Delta = z\Delta_z^z + \Delta_z, \quad (5) \quad \Delta = y\Delta_y^y + \Delta_y, \quad (6)$$

где Δ – определитель схемы, нижний или верхний индексы при символе Δ указывают на стягивание или удаление выделяемой ветви соответственно.

Стягивание ветви равносильно ее замене на схеме идеальным (короткозамкнутым) проводником.

Проиллюстрируем эти формулы в схемно-алгебраическом виде

$$\left| \begin{array}{c} \bullet \\ | \\ \text{z} \\ | \\ \bullet \end{array} \right| \begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} = z \left(\begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} \right), \quad (7)$$

$$\left| \begin{array}{c} \bullet \\ | \\ \text{y} \\ | \\ \bullet \end{array} \right| \begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} = y \left(\begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline \square \\ \hline \end{array} \right), \quad (8)$$

где парами вертикальных линий обозначены схемные определители.

Другие две формулы требуют представления схемы в виде двух подсхем, имеющих один (формула (9)) или два (формула (10)) общих узла

$$\Delta = \Delta_1 \cdot \Delta_2, \quad (9) \quad \Delta = \Delta_1 \cdot \Delta_2(a,b) + \Delta_1(a,b) \cdot \Delta_2, \quad (10)$$

где Δ_1 и Δ_2 – определители первой и второй подсхем, из которых состоит схема; $\Delta_1(a,b)$ и $\Delta_2(a,b)$ – определители схем, образованных соответственно из первой и второй подсхем в результате объединения общих узлов. Формулы (9)–(10) наглядно представляются в виде схемно-алгебраических выражений (11)–(12) соответственно

$$\left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right|, \quad (11)$$

$$\left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \text{b} \\ \hline \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{|c|} \hline \text{a} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (12)$$

Рекурсивное применение формул (5)–(6) и (11)–(12) по отношению к исходной схеме и производным от нее схемам приводит к простейшим схемам, которые представлены на рис. 4.



Рис. 4. Простейшие схемы и их определители

Простейшие схемы с НУИ представлены на рис. 5



Рис. 5. Простейшие схемы с НУИ

Определители схем на рис. 4 и рис. 5 полезно запомнить для эффективного применения МСО. В результате стягивания и удаления ветвей могут образоваться вырожденные схемы, определитель которых тождественно равен нулю, что упрощает разложение определителей. К таким схемам относятся несвязные схемы, а также схемы с разомкнутыми или замкнутыми ГНУИ или ПНУИ.

В частных случаях формулы (5), (6) сводятся к одному слагаемому, которое может содержать или не содержать выделяемый параметр (табл. 2 и табл. 3) [8].

Таблица 2. Частные случаи выделения параметров элементов

№	Исходное САВ	Эквивалентное САВ
1	2	3
1	Параллельное соединение z -ветви с ГНУИ	
2	Параллельное соединение z -ветви с ПНУИ	

Окончание табл. 2

1	2	3
3	Последовательное соединение y -ветви с ГНУИ	
4	Последовательное соединение y -ветви с ПНУИ	

Таблица 3. Эквивалентные упрощения схем нейтрализацией элементов

№	Исходное САВ	Эквивалентное САВ
1	Удаление y -ветви, включенной параллельно ГНУИ	
2	Удаление y -ветви, включенной параллельно ПНУИ	
3	Стягивание z -ветви, включенной последовательно с ГНУИ	
4	Стягивание z -ветви, включенной последовательно с ПНУИ	

Схемно-алгебраический анализ активных электрических цепей на основе элементарных схем усилителей. В схемах замещения усилителей обычно используются четыре типа управляемых источников (УИ): 1) источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН); 2) источник тока, управляемый током (ИТУТ); 3) источник напряжения, управляемый током (ИНУТ); 4) источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). На этой основе строятся схемы замещения усилителей электрических сигналов: 1) усилитель напряжения (УН); 2) усилитель тока (УТ); 3) усилитель сопротивления (УС); 4) усилитель проводимости (УП).

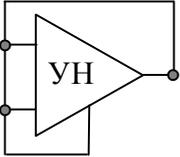
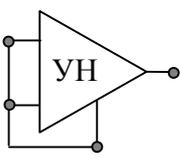
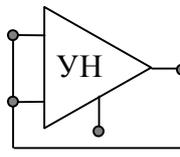
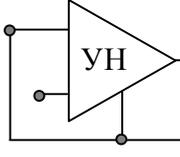
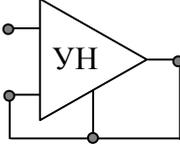
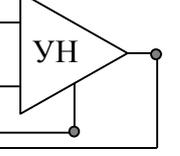
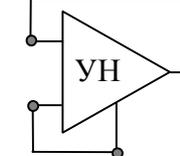
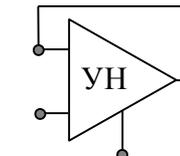
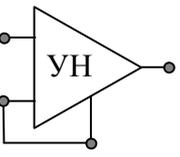
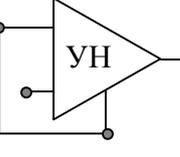
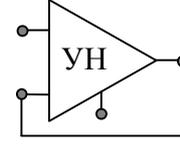
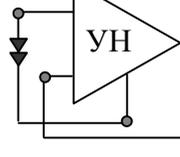
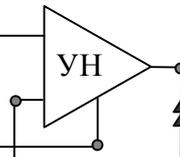
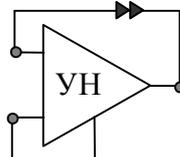
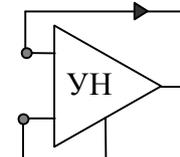
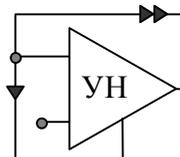
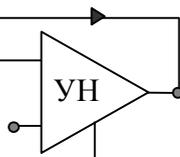
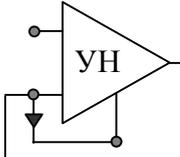
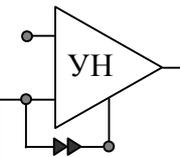
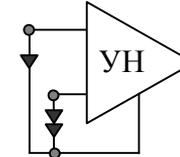
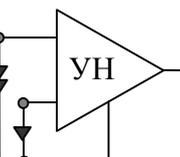
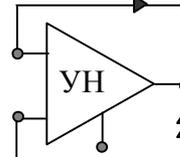
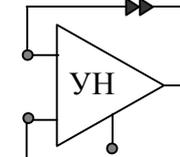
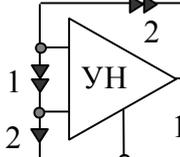
В табл. 4. приведены обозначения всех четырех типов УИ и их схемы замещения. Здесь K_U – коэффициент передачи напряжения УН, K_I – коэффициент передачи тока УТ, K_Z – передаточное сопротивление УС, K_Y – передаточная проводимость УП.

Таблица 4. Дифференциальные усилители электрических сигналов

№	Наименование	Схемы замещения УИ	
		в базисе сопротивлений	в базисе проводимостей
1	2	3	4
1			
2			
3			
4			

На основе приведенных схем замещения УН и УТ (строки 1 и 2) были найдены определители элементарных схем усилителей (табл. 5–6).

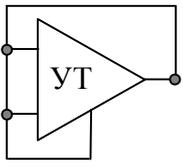
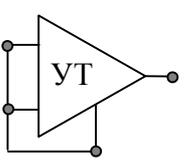
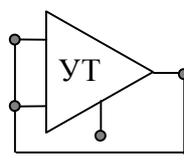
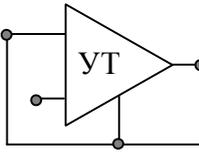
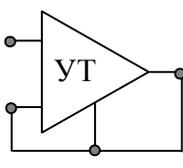
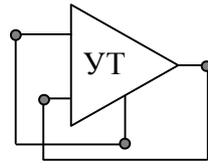
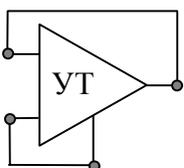
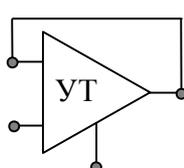
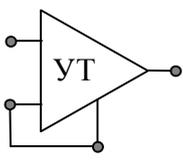
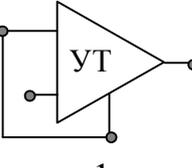
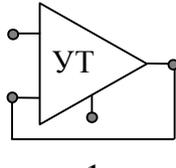
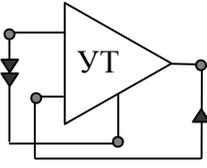
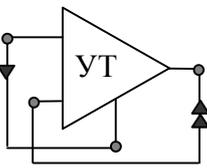
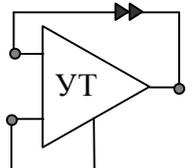
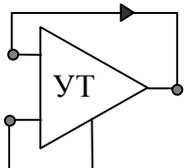
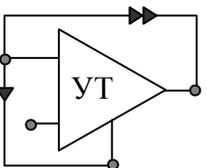
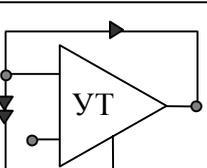
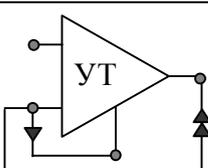
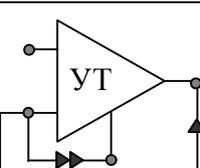
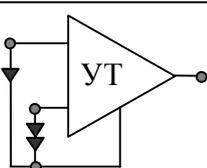
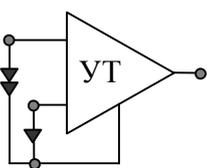
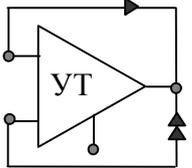
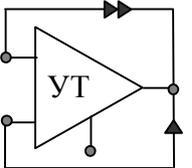
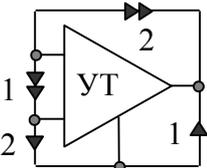
Таблица 5. Элементарные схемы дифференциальных УН
в базисе сопротивлений и их определители

1  Zz	2  Z	3  Z	4  z
5  z	6  $-K_U Z + Z + z$	7  $K_U Z + Z + z$	8  1
9  1	10  1	11  1	12  1
13  1	14  1	15  1	16  1
17  1	18  1	19  1	20  1
21  1	22  1	23  1	24  $K_U Z$

Окончание табл. 5

<p>25</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>26</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>27</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>28</p> <p>$K_U Z$</p>
<p>29</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>30</p> <p>Z</p>	<p>31</p> <p>Z</p>	<p>32</p> <p>$K_U Z$</p>
<p>33</p> <p>$Z(K_U + 1)$</p>	<p>34</p> <p>Z</p>	<p>35</p> <p>z</p>	<p>36</p> <p>$K_U Z + z$</p>
<p>37</p> <p>z</p>	<p>38</p> <p>z</p>	<p>39</p> <p>$Z(K_U + 1)$</p>	<p>40</p> <p>Z</p>
<p>41</p> <p>$ZK_U + z$</p>	<p>42</p> <p>z</p>	<p>43</p> <p>Z</p>	<p>44</p> <p>Z</p>
<p>45</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>46</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>47</p> <p>$Z(1 - K_U)$</p>	<p>48</p> <p>Z</p>
<p>49</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>50</p> <p>$K_U Z$</p>	<p>51</p> <p>z</p>	<p>52</p> <p>$K_U Z + z$</p>

Таблица 6. Элементарные схемы дифференциальных УТ
в базисе сопротивлений и их определители

1  Zz	2  Z	3  Z	4  z
5  z	6  $-K_I z + Z + z$	7  $K_I z + Z + z$	8  1
9  1	10  1	11  1	12  1
13  1	14  1	15  1	16  1
17  1	18  1	19  1	20  1
21  1	22  1	23  1	24  $K_I z$

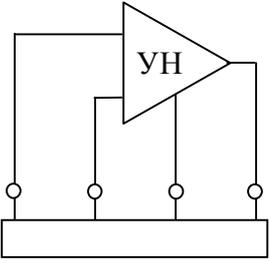
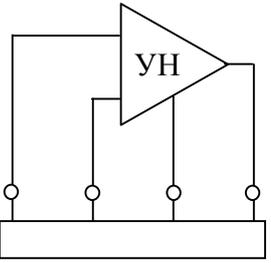
Окончание табл. 6

<p>25</p> <p>$K_I z$</p>	<p>26</p> <p>$K_I z$</p>	<p>27</p> <p>$K_I z$</p>	<p>28</p> <p>$K_I z$</p>
<p>29</p> <p>$K_I z$</p>	<p>30</p> <p>Z</p>	<p>31</p> <p>Z</p>	<p>32</p> <p>$K_I z$</p>
<p>33</p> <p>$K_I z + Z$</p>	<p>34</p> <p>Z</p>	<p>35</p> <p>z</p>	<p>36</p> <p>$z(K_I + 1)$</p>
<p>37</p> <p>z</p>	<p>38</p> <p>z</p>	<p>39</p> <p>$K_I z + Z$</p>	<p>40</p> <p>Z</p>
<p>41</p> <p>$z(K_I + 1)$</p>	<p>42</p> <p>z</p>	<p>43</p> <p>Z</p>	<p>44</p> <p>Z</p>
<p>45</p> <p>$K_I z$</p>	<p>46</p> <p>$K_I z$</p>	<p>47</p> <p>$-K_I z + Z$</p>	<p>48</p> <p>Z</p>
<p>49</p> <p>$K_I z$</p>	<p>50</p> <p>$K_I z$</p>	<p>51</p> <p>z</p>	<p>52</p> <p>$z(K_I - 1)$</p>

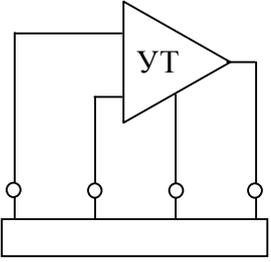
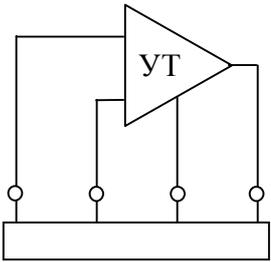
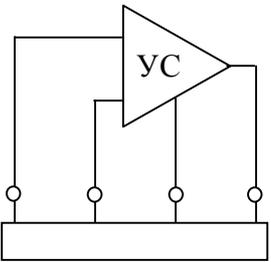
Необходимо отметить, что в табл. 5 – табл. 6: 1) приведены только ненулевые определители; 2) жирно выделены дифференциальные усилители, приведенные к инверсным трехполусным усилителям; 3) изменение ориентации ГНУИ или ПНУИ приводит к изменению знака определителя [12]; 4) приведены только определители для инверсных ОП (для неинверсных ОП знак перед параметром K меняется на противоположный); 5) для каждого из усилителей (УН и УТ) возможен переход от иммитансной к адмитансной схеме (и обратный переход).

Если в схеме более одного усилителя, то используется формулы выделения усилителей (табл. 7) [16]. После применения этих формул задача нахождения определителя снова сводится к элементарным схемам.

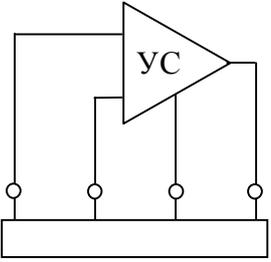
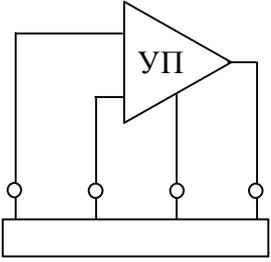
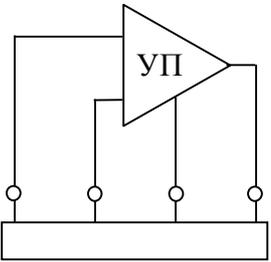
Таблица 7. Схемно-алгебраические выражения для выделения параметров операционных преобразователей

№	Исходное схемно-алгебраическое выражение	Эквивалентное схемно-алгебраическое выражение
1	2	3
1	<p style="text-align: center;">УН с конечным коэффициентом усиления K_U, входным сопротивлением Z и выходным сопротивлением z</p> 	$Zz \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right + z \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right +$ $+ Z \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right + \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right +$ $+ ZK_U \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right $
2	<p style="text-align: center;">УН с конечным коэффициентом усиления K_U, входной проводимостью Y и выходной проводимостью y</p> 	$\left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right + Y \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right +$ $+ y \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right + Yy \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right +$ $+ yK_U \left \begin{array}{cccc} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \hline & & & \end{array} \right $

Продолжение табл. 7

1	2	3
3	<p>УТ с конечным коэффициентом усиления K_I, входным сопротивлением Z и выходным сопротивлением z</p> 	$Zz \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ Z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ zK_I \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $
4	<p>УТ с конечным коэффициентом усиления K_I, входной проводимостью Y и выходной проводимостью y</p> 	$\left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Yy \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ YK_I \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $
5	<p>УС с конечным коэффициентом усиления K_Z, входным сопротивлением Z и выходным сопротивлением z</p> 	$Zz \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ Z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ K_Z \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $

Окончание табл. 7

1	2	3
6	<p style="text-align: center;">УС с конечным коэффициентом усиления K_Z, входной проводимостью Y и выходной проводимостью y</p> 	$\left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Yy \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ YyK_Z \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $
7	<p style="text-align: center;">УП с конечным коэффициентом усиления K_Y, входным сопротивлением Z и выходным сопротивлением z</p> 	$Zz \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ Z \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ ZzK_Y \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $
8	<p style="text-align: center;">УП с конечным коэффициентом усиления K_Y, входной проводимостью Y и выходной проводимостью y</p> 	$\left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ y \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right + Yy \left \begin{array}{c} \circ \quad \circ \quad \circ \quad \circ \\ \hline \end{array} \right +$ $+ K_Y \left \begin{array}{c} \circ \quad \leftarrow \quad \circ \quad \circ \quad \rightarrow \quad \circ \\ \hline \end{array} \right $

Формулы для расчета погрешностей ОП [21].

Из (2) выражаем δ_U и δ_I соответственно

$$\delta_U = \frac{U_i}{U} \cdot \frac{Z_1}{m_U Z_2} - 1; \quad \delta_I = \frac{I_i}{I} \cdot \frac{Y_1}{m_I Y_2} - 1.$$

Последние выражения можно записать

$$\delta_U = \frac{U_i}{U} \cdot \frac{\frac{1}{m_U} \cdot \frac{1}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1}} - 1; \quad \delta_I = \frac{I_i}{I} \cdot \frac{\frac{1}{m_I} \cdot \frac{1}{Y_2}}{\frac{1}{Y_1}} - 1.$$

Согласно выражения (5)

$$H = \frac{N}{D} = \frac{U_i}{U}; \quad H = \frac{N}{D} = \frac{I_i}{I}.$$

На основе формул, приведенных выше, и с учетом выражений (5), (6) получаем окончательные выражения для методических погрешностей

$$\delta_U = \frac{\frac{1}{m_U} \left(\frac{1}{Z_2} N_{Z_2} + N_{Z_2} \right)}{\frac{1}{Z_1} D_{Z_1} + D_{Z_1}} - 1; \quad \delta_I = \frac{\frac{1}{m_I} \left(\frac{1}{Y_2} N_{Y_2} + N_{Y_2} \right)}{\frac{1}{Y_1} D_{Y_1} + D_{Y_1}} - 1. \quad (13)$$

Эти выражения позволяют непосредственно находить погрешности операционных преобразователей, в то время как погрешность из выражения (2) находится путем громоздких преобразований. Овладение методами преобразований активных электрических цепей [3] позволяет избежать повторного нахождения передаточных функций и формул для расчета методических погрешностей схем. К таким схемам относятся схемы, удовлетворяющие принципам дуальности [4] и взаимосоответствия [17], взаимно обратные [18] и инверсные [19,20] схемы.

В качестве примера рассмотрим нахождение методической погрешности схемы с дифференциальным усилителем (рис. 6) [1, с. 20] двумя способами: 1) выразим погрешность из выражения (3), предварительно вычислив передаточную функцию; 2) определим погрешность с помощью предложенного выражения (14).

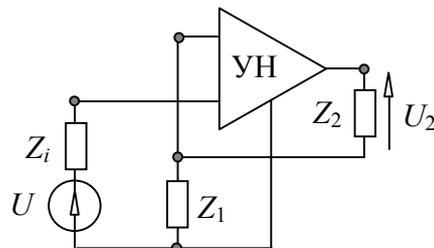


Рис. 6

Рассмотрим первый способ. Для этого сформируем передаточную функцию схемы, представленной на рис. 6 (табл. 8 и табл. 9).

Таблица 8. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 6

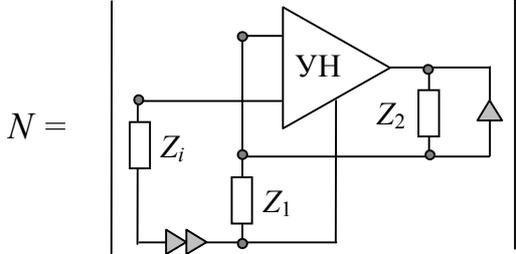
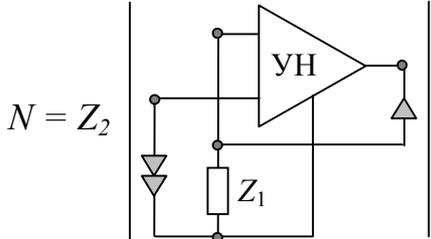
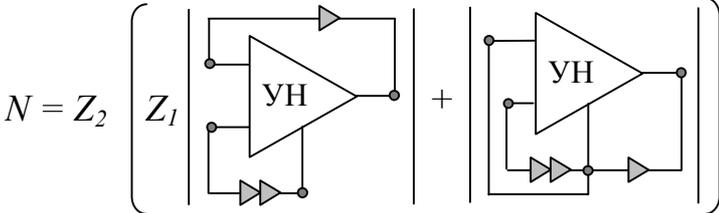
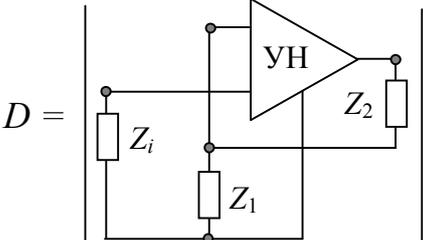
№	Наименование операций и САВ
1	<p>Построение исходного САВ числителя (табл. 1)</p>  <p>$N =$</p>
2	<p>Первичное преобразование числителя путем стягивания сопротивления Z_i (табл. 3) и выделения сопротивления Z_2 (табл. 2)</p>  <p>$N = Z_2$</p>
3	<p>Выделение сопротивления Z_1 согласно (5)</p>  <p>$N = Z_2 \left(\left[\begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \end{array} \right] \right)$</p>
4	<p>Подстановка соответствующих определителей из табл. 5 в последнее выражение получим</p> $N = Z_2(Z_1(1) + (-K_U Z)) = Z_2(Z_1 - K_U Z).$

Таблица 9. Формирование знаменателя ССФ для схемы на рис. 6

№	Наименование операций и САВ
1	2
1	<p>Построение исходного САВ знаменателя (табл. 1)</p>  <p>$D =$</p>

Окончание табл. 9

1	2
2	<p>Выделение сопротивления Z_1 согласно (5)</p> $D = Z_1 \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right)$
3	<p>Выделение сопротивления Z_i согласно (5)</p> $D = Z_1 \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right) + Z_i \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right)$
4	<p>Выделение сопротивления Z_2 (согласно (5))</p> $D = Z_1 \left(Z_i \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right) \right) + Z_2 \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right) + Z_i \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 9} \\ \text{Circuit 10} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 11} \\ \text{Circuit 12} \end{array} \right) + Z_2 \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 13} \\ \text{Circuit 14} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{Circuit 15} \\ \text{Circuit 16} \end{array} \right)$
5	<p>Подстановка соответствующих определителей из табл. 5 в последнее выражение получим</p> $D = Z_1(Z_i(Z_2(0) + 1) + Z_2(1) + K_U Z + Z + z) + Z_i(Z_2(1) + z) + Z_2 Z + Z z =$ $Z_1(Z_i + Z_2 + K_U Z + Z + z) + Z_i(Z_2 + z) + Z_2 Z + Z z.$

После нахождения передаточной функции, ее подставляют в выражение (3) и находят методическую погрешность.

Рассмотрим, как формируется функция преобразования ОП, представленного на рис. 6 (табл. 10 и табл. 11) вторым способом.

Таблица 10. Формирование числителя ССФ для схемы на рис. 6 по формуле (13)

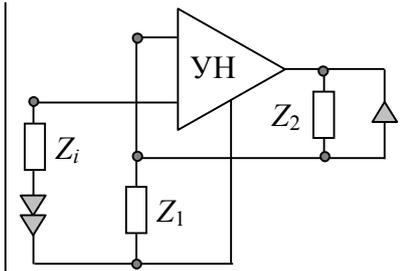
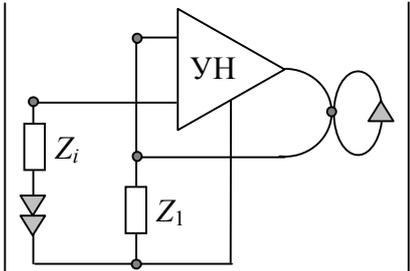
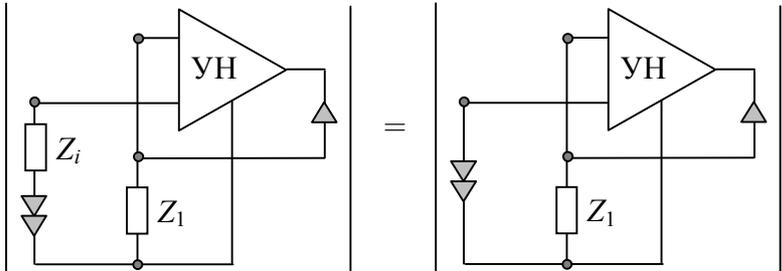
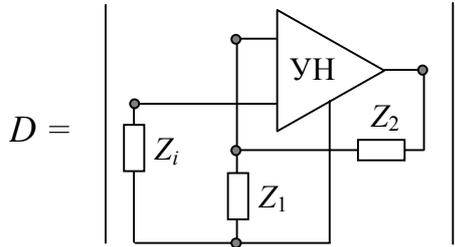
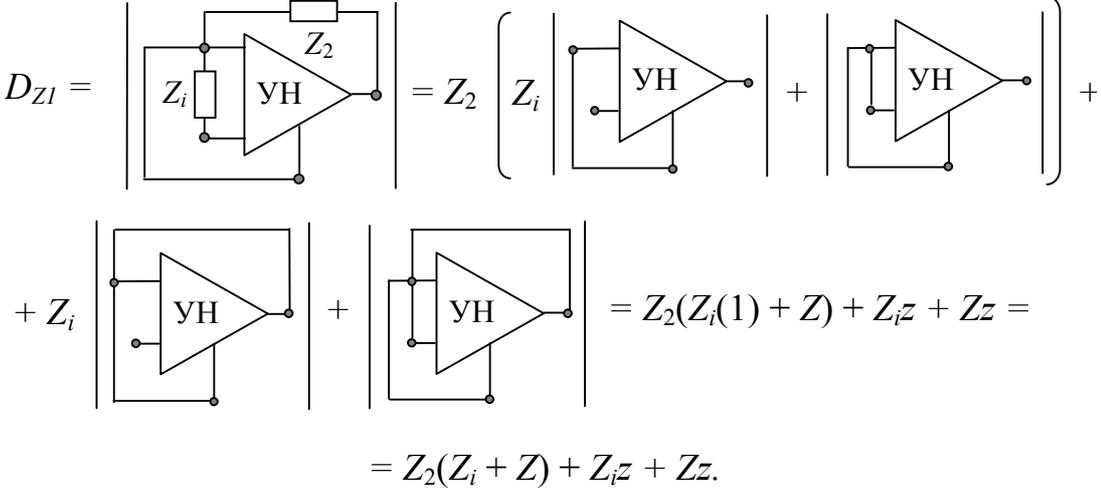
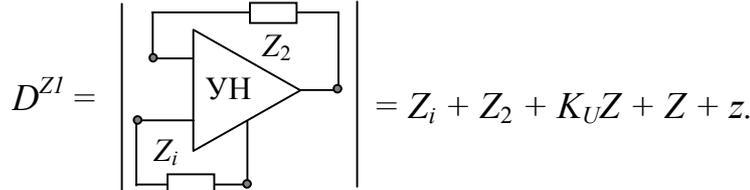
№	Наименование операций и САВ
1	<p data-bbox="347 577 1118 616">Построение исходного САВ числителя (табл. 1)</p> <div data-bbox="555 633 1046 904" style="text-align: center;"> $N =$  </div>
2	<p data-bbox="268 956 1394 1077">Формирование N_{Z2} в выражении (13). Определитель получившейся схемы равен нулю, так как образовалась петля с ПНУИ</p> <div data-bbox="517 1106 1129 1377" style="text-align: center;"> $N_{Z2} =$  $= 0.$ </div>
3	<p data-bbox="268 1411 1394 1532">Формирование N^{Z2} в выражении (13). При этом стягивается сопротивление Z_i в соответствии с табл. 3. Определитель получившейся схемы определялся выше (строка 3 в табл. 8)</p> <div data-bbox="277 1570 1362 1841" style="text-align: center;"> $N^{Z2} =$  $= Z_1 - K_U Z.$ </div>

Таблица 11. Формирование знаменателя ССФ по формуле (14)

№	Наименование операций и САВ
1	<p>Построение исходного САВ знаменателя (табл. 1)</p>  <p style="text-align: center;">$D =$</p>
2	<p>Формирование D_{Z1} в выражении (13). Рекурсивное применение (5) к получившемуся выражению</p>  <p style="text-align: center;">$D_{Z1} =$</p> <p style="text-align: center;">$+ Z_i$</p> <p style="text-align: center;">$= Z_2(Z_i(1) + Z) + Z_i z + Zz =$</p> <p style="text-align: center;">$= Z_2(Z_i + Z) + Z_i z + Zz.$</p>
3	<p>Формирование D_{Z1} в выражении (13). Получившийся определитель находился ранее (строка 2 в табл. 9).</p>  <p style="text-align: center;">$D^{Z1} =$</p> <p style="text-align: center;">$= Z_i + Z_2 + K_U Z + Z + z.$</p>

После подстановки соответствующих определителей из табл. 10 и табл. 11 в (13) получаем выражение для методической погрешности ОП

$$\delta_U = \frac{\frac{1}{m_U} (Z_1 - K_U Z)}{\frac{1}{Z_1} [Z_2(Z_i + Z) + Z_i z + Zz] + (Z_i + Z_2 + K_U Z + Z + z)} - 1.$$

Аналогичная формула получается при нахождении методической погрешности первым способом.

Вывод

Предложена схемно-алгебраическая методика для формирования символьных схемных функций активных электрических цепей. Получены аналитические выражения для прямого вычисления погрешностей операционных преобразователей, минуя нахождение схемных функций. Сокращение трудоемкости вычислений достигается использованием элементарных схем усилителей, определители которых подставляются в формируемые выражения без проведения повторных выкладок.

Литература

1. Волгин Л.И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых операционных преобразователей. – Таллин : Научно-исследовательский и проектно-технологический ин-т систем планирования и управления в электропромышленности, 1973. – 53 с.
2. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
3. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти : Издательство Поволжского технологического института сервиса, 2000. – 174 с.
4. Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и принципы построения аналоговых операционных преобразователей: Учебное пособие.– Ульяновск, УлГТУ, 2005.– 88 с.
5. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество. – 1998. – № 5. – С. 43–52.
6. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество. – 2001. – № 4. – С. 43–51.
7. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество. – 2003. – № 6. – С. 52–65.
8. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей : Учебное пособие. – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – 228 с.
9. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество. – 2005. – № 1. – С. 32–43.
10. Миланцей Т., Филаретов В.В. От идеального усилителя Теллегена до многомерного неудаляемого управляемого источника // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика : Тр. междунар. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 140–154.
11. Королев Ф.А., Филаретов В.В. О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале

«Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 76–80.

12. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // Electronics letters. – 1966. – Vol. 2, no. 11. – P. 427–428.

13. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1902. – Bd 9, N 13. – S. 1304–1329.

14. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1904. – Bd 15, N 12. – S. 385–394.

15. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраические тождества топологических функций для линейных электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр.межд.конф.КЛИН–2005.–Ульяновск:УлГТУ,2005.–Т.4.– С.95–105.

16. Курганов С.А., Филаретов В.В. Автоматизированное построение схемно-алгебраических формул выделения многополюсников // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр.межд. конф.КЛИН–2005.–Ульяновск: УлГТУ, 2005.–Т.4.– С.85–95.

17. Иваницкий А.М. Принцип взаимосоответствия // Радиотехника.– 1976.– Т. 31, № 7.– С. 45–52.

18. Волгин Л.И., Филаретов В.В. Взаимная обратимость и реверсивное топологическое преобразование активных электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф.КЛИН–2003.–Ульяновск:УлГТУ,2003.–Т.4.–С. 9–16.

19. Волгин Л.И., Филаретов В.В. Инверсные топологические преобразования электрических цепей с операционными усилителями // Схемно-топологические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2004. – Ульяновск : УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 20–27.

20. Волгин Л.И., Филаретов В.В. Исследование принципа усиления дуального сигнала // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 30–33.

Волгин Леонид Иванович – д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ, заведующий проблемной научно-исследовательской лаборатории наукоемкого инжиниринга, профессор кафедры измерительно-вычислительных комплексов УлГТУ, президент Ульяновского отделения Международной академии информатизации, председатель Ульяновского отделения Российского философского общества, действительный член (академик) Метрологической академии РФ, член-корреспондент Академии наук Республики Татарстан.

Рабочий адрес: 432027, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ, телефон/факс (842-2) 43-03-23. E-mail: volgin@ulstu.ru. Домашний адрес: 432027, Ульяновск, ул. Л. Шевцовой, д. 54А, кв. 44, тел. (842-2) 43-13-12.

Королев Федор Александрович – студент энергетического факультета УлГТУ, группа Эд-41. Домашний адрес: 432030, г. Ульяновск, пр. Нариманова, д. 93, кв. 54. Телефон: 67–37–66. E-mail: korolyovfa@mail.ru.

ЗАКОН ОПТИМАЛЬНОГО ПОСТРОЕНИЯ ТЕХНОЦЕНОЗОВ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЯ ИНФРАСТРУКТУРНОГО ОБЪЕКТА

В. И. Гнатюк

К настоящему времени сформировалось направление исследований процессов электропотребления техноценозов, основанное на аксиоматике рангового анализа (понятии техноэволюции, цифровой математике, законе оптимального построения техноценозов) [1-3]. Под техноценозом (крупным инфраструктурным объектом) понимается регион, город, район, крупное предприятие, фирма, сеть магазинов или заправок станций, группировка войск. Следствием этой теории стала Методика оптимального управления электропотреблением, включающая этапы прогнозирования, интервального оценивания и нормирования, которые реализуются в рамках связанного алгоритма на основе базы данных по электропотреблению объектов техноценоза за 5 – 7 лет предыстории (рис.) [3].

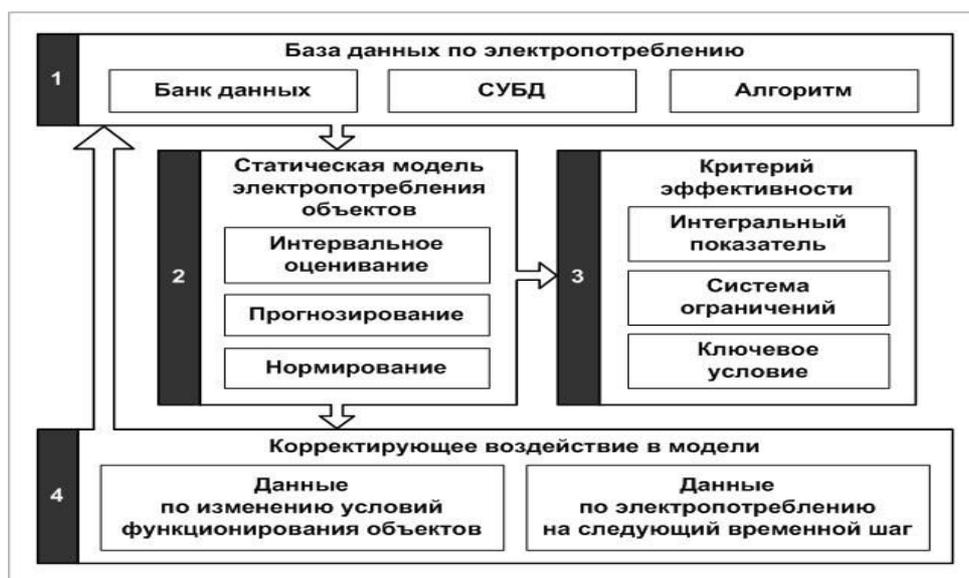


Рис. Общий алгоритм реализации динамической модели электропотребления объектов техноценоза

Эффективность процесса энергосбережения на объектах техноценоза по результатам моделирования может быть оценена сопоставлением двух интегральных показателей, один из которых (IP_w) характеризует получаемый положительный эффект, а второй (IP_z) определяет затраты:

$$IP_w = \frac{\int_0^{\infty} W_1(r)dr - \int_0^{\infty} W_2(r)dr}{\int_0^{\infty} W_1(r)dr}; \quad IP_z = 1 + \frac{\int_0^{\infty} Z_2(r)dr}{\int_0^{\infty} Z_1(r)dr}, \quad (1)$$

- где
- $W_1(r)$ – ранговое параметрическое распределение техноценоза по электропотреблению при условии отсутствия управляющего воздействия, направленного на энергосбережение;
 - $W_2(r)$ – ранговое параметрическое распределение по электропотреблению при наличии управляющего воздействия;
 - $Z_2(r)$ – ранговое параметрическое распределение техноценоза по затратам на внедрение энергосберегающих технологий;
 - $Z_1(r)$ – ранговое параметрическое распределение техноценоза по затратам на оплату за потребленную электроэнергию.

Очевидно, что ТЦ-критерием эффективности здесь является максимизация интегрального показателя [3]:

$$IP = \frac{IP_w}{IP_z} \xrightarrow{k \in [1, n]} \max, \quad (2)$$

осуществляемая ТЦ-методами [3] при выполнении ТЦ-ограничений:

$$W(r_k) - \frac{\{\Phi(p_\delta)\}^{-1}[\sigma_k]}{2} \leq w_k \leq W(r_k) + \frac{\{\Phi(p_\delta)\}^{-1}[\sigma_k]}{2}, \quad (3)$$

- где
- n – общее количество объектов в техноценозе;
 - w_k – эмпирическое значение электропотребления k -го объекта техноценоза;

- $W(r_k)$ – значение электропотребления на кривой $W(r)$, соответствующее рангу k -го объекта;
- $\{\Phi(x)\}$ – обратная функция Лапласа;
- p_δ – априорно принимаемая доверительная вероятность;
- $[\sigma_k]$ – стандарт $W(r)$ в кластере k -го объекта.

Таким образом, в качестве ГЦ-критерия эффективности используется целевой функционал (2), основанный на соотношении аддитивных интегральных показателей качества и затрат (1), а также системе ограничений (3), являющихся следствием закона оптимального построения техноценозов (математическая запись – (4), подробное описание – [3]).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_0^{\infty} W_j(x) dx \right) = \int_0^{\infty} \Omega(y) dy \cdot \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_{r_{ji}}^{r_{ji+1}} W_j(x) dx \right) = W_{\Sigma} = \text{const}; \\
 \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_{r_{ji}}^{r_{ji+1}} \omega_j(x) dx \right) = \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_{r_{ji}}^{r_{ji+1}} \mu_j(x) dx \right) = \frac{W_{\Sigma i}}{2} = \text{const}; \\
 \int_{r_{ji}}^{r_{ji+1}} W_j(x) dx = \Lambda(r_{Bi}) \cdot M[W_j(r_{ji})] = W_{\Sigma ji} = \text{const}; \\
 r_{ji} = \int_{r_{Bi}}^{\infty} \Lambda(x) dx; \\
 \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_0^{\infty} \omega_j(x) dx - \int_0^{\infty} \mu_j(x) dx \right) = 0; \\
 \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_0^{\infty} \omega_j(x) dx + \int_0^{\infty} \mu_j(x) dx \right) = \sum_{j=1}^{\infty} \left(\int_0^{\infty} W_j(x) dx \right),
 \end{array} \right. \quad (4)$$

Литература

1. Гнатюк В.И. Моделирование и оптимизация в электроснабжении войск. – Выпуск 4. Ценологические исследования. – М.: Центр системных исследований, 1997. – 216 с.
2. Гнатюк В.И. Оптимальное построение техноценозов. Теория и практика. – Выпуск 9. Ценологические исследования. – М.: Центр системных исследований, 1999. – 272 с.
3. Гнатюк В.И. Закон оптимального построения техноценозов. – Выпуск 29. Ценологические исследования. – М.: Изд-во ТГУ – Центр системных исследований, 2005. – 384 с. – <http://www.baltnet.ru/~gnatukvi/ind.html>.

Виктор Иванович Гнатюк – доктор технических наук, профессор кафедры электромеханики Калининградского пограничного института; 236011, г. Калининград, бульвар Южный, д. 30, кв. 15; (+7-4012) 71-56-54; (+7-911) 451-93-68; <http://www.baltnet.ru/~gnatukvi>; gnatukvi@baltnet.ru.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УЗЛОВ НА ОСНОВЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

К. С. Горшков, В. Д. Чижиков

Введение. К концу 60-х годов в промышленно развитых странах, к которым в то время принадлежала и Россия в составе СССР, возникла проблема коренной перестройки управления в промышленных системах (ПС) в связи с необходимостью обеспечения их живучести при быстро изменяющихся потребностях общества. Технические средства адаптации к этому времени развились до средств вычислительной техники, способной работать непосредственно в производственных условиях, а их применение стало экономически целесообразным. Это сделало возможным и необходимым резкое уменьшение трудоёмкости и сокращение времени подготовки информации о производстве, а следовательно, обеспечение живучести ПС в условиях сильных возмущений со стороны среды. Данное направление в развитии ПС условно объединилось под названием MIS/CAD. В отечественной литературе аналогами этих терминов являются АСУ/САПР. На сегодняшний день АСУ/САПР в самых разнообразных сферах народного хозяйства в том числе, в машиностроении, и особенно активно в радиотехнике.

В процессе проектирования РЭА возникает необходимость в применении самых разных видов САПР. На схемотехническом этапе имеют применения системы моделирования схем (Electronics Workbench [8], FastMean [11], DesignLab [7], SapWin [10] и др.). На этапе разработки конструкции применяются такие комплексы, как PCAD, OrCAD, а на этапе

создания конструкторской документации - AutoCAD, Компас-3D [13], CADKey, да и тот же PCAD. Существуют также универсальные интегрированные среды, в которых написано множество приложений, например CADdy.

Постановка задачи. Очень часто возникают ситуации, когда методы, применяющиеся обычно для одного этапа проектирования, дают значительный эффект при применении на другом этапе. Так и в нашем случае, при конструировании высокочастотного (ВЧ) печатного блока возникает необходимость просчитать паразитные параметры, оценить их влияние на функционирование схемы и свести их к минимуму. Понятно, что для этого нужно свести воедино схему и конструкцию, т.е. добавить паразитные параметры в схему как элементы схемы. Последняя, в свою очередь, может быть промоделирована программой. Т.о. программа моделирования схем, применяющаяся на схемотехническом этапе, с успехом может быть использована на этапе разработки конструкции. В этой связи становится актуальной и насущной проблема организации процесса автоматизированного конструкторского проектирования, обеспечивающего создание функционально-надёжных линейных ВЧ-узлов, с учётом влияния конструкторско-технологических факторов на их электрические параметры.

Схемное моделирование высокочастотных узлов с учетом паразитных эффектов. Совокупность конструктивно-технологических факторов, влияющих на интенсивность паразитных электромагнитных связей, для удобства анализа можно разложить на следующие три группы. 1. Факторы, обусловленные топологией монтажно-коммутационных линий связи и конструктивных компонент. 2. Материалы, из которых изготовлены проводники, конструктивные компоненты и подложка платы. 3. Конструкция корпуса (несущей части) и взаимное расположение габаритных компонентов относительно внутренней части корпуса.

В свою очередь каждая из этих групп зависит от параметров конструктивных компонент, например, топология зависит от длины (l) проводников, ширины (d) проводников, расстояния между ними (a), взаимного расположения их друг относительно друга и толщину проводников, а также толщины подложки (платы) h .

Материалы зависят от: 1) диэлектрической проницаемости (ϵ) подложки платы; 2) магнитной проницаемости (μ) подложки платы; 3) удельное сопротивление материала для проводников, диэлектриков и корпуса.

Конструкция корпуса влияет на расстояние от поверхности подложки до верхней части корпуса и боковых стенок и характеризует потери энергии, а значит и ослабления коэффициента передачи схемы.

Компьютерное моделирование - это процесс программной имитации работы электронной схемы. Основное его преимущество перед

физическим - отсутствие необходимости в сборке экспериментального макета. Функциональной единицей для моделирования является элемент. Из теории цепей известно, что любую схему можно представить в виде так называемой эквивалентной схемы, состоящей из универсального конструктора из 7 элементов: 1) резистор (параметр - сопротивление, Ом); 2) конденсатор (параметр - емкость, Фарад); 3) катушка индуктивности (параметр - индуктивность, Генри); 4) источник тока, управляемый напряжением (ИТУН) (параметр - передаточная проводимость, См.); 5) источник тока, управляемый током (ИТУТ) (параметр - передаточная проводимость, См.); 6) источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН) (параметр - передаточная проводимость, См.); 7) источник напряжения, управляемый током (ИНУТ) (параметр - передаточная проводимость, См.).

Задача проектировщика состоит в том, чтобы составить модель всей схемы из этих семи элементов. Полученная модель должна отражать физические процессы с заданной точностью.

Метод парных электромагнитных взаимодействий. Расчетная часть моделирующей программы состоит в просчете по полученной модели задаваемого пользователем сигнала, получая выходной сигнал схемы. Системы, использующие символьный метод, сначала получают общую модель схемы (в виде формульного выражения), затем ее просчитывают много раз. Системы, использующие численные методы, сразу просчитывают модель для каждого элемента, составляя всю схему, но такой процесс повторяется несколько раз.

Для построения данной модели был использован принцип парных электромагнитных взаимодействий конструктивных компонентов предложенный В. Д. Чижиковым [2]. Этот принцип позволяет создать модель топологии ВЧ микросхемы; и собственно модель микросхемы, учитывая влияние конструкции на параметры схемы.

Д – размеры дискрета монтажного поля подложки, для печатной платы равны 1,25x1,25 мм; для подложек БГИС Д = 0,625x0,625 мм [4].

Оценочный расчёт эффекта экранирования при учёте конструктивно-технологических ограничений на проектирование печатных плат и БГИС соответственно даёт следующие результаты:

$$h^{(III)} = 3.75 \text{ мм}, \quad a_1 a_2 = 2.625 \text{ мм}, \quad h_1 = h_2 = 0.2 \text{ мм}, \quad b_1 = b_2 = 1 \text{ мм}, \\ a = 5.350 \text{ мм}.$$

$$K_9^{(III)} \cong \frac{5h_9^3}{a_1 \cdot a_2 a} \cong \frac{5 \cdot 53.428}{37.022} \cong 7.21$$

$$h^{(ГИС)} \cong 1.5 \text{ мм}, \quad b_1 = b_2 = 0.3 \text{ мм}, \quad a = 2.5 \text{ мм}, \quad a_1 = a_2 = 1.25 \text{ мм}.$$

$$K_9^{(ГИС)} \cong \frac{5 \cdot 1.3^3}{1.25 \cdot 1.25 \cdot 2.5} \cong 4.25$$

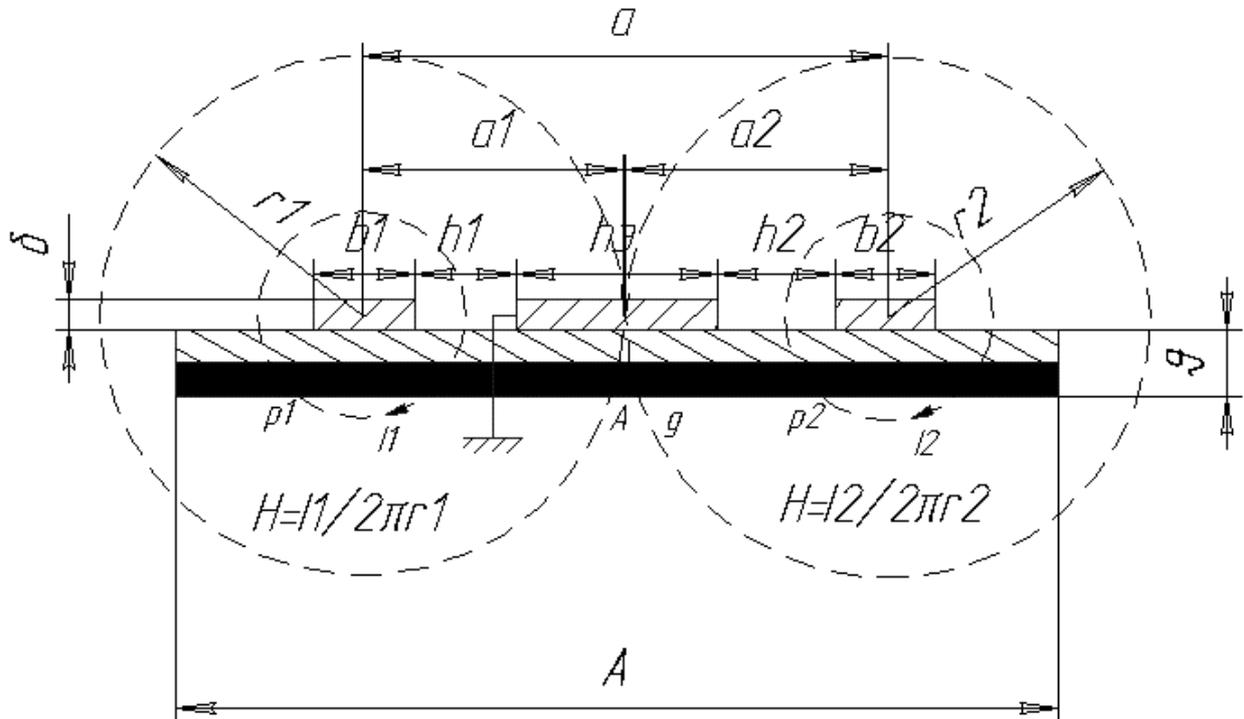


Рис. 1. К иллюстрации принципа парных взаимодействий

Оценка эффективности экранирования от индуктивных связей сводится к определению величины индуктивности проводников, находящихся вблизи шины с нулевым потенциалом, известно, что величина индуктивности при этом ослабляется. Эту величину можно определить по следующей формуле:

$$L = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon} \cdot l}{30}$$

Z_0 - волновое сопротивление проводника, равное 75-120 (ом);

ε - относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки, $\varepsilon^{(ПП)} = 4$, $\varepsilon^{(ГИС)} = 9$;

l - длина проводника $l^{(ПП)} = 10$ см, $l^{(ГИС)} = 1$ см.

Соответственно получим:

$$L^{(ПП)} = \frac{100 \cdot \sqrt{4} \cdot 10}{30} \cong 66.5, \quad L^{(ГИС)} = \frac{100 \cdot \sqrt{9} \cdot 1}{30} \cong 10$$

Практическое применение. На рис. 2 элементы R12, C12 и M являются взаимными сопротивлениями связи между первого и второго проводника относительно шины с нулевым потенциалом. Для определения коэффициента электромагнитной связи или коэффициента передачи

данной моделирующей схемы необходимо определить электрические параметры её элементов. Для модели печатной платы сопротивлениями $R1$ и $R2$ можно пренебречь, т.к. они по сравнению с индуктивными сопротивлениями малы. В случае с моделью БГИС сопротивлениями пренебрегать не следует, т.к. они значительно больше сопротивлений для печатной платы.

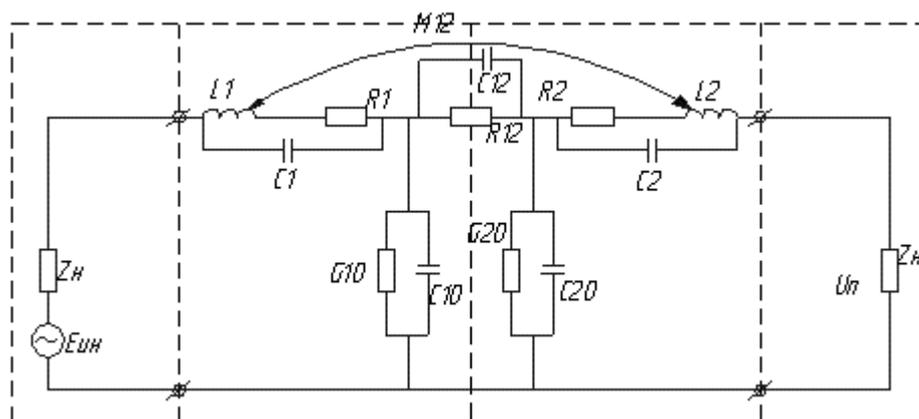


Рис. 2

Для ВЧ-диапазона длина волны с учётом диэлектрической проницаемости подложки печатной платы будет составлять около 500–50 см. Размеры ближней зоны соответственно равны 100–10 см. Типовые геометрические размеры печатной платы и подложек микросборок обыкновенно составляют 10x60 мм. и 68x48 мм [3]. Таким образом, с хорошим приближением можно считать, что все проводники в пределах одного функционального устройства находятся в ближней зоне электромагнитного поля. Так как длина проводников в пределах функционального устройства меньше размеров ближней зоны эти проводники достаточно точно можно моделировать электрическими схемами с сосредоточенными параметрами. Кроме того, учитывая, что в области ближней зоны электромагнитное поле убывает обратно пропорционально третьей степени расстояния между взаимодействующими проводниками; т.е. очень быстро, можно предполагать, что наибольшее влияние на уровень ЭМ-наводок фиксированного проводника оказывают только близко расположенные к нему проводники.

Выбор моделирующей программы. Построенная модель может быть просчитана с помощью ряда компьютерных программ (Electronics Workbench, FastMean, DesignLab 8.0, SapWin и др.) из которых наиболее предпочтительной является «Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis», или сокращённо SCAD [1], так как система SCAD предназначена для автоматизированного формирования символьных выражений откликов (СВО) и символьных выражений параметров (СВП) элементов для электрических цепей в комплексной или операторной форме. Символьные

методы обладают максимальной степенью наглядности дают возможность разработчику в наибольшей мере понять специфику реализации и особенности функционирования цепей, а также выделить наиболее значимые составляющие, в основном определяющие свойства предлагаемой схмотехники, и обеспечивают более высокую точность моделирования по сравнению с использованием численных методов, что может быть использовано для эффективного решения плохообусловленных задач. Это особенно важно на начальных этапах разработки - при проведении оценочных расчётов.

На сегодняшний день система SCAD является лучшей отечественной разработкой в данном классе САПР, и по ряду параметров опережает зарубежные аналоги. Среди преимуществ системы можно выделить возможность рассмотрения различных вариантов компоновки элементов схемы разбивая их на конструктивно законченные модули. Электрическая схема может содержать независимые источники напряжения и тока, сопротивления и проводимости, конденсаторы и катушки индуктивности, взаимоиנדуктивности, источники напряжения и тока, управляемые напряжением и током, идеальные операционные усилители – неудаляемые управляемые источники (НУИ). Вычислительная сложность формируемых выражений минимизируется для достижения некоторого оптимального числа операций и символов.

Входными данными для системы является графическое изображение схемы или текстовый файл *.cir в формате ASCII. Для получения изображения схемы программа оснащена графическим редактором, который записывает графическое изображение в виде файла *.dag и одновременно формирует текстовый файл. Последний может быть также получен любым известным текстовым редактором. Сформированные программой СВО и СВП представляются в виде символьных дробно-рациональных выражений, причем СВО содержат параметры элементов, а СВП – известные параметры элементов и измеренные токи и напряжения. Символьные выражения записываются программой в текстовый файл *.out. Программа SCAD.exe автоматизирует формирование cir-файла и вывод в окно программы файлов out и clc, а также отображает на редактируемой схеме результаты clc-файла.

Система SCAD базируется на методе схемных определителей (выделения параметров), диакоптическом методе двоичных векторов, неявном принципе наложения воздействий, методе схемно-алгебраического выделения многополюсников (схемно-алгебраической редукции) и методе косвенной компенсации для символьной диагностики цепей. Как при анализе, так и при диагностике исходное схемно-алгебраическое выражение формируется в виде отношения двух схемных определителей. Для анализа это стало возможным благодаря неявному принципу наложения воздействий [5,6], а для диагностики – еще и

принципу косвенной, прямой или комбинированной компенсации элементов с неизвестными параметрами. Построенные таким образом схемные определители числителя и знаменателя для искомой функции преобразуются к символьным выражениям путем последовательного выделения параметров, причем для получения компактных и экономичных по числу вычислительных операций выражений выделение параметров выполняется по критериям кратности и максимального участия. Схемный редактор предусматривает создание многоуровневых схем (схема, ее подсхемы, подсхемы подсхем и т. д.).

На рис. 3 приводится пример реализации моделирования схемы, представленной на рис. 2 средствами системы SCAD.

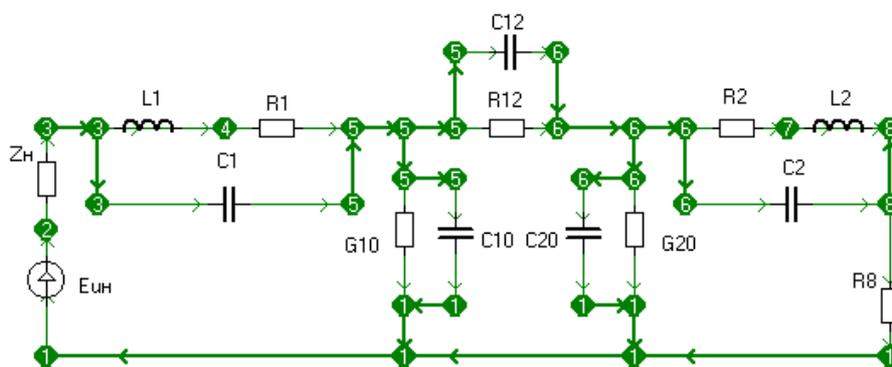


Рис. 3. Пример отображения схемы в системе SCAD

Литература

1. Интернет сайт – «Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis» / <http://lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>
2. Чижиков В. Д. Организация процесса автоматизированного конструкторского проектирования, обеспечивающего создание функционально-надёжных линейных ВЧ-узлов, с учётом влияния конструкторско-технологических факторов на их электрические параметры // Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis.– <http://lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>
3. Парфенов Е. М., Камышная Э.Н. Проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. Учеб. пособие для вузов – М.: Радио и связь, 1989.
4. Ненашев А. П. Конструирование радиоэлектронных средств : Учебник. – М.: Высш. шк., 1990.
5. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях / Электричество.– 2005.– № 1.– С. 33–43.
6. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие./ Ульяновск: УлГТУ, 2003.– 228 с.

7. Официальный Интернет-сайт «DesignLab».– <http://www.microsim.com>
8. Официальный Интернет-сайт Electronics Workbench.– <http://www.interactiv.com>
9. Официальный Интернет-сайт Micro-Cap.– <http://www.spectrum-soft.com>
10. Официальный сайт SapWin.– <http://www.cirlab.unifi.it/Sapwin/index.htm>
11. Официальный сайт Fastmean - <http://www.fastmean.ru>
12. Официальный сайт КОМПАС-3D - <http://www.ascon.ru>

Горшков Константин Сергеевич – Web-дизайнер, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск», студент радиотехнического факультета УлГТУ, группа Рд-53. Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52–87–13.

Чижиков Владимир Дмитриевич – начальник Вычислительного центра машиностроительного факультета УлГТУ. Телефоны: 41–82–78 (рабочий), 37–52–23 (домашний).

АЛГОРИТМ ПЕРЕЧИСЛЕНИЯ КВАЗИМИНИМАЛЬНЫХ РАЗРЕЗОВ ГРАФА

А. А. Гришкевич, Е. А. Ларицкая

В [1] установлено, что множество минимальных структур математических моделей электрических цепей и систем, в частности, минимальных разрезов [2,3], разделяющих две выделенные вершины графа, может рассматриваться как дистрибутивная решетка. В настоящей работе рассматривается дистрибутивная решетка квазимиимальных (следующих за минимальными, ближайших к минимальным) разрезов.

Пусть $G \equiv (V, U)$ – ориентированный граф, где $V = \{v\}$ – множество вершин графа, $U = \{u = (i, j) : i, j \in V\}$ – множество ориентированных дуг графа. В графе G выделим две вершины – источник s и сток t ($s, t \in V, s \neq t$). Каждому ребру $u = (i, j) \in U$ графа G поставим в соответствие неотрицательное число $c(i, j) = c(u) \geq 0$, которое назовём весом (пропускной способностью) ребра u (определим функцию $c : U \rightarrow R^+$).

Разрезом, разделяющим вершины s, t графа G , называется множество дуг $r = (R, \bar{R}) \subseteq U$, где $(R, \bar{R}) = \{u = (i, j) : (i, j) \in U, i \in R, j \in \bar{R}\}$, $R \cap \bar{R} = \emptyset$, $R \cup \bar{R} = V$, $s \in R$, $t \in \bar{R}$. Множество всех разрезов обозначим $R \equiv \{r\}$.

Пропускную способность (вес) разреза $r \in R$ определим

$$c(r) = c(R, \bar{R}) = \sum_{u \in (R, \bar{R})} c(u)$$

(для любого подмножества множества вершин $R \subseteq V$, такого что $s \in R$, $t \notin R$, определим функцию $c : R \rightarrow \mathbb{R}^+$).

В множестве разрезов R графа G может быть выделено подмножество минимальных разрезов (разрезов минимального веса) относительно функции веса c

$$M_{\min, c} = \{ m : m = \arg \min_{r \in R} c(r) \}.$$

Пусть $S \equiv \{ u : u \in U \} \subseteq U$, причем $\forall m \in M_{\min, c} \Rightarrow m \cap S \neq \emptyset$.

Рассмотрим функцию $c_S : U \rightarrow \mathbb{R}^+$, которую определим следующим образом:

$$c_S(u) = \begin{cases} \infty, & \text{если } u \in S, \\ c, & \text{если } u \in U \setminus S. \end{cases}$$

Построенная функция веса запрещает все минимальные разрезы относительно функции веса c , т.к. по меньшей мере одно ребро указанного разреза имеет вес ∞ . Для заданных S, c_S множество минимальных разрезов графа G , обозначим M_{\min, c_S} .

Рассмотрим совокупность всевозможных множеств $S \equiv \{ S \}$. Обозначим

$$\bigcup_{S \in \mathcal{S}} M_{\min, c_S} = M.$$

Множество квазiminимальных (следующих за минимальными) разрезов есть

$$M_{\min+1, c} = \{ m^* : m^* = \arg \min_{r \in M} c(r) \}.$$

Представленное соотношение позволяет рассмотреть множество квазiminимальных разрезов как совокупность дистрибутивных решеток, поскольку для некоторого $S^* \subseteq S$

$$M_{\min+1, c} = \bigcup_{S \in S^*} M_{\min, c_S}.$$

Последнее соотношение сводит поиск квазiminимальных разрезов к поиску минимальных разрезов последовательности графов G с модифицированной функцией веса c_S для совокупности множеств $S^* \equiv \{ S \}$. В частности, в [4] рассматриваются вопросы построения множества S^* при разработке алгоритма перечисления квазiminимальных трехэлементных разрезов на основе алгоритма перечисления трехэлементных минимальных разрезов [5].

Литература

1. Гришкевич А.А. Комбинаторные методы исследования экстремальных структур математических моделей электрических цепей и систем: Монография. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 258 с.
2. Grishkevich A.A. Distributive lattice of minimum cut sets of a directed graph // Informatyka teoretyczna i stosowana. Instytut matematyki i informatyki Politechnika Czestochowska. – 2004. – Vol. 4. – No. 7. – С. 7-22.
3. Гришкевич А.А. Псевдобулева алгебра разрезов графа // Логико-алгебраические методы, модели и прикладные применения: Труды Международной конференции "Континуальные логико-алгебраические исчисления и нейроматематика в науке, технике и экономике – КЛИН-2001" / Под ред. Л.И.Волгина. – Ульяновск: УЛГТУ, 2001. – Том 3. – С. 7-9.
4. Гришкевич А.А. Алгоритм нахождения трехэлементных разрезов графа // Обзорение прикладной и промышленной математики. – 2001. – Том 8. – Вып. 1. – С. 153-154.
5. Гришкевич А.А. Алгоритм перечисления трехэлементных минимальных разрезов графа // Дискретные модели в теории управляющих систем: VI Международная конференция: Москва, 7-11 декабря 2004 г. Труды/ Ред. кол. В.Б. Алексеев, В.А. Захаров, Д.С. Романов. – М.: Издательский отдел Факультета ВМиК МГУ им. М.В. Ломоносова (лицензия ИД 05899 от 24.09.2001 г.), 2004. – С. 164-168.

Гришкевич Андрей Александрович – д.т.н., профессор Ченстоховского политехнического института (Polska, 42-201, Czestochowa, Al. Armii Krajowej, 17, Politechnika Czestochowska (Czestochowa university of technology)); e-mail: aag@susu.ac.ru; grishkev@math.tu-chel.ac.ru; a.grischkevich@el.pcz.czyst.pl

Ларицкая Евгения Александровна – студентка Южно-Уральского государственного университета (454080, Челябинск, пр. Ленина, 76, ЮУрГУ); e-mail: leagull@rambler.ru

К ВОПРОСУ КОМПЕНСАЦИИ МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ КОСВЕННЫХ СОВОКУПНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

И. Р. Добровинский, К. В. Громиков

Для измерения параметров двухполюсников широко используются мосты переменного тока. Они обладают высокой точностью измерения параметров из-за отсутствия методической погрешности после уравнивания. В тоже время им присущ ряд недостатков, связанных с взаимным влиянием измерительных каналов, сложностью получения точных мер реактивных элементов и длительностью измерений [1]. Эти

недостатки отсутствуют при использовании метода косвенных совокупных измерений.

Возможны два варианта определения параметров двухполюсников по результатам косвенных совокупных измерений цифровыми приборами – вольтметром и фазометром [2] или одним фазометром [3] и дальнейшей обработкой результатов измерений на ПЭВМ.

В обоих случаях используется одна и та же измерительная цепь, содержащая последовательно соединенные генератор синусоидального напряжения, набор образцовых резисторов R_0 и измеряемый двухполюсник. В первом случае опорный и измеряемый каналы цифрового фазометра подключается непосредственно к образцовому резистору, измеряемому двухполюснику и измеряет фазовый сдвиг между векторами падений напряжений на данных элементах. Цифровой вольтметр с помощью переключателя подсоединяется, то параллельно R_0 и измеряет падение напряжения U_{R_0} , то параллельно измеряемому двухполюснику и измеряет падение напряжения U_X . При этом переключатель подключает к противоположному относительно цифрового вольтметра элементу замещающее комплексное сопротивление, равное входному импедансу вольтметра. Входные сопротивления каналов цифрового фазометра также предварительно измеряются и симметрируются шунтированием добавочными элементами.

Во втором случае используется только один фазометр, который подключается через переключатель к той же измерительной цепи. Общая шина подключается непосредственно к точке соединения образцового резистора и измеряемого двухполюсника, а две других клеммы фазометра подключаются через переключатель одна к противоположному концу R_0 , другая – измеряемого двухполюсника и наоборот. При этом в одном положении переключателя цифрового фазометра измеряет фазовый угол между векторами падения напряжения на образцовом резисторе и генераторе синусоидального напряжения, а в другом – фазовый угол между векторами падения напряжения на измеряемом двухполюснике и генераторе [4].

Активные и реактивные составляющие комплексных входных сопротивлений измеряемого и опорного каналов цифрового фазометра, соответствующие составляющим комплексных входных сопротивлений данных каналов, физически симметрируют. Тогда истинные значения составляющих общей проводимости измеряемого комплексного сопротивления определяются из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} g_X = A(g_0 + g_{ex}) - Bb_{ex} - g_{ex} \\ b_X = B(g_0 + g_{ex}) + Ab_{ex} - b_{ex} \end{cases} \quad (1)$$

Здесь g_0 - активная проводимость образцового резистора.

Система уравнений (1) является универсальной для обоих случаев определения параметров двухполюсников на основе косвенных совокупных измерений [2]. В первом случае используются цифровые вольтметр и фазометр:

$$A = \frac{U_{R_0}}{U_X} \cos \varphi ; \quad B = \frac{U_{R_0}}{U_X} \sin \varphi ; \quad (2)$$

где U_{R_0} и U_X – соответственно падение напряжения на образцовом резисторе и измеряемом двухполюснике,

φ – угол сдвига фаз между векторами падения напряжений между ними.

$$g_{ex} = g_\phi + g_V ; \quad b_{ex} = b_\phi + b_V \quad (3)$$

где g_{ex} , b_{ex} – соответственно сумма входных активной и реактивной проводимостей цифрового вольтметра и фазометра.

Во втором случае используются только цифровой фазометр, измеряющий два угла (α и β). В этом случае [3]:

$$A = \frac{\sin \beta \cos \gamma}{\sin \alpha} ; \quad B = \frac{\sin \beta \sin \gamma}{\sin \alpha} ; \quad (4)$$

где α и β - измеренные значения углов между падениями напряжения на образцовом резисторе, двухэлементной измеряемой цепи и напряжением генератора синусоидальной формы, а угол $\gamma = \alpha + \beta$;

$$g_{ex} = g_\phi ; \quad b_{ex} = b_\phi \quad (5)$$

где g_{ex} , b_{ex} – соответственно активные и реактивные входные проводимости отдельных каналов цифрового фазометра после симметрирования.

Анализ выражения (1) в сравнении с мостами переменного тока доказывает возможность получить точность косвенных совокупных измерений параметров комплексных сопротивлений не только близкую к мостам переменного тока, но и исключить их недостатки: сложность и взаимное влияние процессов уравнивания по активному и реактивному каналам, необходимость использования реактивных мер измерения.

Основным недостатком определения параметров двухполюсников по результатам косвенных совокупных измерений является наличие методической погрешности измерения вызванной конечными значениями комплексных входных сопротивлений цифрового фазометра.

Выражения для активной и реактивной составляющих комплексной проводимости измеряемого двухполюсника (1) показывают на возможность компенсации общей методической погрешности измерений. Действительно, аддитивная составляющая методической погрешности

активной и реактивной проводимостей двухполюсника $\delta g_{x \delta g_{вхад}} = -g_{вх}$ и $\delta b_{x \delta b_{вхад}} = -b_{вх}$, так как они не зависят от значений измеряемых величин.

Значения $\delta g_{x \delta g_{вхм}} = g_{вх} \cos \varphi_x$ и $\delta b_{x \delta b_{вхм}} = b_{вх} \cos \varphi_x$ соответствуют мультипликативным составляющим методической погрешности, так как зависят от значений измеряемых величин g_x и b_x - по результатам измерений цифрового фазометра.

Составляющие общей погрешности измерения $\delta g_{x \delta b_{вхп}} = -b_{вх} \sin \varphi_x$ и $\delta b_{x \delta b_{вхп}} = g_{вх} \sin \varphi_x$ представляют собой перекрестные погрешности и соответственно определяют влияние реактивной составляющей входной проводимости цифрового фазометра $\delta g_{x \delta b_{вхп}}$ на активную проводимость двухполюсника g_x и, наоборот, активной составляющей входной проводимости цифрового фазометра $\delta b_{x \delta b_{вхп}}$ на реактивную проводимость двухполюсника b_x .

Таким образом, предварительно измерив и отсимметрировав значения активных и реактивных составляющих входной проводимости опорного и измерительного каналов измерений цифрового фазометра и введя в измерительную цепь замещающего комплексного входного сопротивления цифрового вольтметра, можно в соответствии с выражением (1) скомпенсировать все составляющие методической погрешности косвенных совокупных измерений.

При этом погрешность косвенных совокупных измерений будет определяться точностью измерений входных параметров используемых средств измерений и будет соответствовать точности мостов переменного тока, но без его недостатков.

Литература

1. Шляндин В.М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. – М.: Высшая школа, 1973.
2. Добровинский И.Р., Ломтев Е.А. Проектирование ИИС для измерения параметров электрических цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1997.
3. Громиков К.В., Добровинский И.Р., Бондаренко Л.Н., Жадаев В.А. Способ измерения параметров комплексных сопротивлений цифровым фазометром. Труды международной конференции “КЛИН-2004”. – Ульяновск: 2004г.
4. Громиков К.В., Добровинский И.Р., Ломтев Е.А. Анализ определения значений параметров комплексных сопротивлений по результатам косвенных совокупных измерений / труды международного юбилейного симпозиума: В 2-х т. Т. 2 / под ред. д.т.н., проф, М.А. Щербакова, - Пенза: Информационно-издательский центр ПГУ, 2003г.

Добровинский Игорь Рувимович – д.т.н., профессор, кафедра «ИИТ», ПГУ, т.д.(8412)310431, E-Mail: idobr@inbox.ru

Громиков Кирилл Владимирович – ПГУ, аспирант кафедры «ИИТ», т.д.(8412)410735, E-mail: gromikov@sura.ru

РЕКОНСТРУКЦИЯ ПЕРВОГО ТОПОЛОГИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ, СОЗДАННОГО Г.КИРХГОФМ

И. В. Ерохов

В статье [1] Г.Кирхгоф ставит задачу расчета математической модели электрической цепи в самом общем виде, не ограничивая числа узлов и ветвей. Он только сформулировал свои знаменитые уравнения и не видел причин для ограничений размера описываемой схемы. Однако такая постановка задачи требовала упорядочения записи, и он записывает уравнения следующим образом:

«Поскольку теоремы 1 и 2 должны дать необходимое число уравнений для определения величин I_1, I_2, \dots, I_n , эти уравнения, как было показано выше, должны иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \alpha_1^1 w_1 I_1 + \alpha_2^1 w_2 I_2 + \dots + \alpha_n^1 w_n I_n &= \alpha_1^1 E_1 + \alpha_2^1 E_2 + \dots + \alpha_n^1 E_n \\ \alpha_1^2 w_1 I_1 + \alpha_2^2 w_2 I_2 + \dots + \alpha_n^2 w_n I_n &= \alpha_1^2 E_1 + \alpha_2^2 E_2 + \dots + \alpha_n^2 E_n \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \alpha_1^\mu w_1 I_1 + \alpha_2^\mu w_2 I_2 + \dots + \alpha_n^\mu w_n I_n &= \alpha_1^\mu E_1 + \alpha_2^\mu E_2 + \dots + \alpha_n^\mu E_n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha_1^{\mu+1} I_1 + \alpha_2^{\mu+1} I_2 + \dots + \alpha_n^{\mu+1} I_n &= 0 \\ \alpha_1^{\mu+2} I_1 + \alpha_2^{\mu+2} I_2 + \dots + \alpha_n^{\mu+2} I_n &= 0 \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \\ \alpha_1^n I_1 + \alpha_2^n I_2 + \dots + \alpha_n^n I_n &= 0 \end{aligned} \quad , \quad (1)$$

где часть коэффициентов α равна +1, часть -1 и 0, а μ означает то же, что и раньше».

В этой цитате μ - означает число связей для любого из деревьев графа схемы. Интересно, что благодаря упорядоченной записи уравнений (1) автор статьи был очень близок к открытию понятия матрицы инцидентий, но не смог этого сделать, т.к. в то время понятия матрицы не существовало даже в математике.

Сознавая бесконечную сложность математической модели электрической цепи произвольного размера, создатель теории цепей был

вынужден прибегнуть к структурным упрощениям графа, без которых решение системы уравнений (1) было просто невозможным. Так возник первый топологический метод расчета, отличительной особенностью которого были параллельные рассуждения: на схемном, и на аналитическом уровнях. Сам Кирхгоф, очевидно, видел некоторую аналогию между преобразованиями схем и уравнений, что позволяло ему легко переходить с одного уровня рассмотрения на другой.

Итак, изначально предлагалось упростить исходный граф электрической цепи до единственного контура, для чего удалялись $(\mu-1)$ связи, соответствующие выбранному дереву схемы. В результате упрощений предлагалось получать такие контура, в каждом из которых присутствует выбранная для расчета ветвь. Естественно, что единственный контур легко описывается уравнением из системы (1), а, следовательно, - находится выражение для тока контура, т.е. ветви. Г.Кирхгоф рассматривал такие выражения как некоторое приближение к точному решению. Полное решение он представлял как соотношение определителей, составленное по методу Крамера, который также не имеет ограничений на размер матрицы. Напомним, о каком соотношении идет речь:

$$I_{\lambda} = \frac{\Delta_{\lambda}}{\Delta}, \quad (2)$$

где Δ – определитель системы уравнений; Δ_{λ} – определитель, у которого столбец λ заменен столбцом правых частей. Другого метода решения алгебраической системы уравнений произвольного размера математика тогда не знала.

Структура определителей из формулы (2) всем была известна, однако никто не догадывался ввести схемную интерпретацию элементов определителей. Впервые слагаемые детерминанта было предложено рассматривать как «комбинацию» параметров (сопротивлений) ветвей графа. Естественно, что точное решение (даже, если его невозможно записать) имеет ту же самую структуру. Комбинации параметров содержат все ветви электрической цепи, в том числе и параметры связей, удаляемых при структурных упрощениях. В приближенных решениях, получаемых для каждого контура, этих параметров нет. И вот здесь возникает гипотеза упрощения точного аналитического выражения (2), так как «физический» разрыв связи аналогичен «аналитически» другой процедуре, в которой параметру ветви-связи придается бесконечное значение: $R_1 = \infty$.

То, что после первой же замены некоторого числа на бесконечное значение в выражении (2) возникает неопределенность, Кирхгофа, вероятно, не смущало - были известны способы преодоления неопределенности. В одном он не мог сомневаться, что после

дифференцирования числителя и знаменателя по параметру удаленной ветви точное решение будет проще, и в пределе (после $\mu-1$ процедур) ученый ожидал получить выражение, совпадающее с тем, которое следует из единственного контура – результата структурных упрощений. Все это мы только предполагаем, однако, задача, возникающая после структурных упрощений, в каком-то смысле, представляется обратной. Надо было восстановить точное выражение, располагая множеством приближенных решений. Логично было применить процедуру, обратную той, которая применяется при раскрытии неопределенности. Другими словами, было предложено ввести параметры удаленных ветвей-связей в каждое приближенное решение умножением числителя и знаменателя на символы параметров.

Изложение этого метода решения в работе [1] проведено на таком уровне общности, что содержание статьи около полувека оставалось «вещью в себе», Даже автор статьи не заметил, что уравнения (1) применяются только на первом этапе получения приближенного решение. Точное решение не может быть получено описанным способом из системы (1). Только Максвелл сумел понять это, в результате чего был сформулирован метод контурных токов. Мы не будем повторять методической ошибки Г.Кирхгофа и проведем реконструкцию первого топологического метода решения на примере.

На рис.1 приведена простая электрическая цепь, которая служит примером в работах по теории цепей, начиная со статьи [1]. На графе этой электрической цепи найдем восемь контуров, содержащих ветвь 1. Каждому из этих контуров будет соответствовать множество ветвей-связей из двух элементов. На этом процесс структурных упрощений заканчивается, результаты применения процедуры представлены вначале каждой записи (3), где в числителе значится множество ветвей контура, а в знаменателе – ветвей-связей.

Каждый контур описывается по второму закону Кирхгофа, ток этого контура является некоторым приближением тока ветви 1. Выражение для первого приближения искомого тока восстанавливаем, умножая числитель и знаменатель на величину параметра каждой ветви-связи. Получаем некоторое частичное решение, в котором «комбинации параметров» будут такой же длины, как и в точном решении. Если мы проделаем эту процедуру для каждого из восьми контуров, то останется только объединить (в смысле теории множеств) частичные решения в выражение для точного решения. Описанные этапы восстановления точного решения приведены в записях (3).

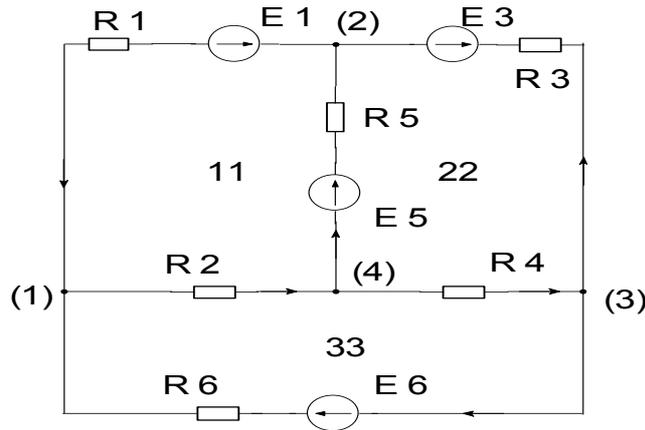


Рис. 1. Простая электрическая цепь.

$$\begin{aligned}
 \frac{\{1,4,5,6\}}{\{2,3\}}; I_1' &= \frac{-E_1 + E_5 - E_6}{R_1 + R_4 + R_5 + R_6} \Rightarrow \frac{-E_1 R_2 R_3 + E_5 R_2 R_3 - E_6 R_2 R_3}{R_1 R_2 R_3 + R_4 R_2 R_3 + R_5 R_2 R_3 + R_6 R_2 R_3}; \\
 \frac{\{1,3,6\}}{\{2,4\}}; I_1' &= \frac{-E_1 - E_3 - E_6}{R_1 + R_3 + R_6} \Rightarrow \frac{-E_1 R_2 R_4 - E_3 R_2 R_4 - E_6 R_2 R_4}{R_1 R_2 R_4 + R_3 R_2 R_4 + R_6 R_2 R_4}; \\
 \frac{\{1,3,6\}}{\{2,5\}}; I_1' &= \frac{-E_1 - E_3 - E_6}{R_1 + R_3 + R_6} \Rightarrow \frac{-E_1 R_2 R_5 - E_3 R_2 R_5 - E_6 R_2 R_5}{R_1 R_2 R_5 + R_3 R_2 R_5 + R_6 R_2 R_5}; \\
 \frac{\{1,2,5\}}{\{3,4\}}; I_1' &= \frac{-E_1 + E_5}{R_1 + R_2 + R_5} \Rightarrow \frac{-E_1 R_3 R_4 + E_5 R_3 R_4}{R_1 R_3 R_4 + R_2 R_3 R_4 + R_5 R_3 R_4}; \\
 \frac{\{1,2,5\}}{\{3,6\}}; I_1' &= \frac{-E_1 + E_5}{R_1 + R_2 + R_5} \Rightarrow \frac{-E_1 R_3 R_6 + E_5 R_3 R_6}{R_1 R_3 R_6 + R_2 R_3 R_6 + R_5 R_3 R_6}; \\
 \frac{\{1,3,6\}}{\{4,5\}}; I_1' &= \frac{-E_1 - E_3 - E_6}{R_1 + R_3 + R_6} \Rightarrow \frac{-E_1 R_4 R_5 - E_3 R_4 R_5 - E_6 R_4 R_5}{R_1 R_4 R_5 + R_3 R_4 R_5 + R_6 R_4 R_5}; \\
 \frac{\{1,2,5\}}{\{4,6\}}; I_1' &= \frac{-E_1 + E_5}{R_1 + R_2 + R_5} \Rightarrow \frac{-E_1 R_4 R_6 + E_5 R_4 R_6}{R_1 R_4 R_6 + R_2 R_4 R_6 + R_5 R_4 R_6}; \\
 \frac{\{1,2,3,4\}}{\{5,6\}}; I_1' &= \frac{-E_1 - E_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \Rightarrow \frac{-E_1 R_5 R_6 - E_3 R_5 R_6}{R_1 R_5 R_6 + R_2 R_5 R_6 + R_3 R_5 R_6 + R_4 R_5 R_6}. \quad (3)
 \end{aligned}$$

В результате объединения решений (3) получим точное решение, аналогичное (2), определители выражения записываем отдельно:

$$\begin{aligned}
 \Delta = & R_1 R_2 R_3 + R_1 R_2 R_4 + R_1 R_2 R_5 + R_1 R_3 R_4 + R_1 R_3 R_6 + R_1 R_4 R_5 + \\
 & + R_1 R_4 R_6 + R_1 R_5 R_6 + R_2 R_3 R_4 + R_2 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_6 + R_2 R_4 R_6 + \\
 & + R_2 R_5 R_6 + R_3 R_4 R_5 + R_3 R_5 R_6 + R_4 R_5 R_6.
 \end{aligned}$$

$$\Delta_1 = \begin{aligned} & -E_1(R_2R_3 + R_2R_4 + R_2R_5 + R_3R_4 + R_3R_6 + R_4R_5 + R_4R_6 + R_5R_6) - \\ & -E_3(R_2R_4 + R_2R_5 + R_4R_5 + R_5R_6) + \\ & +E_5(R_2R_3 + R_3R_4 + R_3R_6 + R_4R_6) - \\ & -E_6(R_2R_3 + R_2R_4 + R_2R_5 + R_4R_5), \end{aligned} \quad (4)$$

Очевидно, что определители (4) можно получить из системы уравнений (5)

$$\begin{bmatrix} (R_1 + R_2 + R_5) & -R_5 & -R_2 \\ -R_5 & (R_3 + R_4 + R_5) & -R_4 \\ -R_2 & -R_4 & (R_2 + R_4 + R_6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{22} \\ I_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -E_1 + E_5 \\ -E_3 - E_5 \\ -E_6 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

решая ее по методу Крамера относительно тока первого контура. Таким образом, система уравнений (1) не использовалась для нахождения точного решения.

Итак, метод Г.Кирхгофа предполагает максимальное упрощение графа электрической цепи до *единственного* контура, который легко описать уравнением по второму закону Кирхгофа. Значение, получаемое из упрощенной модели, естественно, является приближенным. Восстановление структуры и уточнение значения переменной производится одновременно. Этот процесс можно проводить поэтапно до получения точного решения, либо конкретного приближения результата. Такой метод решения сегодня называли бы топологическим.

Удивительно, что большинство современных топологических методов в основе своей имеют метод Крамера. Из формулы (2) вышли понятия дерева, 2-дерева и другие, которые используются в топологических методах, открытых после Г.Кирхгофа. Отмечая особенности первого топологического метода решения, мы умышленно не говорим о технических трудностях получения точного решения для действительно сложных электрических цепей. Сейчас важно зафиксировать то новое, что содержит первый топологический метод – идею одновременного «восстановления» и структуры электрической цепи, и выражения для *единственной* переменной.

Еще одна идея, связанная с постепенным уточнением решения, получила развитие сегодня – это идея эволюционного метода решения. Проиллюстрируем его, применяя метод эквивалентного генератора, на который распространяем общие идеи упрощения схемы, представленные в [1]. Рассуждение проведем на примере простой электрической цепи рис. 1, от которой оставляем только один контур 11.

Допустим, что нас интересует значение переменной I_1 , тогда, в соответствие с методом решения, оставшуюся электрическую цепь требуется заменить эквивалентным генератором, но после структурных

упрощений искать параметры этого двуполюсника нет необходимости, т.к. в роли эквивалентного генератора выступают ветви контура 2 и 5:

$$R_9 = R_2 + R_5; \quad E_9 = E_5.$$

Далее остается записать уравнение единственного контура:

$$I_1' R_1 + I_1' R_9 = E_9 - E_1,$$

откуда

$$I_1' = \frac{-E_1 + E_5}{R_1 + R_2 + R_5}, \quad (6)$$

или в матричных обозначениях уравнения (5) выражение (6) будет выглядеть:

$$I_1' = \frac{E_{14}}{R_{11}}, \quad (7)$$

где E_{14} - ЭДС контура 11, а R_{11} - собственное сопротивление контура 11.

Добавим к контуру 11 контур 22 (контур 33, кроме смежных ветвей, из схемы рис.1 удален) и продолжим рассуждения в русле обычного метода эквивалентного генератора. Параметры эквивалентного генератора для ветви 1 электрической цепи в данном случае будут следующими:

$$R_9 = R_2 + \frac{R_5(R_3 + R_4)}{R_3 + R_4 + R_5}, \quad E_9 = E_5 + \frac{-E_3 - E_5}{R_3 + R_4 + R_5} R_5. \quad (8)$$

Уточненное значение тока первой ветви будет равно:

$$I_1'' = \frac{E_9 - E_1}{R_1 + R_9}. \quad (9)$$

После подстановки эквивалентных параметров получаем:

$$I_1'' = \frac{-E_1 + E_5 + \frac{-E_3 - E_5}{R_3 + R_4 + R_5} R_5}{R_1 + R_2 + R_5 - \frac{R_5^2}{R_3 + R_4 + R_5}}, \quad (10)$$

или в матричных обозначениях уравнения (5) выражение (10) будет

$$I_1'' = \frac{E_{14} - \frac{R_{12}}{R_{22}} E_{24}}{R_{11} - \frac{R_{12}}{R_{22}} R_{21}}. \quad (11)$$

Сравнивая выражения (6), (10), отмечаем, что выражение (10) действительно уточняется: в числителе и знаменателе добавляются слагаемые, состоящие из элементов уравнения добавленного контура 22.

Еще более наглядно это видно из выражения (11), которое может быть получено из (7) введением поправки, аналогичной той, которая вводится в «прямом ходе» метода Гаусса при сворачивании системы уравнений.

Следующий этап уточнения решения (и восстановления структуры) будет для нашего примера последним. Параметры эквивалентного генератора для ветви 1 электрической цепи рис.1. будут следующими:

$$R_9 = \frac{R_2 R_6}{R_2 + R_4 + R_6} + \frac{\left(R_5 + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4 + R_6} \right) \left(R_3 + \frac{R_4 R_6}{R_2 + R_4 + R_6} \right)}{R_5 + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4 + R_6} + R_3 + \frac{R_4 R_6}{R_2 + R_4 + R_6}},$$

$$E_9 = E_5 + \frac{(-E_3 - E_5)(R_2 + R_4 + R_6) + (-E_6)R_4}{(R_3 + R_4 + R_5)(R_2 + R_4 + R_6) - R_4^2} R_5 + \frac{(E_6)(R_3 + R_4 + R_6) + (-E_3 - E_5)R_4}{(R_3 + R_4 + R_5)(R_2 + R_4 + R_6) - R_4^2} R_2.$$

Точное решение (или очередное приближение) находим по формуле, аналогичной (6), (9):

$$I_1''' = \frac{-E_1 + E_9}{R_1 + R_9}. \quad (12)$$

Подставить в уравнение (12) выражения для эквивалентного сопротивления и эквивалентной ЭДС несложно, но делать эту громоздкую алгебраическую работу нет особого смысла. Проще записать решение (12) в форме, аналогичной (7), (11), как это показано в работе [2]:

$$I_1 = \frac{(E_{14} - R_{13}/R_{33}/E_{34}) - (R_{12} - R_{13}/R_{33}/R_{32}) / (R_{22} - R_{23}/R_{33}/R_{32}) / (E_{24} - R_{23}/R_{33}/E_{34})}{(R_{11} - R_{12}/R_{33}/R_{31}) - (R_{12} - R_{13}/R_{33}/R_{32}) / (R_{22} - R_{23}/R_{33}/R_{32}) / (R_{21} - R_{23}/R_{33}/R_{31})}. \quad (13)$$

Выражения (7), (11), (13) являются цепными дробями, которые образуют ряд приближающих дробей [3]. В математике их используют для получения приближений численного результата, когда решение представляется ветвящейся цепной дробью. В нашем примере выражение (13) является точным.

Применение ветвящихся цепных дробей дает ощутимый выигрыш при эволюционном решении большой системы уравнений. В работе [3] приводится пример системы из 300 уравнений, точное выражение решения которой в виде дроби должно состоять из 599 этажей. Для получения решения с точностью долей процента дробь прекращали разворачивать на 15 – 17 этажах от начала (в зависимости от координаты вектора неизвестных). Аппарат ветвящихся цепных дробей является естественным для приближенного решения систем уравнений, описывающих сложные электрические цепи, так как вытекает из традиционных для теории электрических цепей методов решения.

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. О решении уравнений, к которым приводит изучение линейного распределения гальванических токов//Г.Кирхгоф Избранные труды.– М.:Наука,1988.– С.170-178.

2. Ерохов И.В. Алгоритм решения линейной системы уравнений, размерность которой последовательно увеличивается//Автоматизация проектирования в электронике.–Киев:Техника,1981.–Вып.24.– С.23– 30.

3. Скоробогатько В.Я. Теория ветвящихся цепных дробей и ее применение в вычислительной технике.– М.: Наука, 1983.– 312 с.

Ерохов Игорь Васильевич – к.т.н., доцент кафедры физической и биомедицинской электроники Запорожского гуманитарного университета «ЗИГМУ» (Украина). E-mail: yerokhov@bigmir.net.

ФАКТОРЫ ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ КАЧЕСТВО СИГНАЛА В ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

С. С. Заламанова, В.М. Артюшенко, Г. Н Абрамов

Обобщенная модель цифровой системы передачи (ЦСП) информации включает три фундаментальных процесса: кодирование-декодирование источника, кодирование-декодирование канала, модуляция-демодуляция при передаче по каналу (рис. 1).

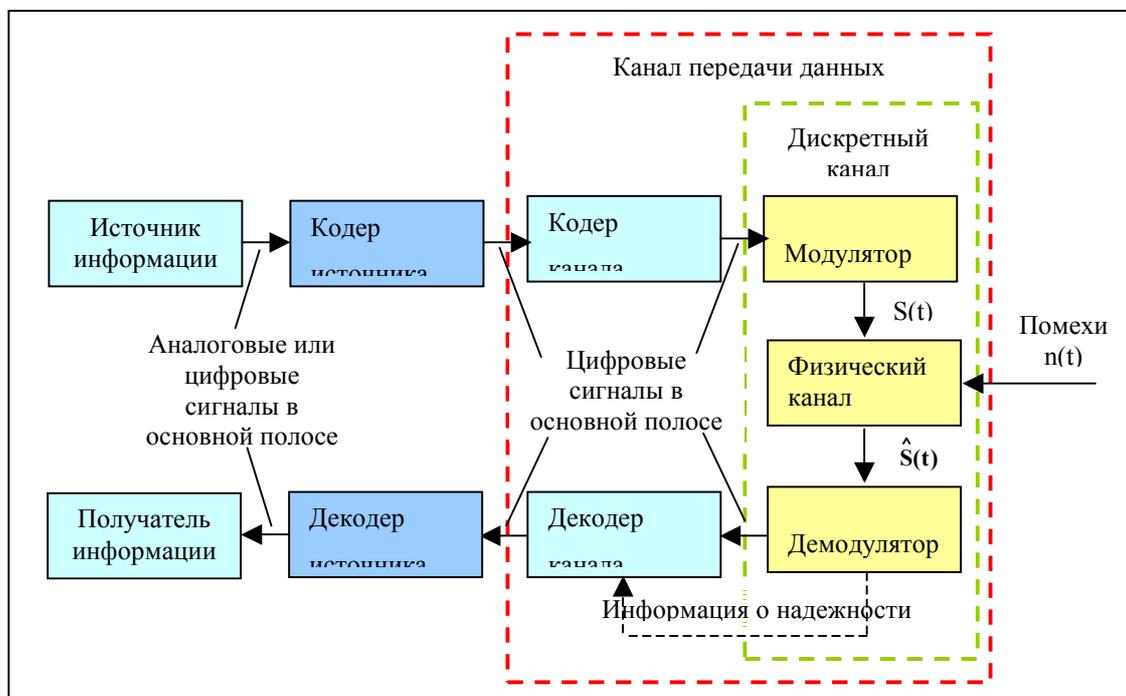


Рис. 1. Обобщенная модель цифровой системы передачи информации

На передающей стороне все виды обработки информационных сообщений служат цели преобразования их в сигналы, наиболее подходящие для передачи по каналу конкретного типа. На приемной стороне производятся обратные операции, направленные на восстановление в исходном виде с минимально возможными искажениями. При этом искажения обусловлены либо неидеальностью процессов прямого – обратного преобразования, либо характеристик канала связи, включая воздействие помех.

Процесс кодирования источника имеет своей главной целью сокращение объема передаваемой информации, то есть снижение требований к таким ресурсам системы, как время передачи, полоса пропускания, объем памяти при обработке или при хранении информации. Кодирование канала используется для исправления ошибок, возникающих при приеме цифрового сигнала из-за действия различных помех и искажений.

Модуляция используется для преобразования сигналов, представленных в исходной полосе частот, в радиосигналы заданной полосы частот, что обеспечивает возможность их передачи по конкретному физическому каналу. Дополнительным свойством сложных видов модуляции является более плотная упаковка данных в частотной области, когда на единицу полосы приходится больше передаваемой информации.

В цифровых системах передачи процесс модуляции-демодуляции можно рассматривать как способ преобразования кода в сигнал и обратно. Конкретный метод модуляции выбирается, исходя из особенностей построения системы, требуемой скорости передачи по предоставленному каналу, заданной вероятности приема (включая возможности системы защиты от ошибок) и пр.

При приеме цифрового сигнала и декодировании переданной информации неизбежно возникают ошибки в отдельных битах или в более обширных фрагментах цифрового потока. В хорошо спроектированной и работающей системе передачи ошибки возникают крайне редко. В противном случае они могут существенно исказить принятое сообщение или вовсе сделать невозможным его использование. Существует достаточно много факторов, каждый из которых может привести к возникновению ошибок в декодированном сигнале. Но чаще всего ошибки вызывает совокупность факторов при том, что отдельно взятые факторы не носят доминирующего характера. Основные категории искажений в системе и конкретные факторы, их порождающие, приведены в табл. 1.

Таблица 1. Категории искажений и порождающие их факторы

Категория искажений	Влияющие факторы	Влияющие факторы
Искажения формы сигнала в виде межсимвольных и квадратурных искажений	Переходная характеристика	Модулятор
	Шаблон формы АЧХ и ФЧХ	Формирующий фильтр
	Линейные искажения	Канал связи, приемник, корректор
	Ограничение полосы	Канал связи, приемник
Фазовые ошибки несущей	Нестабильность частоты	Модулятор, демодулятор
	Неточность квадратуры	Модулятор, демодулятор
	Ошибки при восстановлении несущей	Демодулятор
Дрейф пороговых уровней решающего устройства	Дрейф выходного сигнала демодулятора	Демодулятор
	Дрейф опорного источника	Решающее устройство
	Неточность установки зоны решения	Решающее устройство
Шум	Тепловой шум	Входные каскады радиоприемника
	Шум устройства синхронизации	Шум задающих генераторов или синтезаторов передатчика и приемника, фазовый джиттер восстановленных несущей и тактов
Помехи	Индустриальные помехи	Внешние источники в канале связи, побочный прием
	Эхо-сигналы	Многолучевое отражение, несогласованность кабельных линий
	Сигналы других радио-передающих средств	Передатчики совмещенного канала, внеполосные излучения, побочный прием

Все указанные искажения и факторы так или иначе пересчитываются в эквивалентное случайное изменение уровня принимаемого сигнала в точке решения, то есть в снижение отношения сигнал/шум. Анализ воздействия шумов и помех на передаваемый сигнал, а также методы борьбы с помехами относятся к стержневым вопросам теории и техники передачи информации.

Тольяттинский государственный университет сервиса и
Московский государственный университет сервиса.

Адрес для переписки: **Абрамов Геннадий Николаевич** – д.т.н., профессор,
зав.кафедрой Тольяттинского государственного университета сервиса. E-mail:
yuran_a@mail.ru

ИЗМЕРЕНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОВТОРИТЕЛЕЙ ТОКА

А.И.Зарукин

Повторители электрических сигналов (повторители напряжения ПН и тока ПТ) находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения [1]. На базе повторителей строятся операционные преобразователи, управляемые источники напряжения, тока и др. В частности, для улучшения динамических характеристик интегральных операционных усилителей в качестве входного каскада используются ПТ [2]. На ПТ строятся неинвертирующие сумматоры [3], интеграторы разности двух напряжений [4] и др.

Одним из основных параметров ПТ является его входное сопротивление R , которое весьма мало (менее 1 Ом) в высококачественных ПТ.

В связи с этим встает задача измерения и контроля малых входных сопротивлений ПТ с заданной точностью. В [5] описано приведенное на рис.1 устройство для измерения входного сопротивления ПТ. Здесь вольтметром V измеряется напряжение U_1 , источника входного напряжения, и напряжение на входе ПТ - U_2 . Входное сопротивление ПТ $R = U_2 R_0 / (U_1 - U_2)$. Однако при измерении малых входных сопротивлений высококачественных ПТ требуются селективные микровольтметры. При этом необходимы специальные меры по уменьшению влияния наводок.

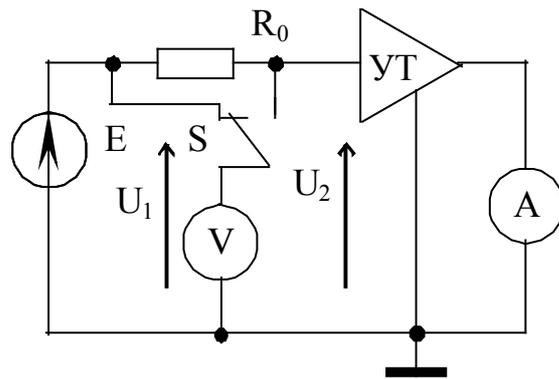


Рис.1

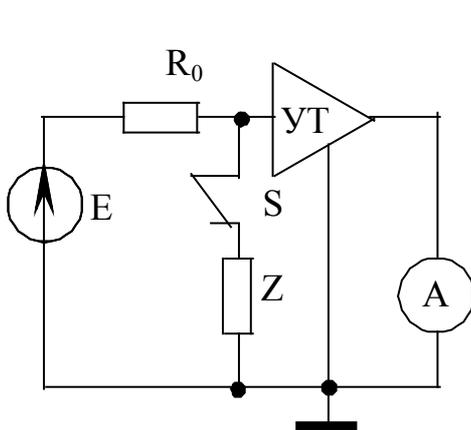


Рис.2

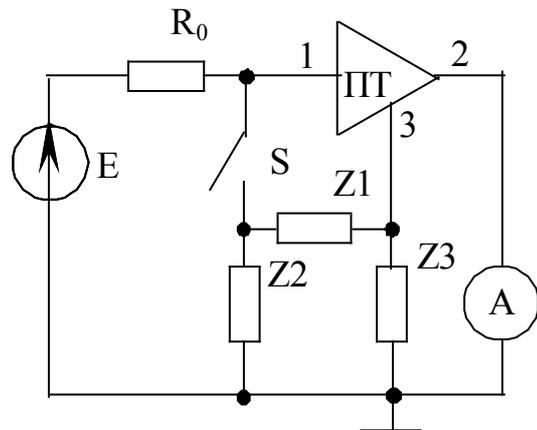


Рис.3

В работе рассмотрены два устройства для измерения входного сопротивления ПТ, схемы которых получены путем дуального преобразования (D - преобразование) [6] исходных схем C_{11} и C_{12} (таблицы), не требующие применения высокочувствительной аппаратуры. На рис. 2 представлена практическая схема устройства для измерения входного сопротивления усилителя (УТ) или повторителя (ПТ) тока, полученная путем D-преобразования. схемы C_{11} для измерения входного сопротивления усилителя напряжения по методу добавочного сопротивления [7].

Входное сопротивление ПТ определяется выражением:

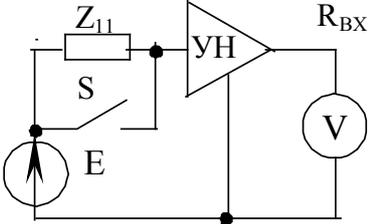
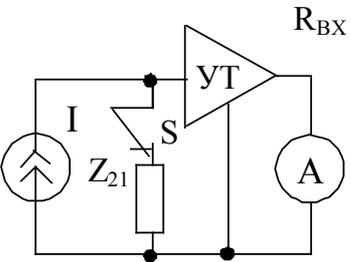
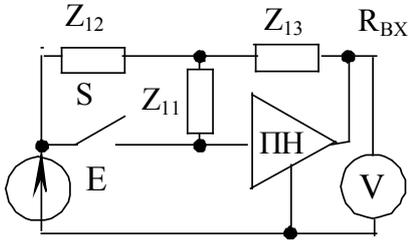
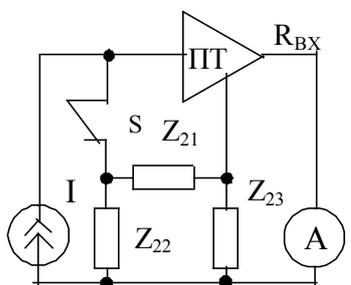
$$R = \frac{Z \left(\frac{I_1}{I_2} - 1 \right) (1 - \delta_1)}{1 - \delta_1}$$

где δ_1 – погрешность измерения:

$$\delta_1 = \frac{\frac{Z}{R_0} \left(\frac{I_1}{I_2} - 1 \right)}{1 - \frac{Z}{R_0} \left(\frac{I_1}{I_2} - 1 \right)},$$

Здесь I_1 – выходной ток ПТ (УТ) при отключенном сопротивлении Z , I_2 , выходной ток ПТ при подключенном сопротивлении. При измерениях необходимо, чтобы отношение $I_1/I_2 \approx 2$ для обеспечения требуемой точности измерений.

Таблица

i	C_{1i}	$C_{2i}=D[C_{1i}]$
1		
2		

Недостатком данного устройства является низкая точность измерения малых входных сопротивлений (менее 0,05 Ом) из-за отсутствия образцовых сопротивлений, сравнимых с входным сопротивлением ПТ.

От этого недостатка свободно устройство, реализованное по схеме С22 (таблицы).

Практическая схема данного устройства приведена на рис.3. Она получена путем D-преобразования схемы C_{12} [8].

Устройство работает следующим образом. Прецизионный резистор Z_1 (аналогично резистору Z см. рис. 2) шунтирует входное сопротивление ПТ. Через прецизионные резисторы Z_1 и Z_3 проходит один и тот же ток, за счет чего на резисторе Z_3 появляется напряжение U . Это напряжение появляется также на входе ПТ и прикладывается к прецизионному резистору Z_2 . Через данный резистор протекает ток, который вызывает

уменьшение выходного тока ПТ измеряемый миллиамперметром. Поэтому в данном устройстве возможен выбор сопротивления резистора Z_2 , намного большего входного сопротивления ПТ (при выполнении условия $Z_1 \ll Z_3$, $Z_2 \ll Z_3$), что позволяет повысить точность измерения за счет применения прецизионных сопротивлений с номинальными значениями существенно большими входного сопротивления ПТ.

Входное сопротивление ПТ определяется выражением:

$$R = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \left(\frac{I_1}{I_2} - 1 \right) (1 + \delta_2) ,$$

При выполнении условий $r = \infty$, $Z_H = 0$, где r – выходное сопротивление ПТ, Z_H – сопротивление нагрузки в выходной цепи ПТ:

$$\delta_2 = \left[\left[\left(\frac{I_2}{I_1 - I_2} - 1 \right) \frac{Z_3 \parallel (Z_1 + Z_2)}{R_0} - \frac{Z_3}{Z_2 \parallel R_0} \right] (1 - K) - \frac{Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \frac{Z_2}{R_0} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_3} \right) - \frac{1}{R_0} \frac{I_1}{I_2} \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \right] / \left[1 + \frac{Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \frac{Z_2}{R_0} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_3} \right) + \frac{Z_3 \parallel (Z_1 + Z_2)}{R_0} (1 - K) \right] \approx - \frac{Z_2}{R_0} ,$$

При измерениях входного сопротивления ПТ устройством рис.3 возможен выбор прецизионных сопротивлений $Z_1 \ll R_0$, $Z_2 \ll R_0$, что обеспечивает минимальные погрешности измерения.

Предлагаемые устройства позволяют измерять входное сопротивление двуполярных ПТ, и однополярных ПТ [1].

Таким образом, с помощью D-преобразования исходных схем получено две схемы устройства для измерения входного сопротивления УТ и ПТ, не требующих наличия высокочувствительной измерительной аппаратуры. Данные эксперимента показывают, что применение устройства рис.3 позволяет существенно расширить диапазон намеряемых входных сопротивлений ПТ в область малых значений.

1. Волгин Л.И., Зарукин А.И. Синтез и схемотехника аналоговых электронных средств в элементном базисе усилителей и повторителей тока / под ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 200с.

2. Полонников Д.Б. Операционные усилители: Принципы построения, схемотехника – М., Энергоатомиздат, 1983. – 216 с.

3. А.С.1101842(СССР). Неинвертирующий сумматор / Л.И. Волгин, А.И. Зарукин, Я.Г. Тетенькин. – Бюл. – 1984. – № 15.

4. А.С.1151996 (СССР). Интегратор разности напряжений / Л.И. Волгин, А.И. Зарукин, Ю.Г. Тетенькин. – Бюл. – 1985. – № 15. Оpubл. в Б.И., 1985, №15.

5. Луговой Г.П., Соболевский К.М. Исследование предельных возможностей построения широкополосных транзисторных повторите

лей импеданса - В кн.: Измерение комплексных проводимостей в физико-химическом эксперименте. Новосибирск; ИАЭ СО АН СССР, 1972. – С.113-130.

6. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти: Издательство Поволжского технологического института сервиса, 2000. – 174с.

7. Грибанов Ю.И. Измерения в высокоомных цепях. – М.-Л.: Энергия, 1967. – 128 с.

8. А.С. 873153 (СССР). Устройство для измерения входного сопротивления и входной емкости повторителя напряжения/ Л.И.Волгин, А.И. Зарукин. – Бюл. – 1981. –№ 38.

Зарукин Александр Игоревич – к.т.н., с.н.с., мл. научный сотрудник НИЛ Ульяновского высшего военно-технического училища (военный институт).
Раб. адрес: 432071, г. Ульяновск, ул. К. Маркса 39а. Раб. тел.(8422) 399461.
Дом. адрес: 432063, г. Ульяновск, ул. Пушкинская 4 кв.116.
Дом. тел. (8422) 322345. E-mail: alects-zarukin@yandex.ru

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

В. В. Кальников, П. А. Панкратов

Построение имитационной модели цифрового линейного тракта (ЦЛТ) позволяет провести необходимые модельные эксперименты для оценки качественных характеристик исследуемой системы цикловой синхронизации (СЦС) цифровой системы передачи информации (ЦСП). Известные [1, 2] имитационные модели ЦЛТ позволяют моделировать одиночные виды ошибок и проскальзывания, что дает возможность исследовать СЦС методом статистических испытаний. Однако известные модели не адекватно отражают статистику ошибок в реальном тракте, так как не позволяют моделировать пакетирование ошибок. Поэтому возникла необходимость построения адекватной имитационной модели ЦЛТ.

Важная составляющая часть имитационной модели – модель источника ошибок. Очевидно, что от корректности её построения зависит выполнение основного требования к модели канала – адекватное отражение основных свойств реальных ЦЛТ.

Имитационная модель ЦЛТ построена с помощью пакета моделирования динамических систем Simulink 4.0 системы MATLAB 6.0. Пример копии экрана блока внесения ошибок имитационной модели ЦЛТ представлен на рисунке.

В качестве модели ошибок при имитационном моделировании ЦЛТ используется стандартный датчик псевдослучайных чисел с равномерным распределением в заданном периоде $(0, T_{\text{ош}}-1)$.

Блок внесения ошибок способен имитировать как одиночные ошибки, так и пачки ошибок случайной длины. Перед моделированием вводятся следующие исходные данные: период внесения ошибки $T_{\text{ош}}$ и максимальная длина пачки ошибок $T_{\text{пош}}$. При этом воспроизводимые в процессе моделирования тактовые интервалы условно разбиваются на одинаковые заданные периоды $T_{\text{ош}}$ (где $T_{\text{ош}}=1/P_{\text{ош}}$, $P_{\text{ош}}$ - вероятность ошибки одиночного символа в ЦЛТ), в пределах которых должны вноситься одиночные ошибки с равномерным распределением в заданном периоде $(0, T_{\text{ош}}-1)$. В начале процедуры внесения ошибок запускается генератор псевдослучайных чисел (ГПСЧ – Matlab Function) и генератор тактовых импульсов (ГТИ - Discrete Pulse Generator). С помощью блока Matlab Function генерируется случайное число $V1$ с равномерным распределением в заданном периоде $[0, T_{\text{ош}}-1]$. Данное случайное число $V1$ является позицией в заданном периоде $[0, T_{\text{ош}}-1]$, начиная с которой будет вноситься одиночная ошибка, либо пачка ошибок.

Переключатель Switch 1 предназначен для запоминания генерируемого случайного числа $V1$. Процесс запоминания случайного числа $V1$ осуществляется следующим образом: при поступлении на управляющий вход переключателя логической 1, обеспечивается проключение сигнала через первый вход Switch 1 на его выход, а при воздействии логического 0 - через второй вход. С помощью замыкания выхода Switch 1 на его второй вход обеспечивается хранение числа $V1$ до прихода на управляющий вход Switch 1 следующей логической 1.

С помощью счетчика Counter 1 обеспечивается установление периода внесения одиночной ошибки $[0, T_{\text{ош}}-1]$ с помощью подсчета тактовых импульсов, генерируемых ГТИ. Максимальное значение счета устанавливается равным $T_{\text{ош}}-1$. Текущее значение счетчика с счетного выхода Cnt поступает на устройство сравнения (Relation Operator). С выхода устройства запоминания случайного числа Switch 1 на другой вход устройства сравнения поступает число $V1$. При совпадении сравниваемых чисел на выходе устройства сравнения формируется сигнал управления (импульс логической единицы) внесения ошибки в текущий символ цифрового сигнала ЦЛТ. Единичный импульс с выхода устройства сравнения поступает на установочный вход S триггера RS, который устанавливается в единичное состояние. При этом внесение ошибки в текущий символ цифрового сигнала ЦЛТ будет производиться в течение нахождения триггера RS в единичном состоянии.

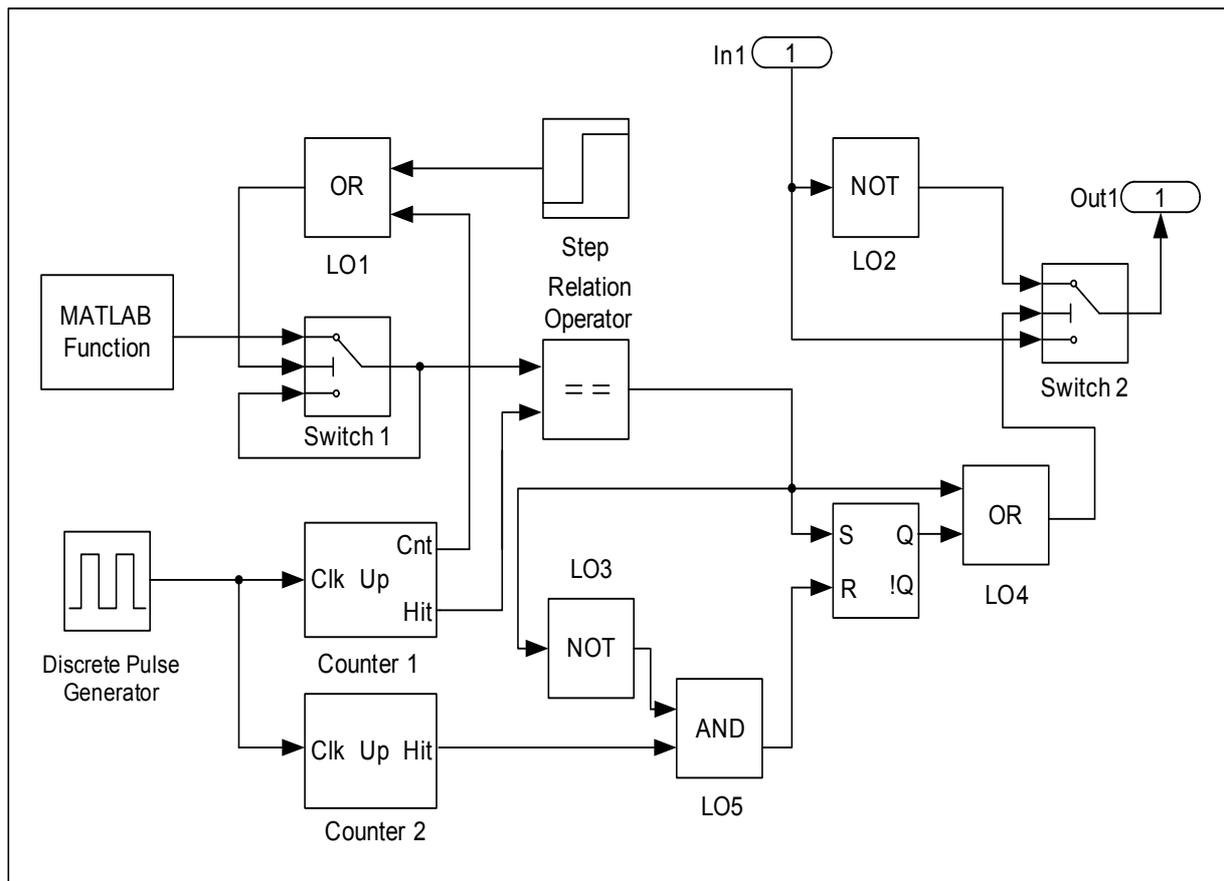


Рис. Пример копии экрана блока внесения ошибок имитационной модели ЦЛТ

С помощью счетчика Counter 2 устанавливается максимальная длительность пачки ошибок $T_{\text{пош}}$. Случайность величины длительности пачки ошибок обеспечивается случайностью состояния счетчика Counter 2 в момент начала внесения ошибки (пачки ошибок), т.к. счётчик Counter 2 настроен на непрерывный счёт тактовых импульсов, генерируемых ГТИ. Счётчик Counter 2 считает тактовые импульсы до момента $T_{\text{пош}}-1$, и при достижении этого значения на его выходе Hit формируется логическая 1, которая подается на вход сброса R триггера RS и сбрасывает его, тем самым, завершая формирование сигнала управления внесения ошибки (пачки ошибок).

Сигналы с выходов RS триггера и устройства сравнения, через логический оператор OR (LO4), управляют переключателем Switch 2. На его первый вход поступает последовательность импульсов цифрового сигнала, инвертированная с помощью логического оператора NOT (LO2), а на второй вход – неинвертированная исходная последовательность импульсов цифрового сигнала. Под управлением сигналов с выхода триггера осуществляется внесение ошибок в последовательность импульсов цифрового сигнала поступающей на вход блока внесения

ошибок с помощью инверсии текущего символа (пачки символов). При достижении счетчика Counter 1 максимального состояния счета $T_{\text{ош}}-1$ на его выходе Hit формируется единичный импульс, который управляет переключателем Switch 1, подготавливая его к записи очередного случайного числа $V1$, генерируемого в начале очередного периода внесения ошибки $T_{\text{ош}}-1$.

Логический оператор LO1 (OR) и источник одиночного перепада Step предназначены для формирования сигнала управления переключателем Switch 1 в начале работы блока внесения ошибок. Логический оператор LO3 (NOT) и LO5 (AND) предназначены для устранения ситуации одновременного формирования управляющих сигналов на входах RS триггера, в результате чего может возникнуть ситуация не внесения ошибки в необходимый момент времени (определяемый сгенерированным случайным числом $V1$). Входом блока внесения ошибки является In1, а выходом - Out1.

Литература

1. Тимошкин А.И., Панков В.Л., Крюков А.Н. Имитационное моделирование на ЭВМ СЦС унифицированных ЦСП // Компьютерные методы исследования проблем теории и техники передачи дискретных сигналов по радиоканалам: Тезисы докладов I Всесоюзной НТК ВНТОРЭС им. А.С. Попова. - М.: Радио и связь, 1990. - С. 41.

2. Кальников В.В., Ташлинский А.Г. Имитационная модель систем цикловой синхронизации с параллельным и рециркулярным поиском синхросигнала. - Ульяновск: УФВУС, 2002. - 32 с. - Деп. в ЦВНИ МО РФ 02.10.02. № Б4900.

Кальников Владимир Викторович – к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций Ульяновского государственного технического университета, Служебный адрес: 432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ, каф. ТК. Тел. (8-8422)439082. E-mail: kvvik@bk.ru

Панкратов Павел Александрович – адъюнкт Ульяновского высшего военного училища связи.

ГРАФИЧЕСКИЙ ВЫВОД СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ВЫРАЖЕНИЙ ДЛЯ СИМВОЛЬНОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

Т. П. Камедин, В. В. Филаретов

Схемно-алгебраические формулы (САФ) выделения многополюсников введены в [1] для символьного анализа линейных электронных цепей. САФ содержат как символы (параметры и

переменные) и арифметические операции с ними (умножение, сложение, вычитание и деление), так и многополюсники (подсхемы) и операции с ними (схемный определитель, умножение схемного определителя на символ). САФ формируются путем выделения элементов схемы замещения многополюсника, поэтому они не содержат дублирующих пар слагаемых с противоположными знаками.

САФ применяются многократно для различных схем, многополюсников и подсхем. Это дает возможность сэкономить время анализа, а также получить более компактные выражения, поскольку в САФ уже сгруппированы сомножители. Наибольший эффект удастся получить при использовании САФ для многополюсников, содержащих одинаковые элементы, например, в многофазных системах. В этом случае группирование слагаемых приводит к значительному сокращению числа арифметических операций.

Применение САФ дает эффективный способ получения численно-аналитических выражений для искомых схемных функций и откликов цепи, поскольку схемные определители многополюсников, содержащиеся в САФ, могут быть получены численным решением соответствующих уравнений или с помощью известных программ численного анализа. Это экономичнее, чем получение численно-аналитических выражений на основе символьных выражений.

Изложенные достоинства САФ свидетельствуют о необходимости автоматизации их получения. Для этого предлагается программа CIRTRF, которая является модификацией программы CIRMUL [2] и предназначена для получения схемно-алгебраических выражений схемных определителей и символьных выражений откликов. При этом поддерживаются имена и формат рабочих файлов, а также файла конфигурации программы CIRSWM.

Параметры всех элементов схемы представляются в символьной форме. Предусматривается использование в схеме многополюсников с числом полюсов от двух до девяти. Это обеспечивается включением оператора X или S (*subcircuit* – подсхема). Например, для включения в схему четырехполюсника 1 с внешними узлами 1, 2, 3 и 4 достаточно выделить соответствующие строки *sig*-файла дополнительными строками «X1 1 2 3 4 и .X1. В отличие от программы CIRSWM программой CIRTRF не проводится бисекция схем и выполняется первоочередное выделение параметров элементов, внешних по отношению к многополюснику. При этом в конце подвыражений оказываются сомножители, начинающиеся с символа X , которые соответствуют многополюснику с разомкнутыми полюсами (например, X1234), замкнутыми некоторыми или всеми его полюсами, а также этому многополюснику с подсоединенными к его полюсам неудаляемых управляемых источников (НУИ). Таким образом, получается схемно-

алгебраическое выражение, в котором присутствуют цифровые коды многополюсника. Использование правил перехода от кодов многополюсников к обычным схемно-алгебраическим выражениям иллюстрируются рассмотренными ниже примерами, обязательное при использовании программы CIRMUL, становится необязательным в случае применения программы CIRTRE.

Выделение всех параметров двух взаимно связанных катушек индуктивности. Цепь с индуктивной связью и ее схема замещения показаны на рис. 1.

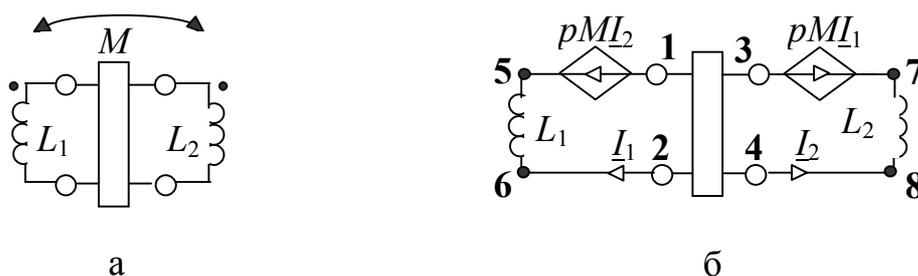


Рис. 1. Цепь с взаимной индуктивностью (а) и ее схема замещения (б)

Исходный файл для программы CIRMUL приводится ниже (для краткости записи строки сг-файла, соответствующие элементам схемы, записаны в виде одной строки):

```
Взаимно связанные катушки L1 5 6 1 L2 7 8 1 H 1 5 4 8 1 H 3 7 2 6 1
S 1 2 3 4 .END
```

Здесь $H=pM$ – сопротивление взаимной индуктивности. Параметрам схемы для краткости присвоены единичные значения.

Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

```
Z1=p*L1; Z2=p*L2;
detan= -H*H*S1234+S1234{H[1243]}+S1234{H[3421]}+Z1*(Z2*(S1234)+
S1233)+Z2*(S1134)+S1133;
```

Первое слагаемое выражения \detan содержит параметр четырехполюсника с разомкнутыми полюсами (все цифры кода различные), а последнее – с замкнутыми полюсами 1 и 2, 3 и 4, поскольку цифры, соответствующие этим полюсам, в коде S1133 попарно одинаковые. Второе слагаемое \detan соответствует подсоединению к четырехполюснику НУИ с параметром H , генератор которого направлен от узла 1 к узлу 2, а приемник – от узла 4 к узлу 3. Аналогично этому третье слагаемое \detan соответствует подсоединению к четырехполюснику НУИ с параметром H , генератор которого направлен от узла 3 к узлу 4, а приемник – от узла 2 к узлу 1. Коды S1233 и S1134 четырехполюсника соответствуют закорачиванию полюсов 3 и 4, 1 и 2. Запишем выражение \detan в схемно-алгебраическом виде

$$\begin{aligned}
 \left| \begin{array}{c} \overleftrightarrow{M} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ L_1 \quad \text{---} \quad L_2 \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| &= (p^2(L_1L_2 - M^2)) \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \\
 &+ pM \left(\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| \right) + \\
 &+ pL_1 \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + pL_2 \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right|. \quad (1)
 \end{aligned}$$

Для автоматизированного получения графического отображения схемно-алгебраического выражения (1) используется программа расчета CIRTRE в сочетании с новой версией программы SCAD [3], содержащей модуль VSC (Visual Sub Circuit). Данный модуль позволяет сохранять результат в формате HTML. Для нашего примера результат представлен ниже

$$\begin{aligned}
 \left| \begin{array}{c} \overleftrightarrow{M} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ L_1 \quad \text{---} \quad L_2 \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| &= (p^2(L_1L_2 - M^2)) \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & & & \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array} + \\
 &+ pM \left(\begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & & & \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & & & \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array} \right) + \\
 &+ pL_1 \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & & & \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array} + pL_2 \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & & & \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline & & & 1 \\ \hline \end{array}. \quad (1.1)
 \end{aligned}$$

Исходный текст для расчетной программы CIRTRE, должен быть представлен следующим образом:

X1 1 2 3 4 L1 5 6 1 L2 7 8 1 H 1 5 4 8 1 H 3 7 2 6 1 .X .END

Здесь «X1» – начало подсхемы № 1 (номер подсхемы также указывается на её графическом представлении, наряду с номерами внешних узлов), затем следует участок кода идентичный коду входного файла CIRMUL, после чего «X» закрывает подсхему.

В отличие от CIRMUL, в CIRTRE предусматривается иерархическое вложение подсхем (подсхема в подсхеме), это позволяет рассчитывать более сложные схемы и делает графический вывод результата необходимой нормой.

Модуль VSC (Visual Sub Circuit) встраивается в графическую оболочку Scad, и работает с выходным файлом программы CIRTRE, преобразуя его в HTML документ, содержащий удобные для восприятия графические отображения подсхем. Этот формат также удобен тем, что для его просмотра не требуются никаких специальных программ, и он может быть сразу же опубликован в Интернете.

Таким образом, с помощью программы CIRTRE могут быть получены САФ для произвольных линейных многополюсников и подсхем. Автоматизированную свертку САФ, учитывающую повторяющиеся параметры многополюсника, можно выполнить, например, используя математическую систему Maple [2,3].

Литература

1. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // *Электричество*.– 2003.– № 6.– С. 52–65.

2. Курганов С.А., Филаретов В.В. Автоматизированное построение схемно-алгебраических формул выделения многополюсников//Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН–2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т.3.– С. 85–95.

3. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Компьютерная система SCAD символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей// Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 3–10.

4. Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5.– М.: Солон, 1998.– 399 с.

Камедин Тимофей Павлович – студент факультета информационных систем и технологий (группа ИСТд–32) Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ). E-mail: Tima_ne_@mail.ru.

СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ ОБЪЕДИНЕНИЯ СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ФОРМУЛ ПОДСХЕМ

Ф.А. Королев, С.А. Курганов, В.В. Филаретов

Иерархический анализ электрических цепей путем объединения подсхем, так называемый восходящий анализ, является наиболее эффективным средством исследования сложных цепей, поскольку позволяет получить самые компактные формулы (в виде последовательности подвыражений) и требует рассмотрения значительно меньшего числа подсхем по сравнению с иерархическим методом бисекции (нисходящим анализом). Объединение подсхем основано на передаточных функциях [1, 2, 3], схемных минорах [4] и Д-деревьях [5]. Методы на основе передаточных параметров – многомерных эквивалентных генераторов [2], многократных алгебраических дополнений [1] и схемно-алгебраической редукции [3] – формируют символьные функции с многочисленными операциями деления, которые дают большую численную погрешность при анализе плохо обусловленных схем, поскольку в этом случае знаменатель (определитель схемы) стремится к нулю [6].

Уменьшить число делений до одной операции позволяют методы схемных миноров и Д-деревьев. Однако в диакоптических формулах по методу схемных миноров содержатся взаимно сокращающиеся слагаемые (дубликации), что снижает точность расчетов [7]. Не содержат взаимно сокращающихся слагаемых формулы по методу Д-деревьев, но только для пассивных цепей с двухполюсными элементами. Для активных цепей этот метод дает взаимно сокращающиеся слагаемые, поскольку использует унисторную модель источника тока, управляемого напряжением (ИТУН), которая содержит четыре элемента с одним и тем же параметром, но взятым с различными знаками. Другим недостатком метода Д-деревьев является существенное ограничение на элементный состав анализируемой цепи – он не допускает управляемые источники (УИ), кроме ИТУН.

В настоящей работе предлагается метод объединения подсхем, содержащих произвольные линейные элементы, в том числе все типы УИ и идеальные операционные усилители. Метод основан на схемно-алгебраических формулах (САФ). САФ представляют собой гибридные функции, которые содержат как алгебраические выражения, так и схемные миноры некоторого вспомогательного многополюсника. (Схемные миноры – это определители многополюсника с подключенными генераторами (ГНУИ) и приемниками (ПНУИ) неудаляемого управляемого источника (НУИ) [4]). Вспомогательный многополюсник (ВМ) имеет такое же число полюсов, как и подсхема, и подключается ко всем ее полюсам. Полученная таким образом схема, содержащая анализируемую подсхему и ВМ,

является исходной для построения САФ, которая формируется путем последовательного выделения всех элементов подсхемы. При этом образуются схемные миноры ВМ (определители ВМ с подключенными ГНУИ и ПНУИ), которые отличаются от схемных миноров подсхемы, поскольку в последних ГНУИ и ПНУИ подключены не к ВМ, а к самой подсхеме.

САФ на основе схемных миноров ВМ предлагается использовать в иерархическом попарном объединении подсхем. Объединение подсхем проводится путем проверки совместимости схемных миноров ВМ. При этом следует учитывать, что схемный минор ВМ первой подсхемы может быть совместим с несколькими схемными минорами второй подсхемы. Совместимые схемные миноры ВМ образуют САФ объединенной подсхемы или искомым определитель (если объединение завершающее), который равен сумме (с учетом знака) произведений алгебраических выражений перед соответствующими схемными минорами ВМ.

Полученное с помощью метода объединения подсхем на основе САФ символьное выражение определителя не содержит взаимно сокращающихся слагаемых, поскольку метод выделения элементов, который используется для получения САФ не допускает в диакоптических формулах схемно-алгебраических слагаемых с одинаковым набором элементов – каждое слагаемое имеет свой набор элементов в силу бинарного свойства формул выделения элементов.

Рассмотрим подробнее предлагаемый схемно-алгебраический метод объединения подсхем.

Построение схемно-алгебраических формул подсхем. В качестве базы для построения схемно-алгебраических формул (САФ) будем использовать неавтономные подсхемы, несвязанные между собой управляемыми источниками. Из исходных подсхем (рис. 1,а) неавтономные подсхемы получаются путем вынесения независимых источников, а также приемников напряжения и тока во вспомогательные многополюсники (рис. 1,б,в) или путем их нейтрализации (рис. 2,а,б) – при нахождении знаменателя отклика. В первом случае (рис. 1,б,в) число полюсов подсхем увеличивается на удвоенное число независимых источников и приемников напряжения и тока. Во втором случае (рис. 2,а,б) число полюсов подсхем остается неизменным.

Для получающихся таким образом неавтономных подсхем построение САФ рассмотрено в [8]. Алгоритм построения состоит, как уже отмечалось, в последовательном выделении всех элементов подсхемы. При этом ВМ остается без изменения, а на его полюсах появляются, как результат выделения элементов подсхемы, ГНУИ и ПНУИ. Таким образом образуются схемные миноры ВМ, которые входят в состав САФ в виде сомножителей, другими сомножителями являются целые рациональные выражения, содержащие параметры элементов подсхемы.

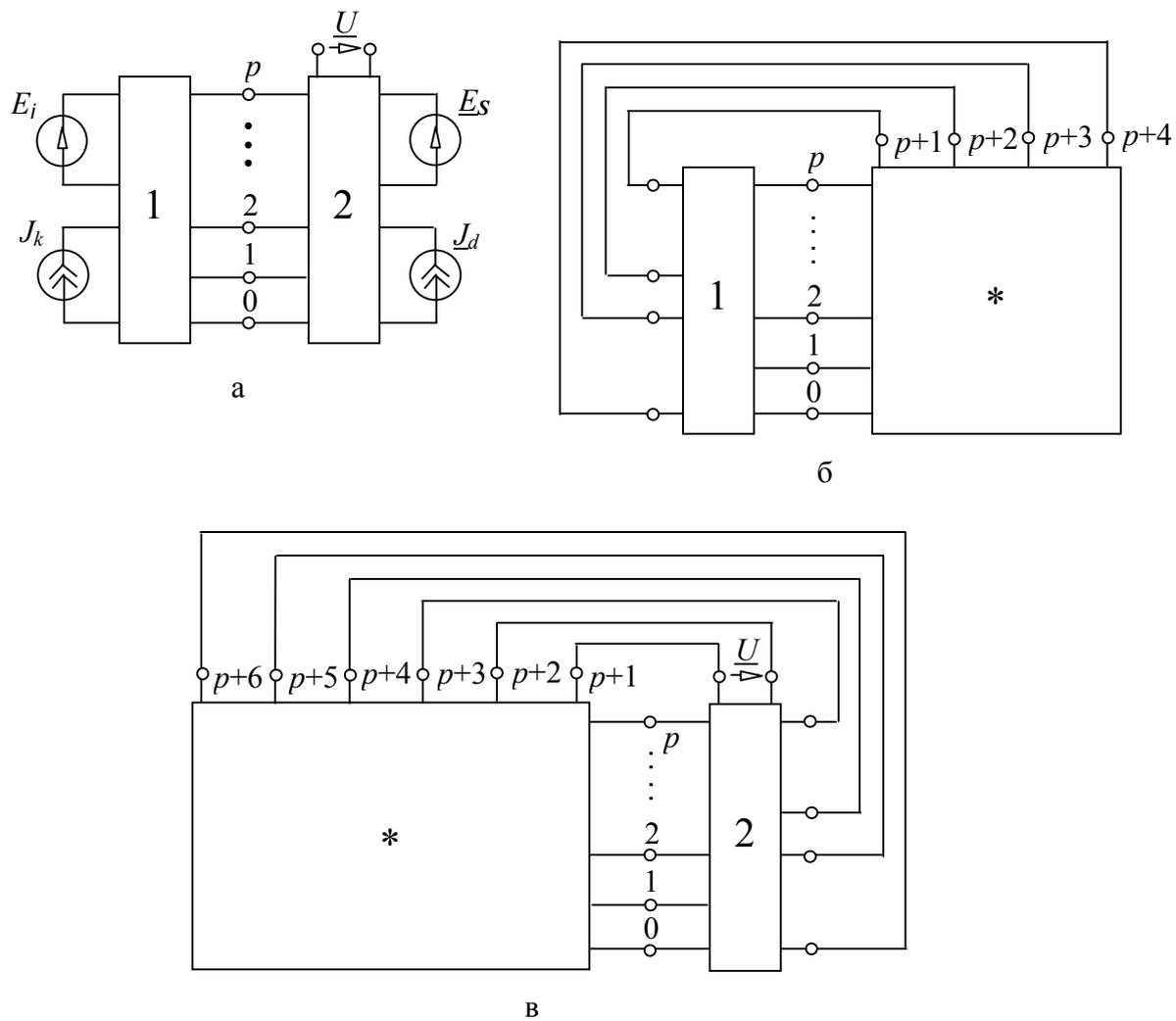


Рис. 1. Исходная схема (а) и схемы замещения (б, в) для построения единых САФ числителя и знаменателя искомого отклика (знаком * обозначен ВМ)

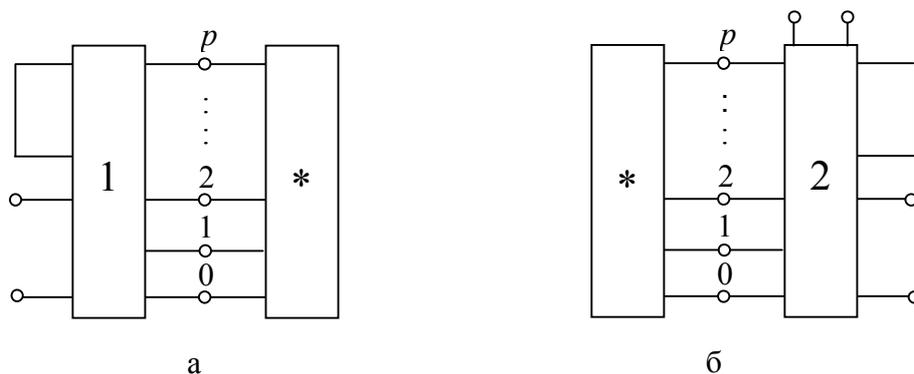


Рис. 2. Исходные схемы для построения САФ (применительно к знаменателю отклика) первой (а) и второй (б) подсхем

Перечисление слагаемых САФ. Сложность САФ n -полюсной подсхемы определяется числом схемных миноров ВМ. Максимальное

число схемных миноров ВМ может быть определено как сумма возможных вариантов подключения к ВМ k ($k = 0, 1, \dots, n-1$) НУИ. Число вариантов подключения k НУИ находится как квадрат числа вариантов подсоединения ГНУИ (ПНУИ), поскольку варианты подключения ГНУИ и ПНУИ не зависят друг от друга, а число ГНУИ равно числу ПНУИ. Число вариантов подключения k ГНУИ (ПНУИ) распределяется между различными композициями числа k (способами подсоединения k ГНУИ (ПНУИ)). Эти композиции для $k = 2, 3 \dots 6$ показаны в табл. 1. Каждая композиция состоит из определенного числа компонент, которое указано в скобках рядом с композицией. Компонента определяет количество элементов (ГНУИ или ПНУИ), которые образуют связное соединение.

Таблица 1. Композиции k элементов (ГНУИ или ПНУИ), подключаемых к схемному минору (СМ)

Число k элементов в СМ	2	3	4	5	6
Число композиций	2	3	5	7	11
Число элементов в каждой компоненте (Число компонент в композиции)	2(1) 1+1(2)	3(1) 2+1(2) 1+1+1(3)	4(1) 3+1(2) 2+1+1(3) 1+1+1+1(4) 2+2(2)	5(1) 4+1(2) 3+1+1(3) 2+1+1+1(4) 1+1+1+1+1(5) 3+2(2) 2+2+1(3)	6(1) 5+1(2) 4+1+1(3) 3+1+1+1(4) 2+1+1+1+1(5) 1+1+1+1+1+1(6) 4+2(2) 3+2+1(3) 2+2+2(3) 2+2+1+1(4) 3+3(2)

Число схемных миноров ВМ, соответствующих одной композиции, находится как произведение числа зависимых событий выборки различных компонент, составляющих данную композицию. События являются зависимыми, поскольку выборка каждой компоненты из композиции уменьшает число элементов для выборки последующей компоненты. Число вариантов выборки компоненты определяется как число сочетаний из n по $(m+1)$

$$C_n^{m+1} = n! / ((m+1)!(n-m-1)!), \quad (1)$$

если $n \geq m+1$, иначе $C_n^{m+1} = 0$, где m – число элементов в компоненте, а $(m+1)$ – число узлов в компоненте.

При наличии в композиции одинаковых компонент, например в количестве p , необходимо учитывать число возможных перестановок $p!$,

которые приводят к повторению одних и тех же вариантов подключения ГНУИ (ПНУИ). Для исключения таких повторений следует разделить полученное для данной композиции число вариантов на указанное число перестановок.

Формулы для расчета числа вариантов подключения k элементов (ГНУИ или ПНУИ) к n -полюснику, полученные с помощью изложенных положений и табл. 1, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Формулы для определения числа вариантов подключения k элементов (ГНУИ, ПНУИ или закороток) к n -полюснику

k	Формула для числа вариантов подключения k элементов
0	$T_0 = 1$
1	$T_1 = C_n^3$
2	$T_2 = C_n^3 + \frac{1}{2!} C_n^2 C_{n-2}^2$
3	$T_3 = C_n^4 + C_n^3 C_{n-3}^2 + \frac{1}{3!} C_n^2 C_{n-2}^2 C_{n-4}^2$
4	$T_4 = C_n^5 + C_n^4 C_{n-4}^2 + \frac{1}{2!} C_n^3 C_{n-3}^2 C_{n-5}^2 + \frac{1}{4!} C_n^2 C_{n-2}^2 C_{n-4}^2 C_{n-6}^2 + \frac{1}{2!} C_n^3 C_{n-3}^3$
5	$T_5 = C_n^6 + C_n^5 C_{n-5}^2 + \frac{1}{2!} C_n^4 C_{n-4}^2 C_{n-6}^2 + \frac{1}{3!} C_n^3 C_{n-3}^2 C_{n-5}^2 C_{n-7}^2 +$ $+ \frac{1}{5!} C_n^2 C_{n-2}^2 C_{n-4}^2 C_{n-6}^2 C_{n-8}^2 + C_n^4 C_{n-4}^2 + \frac{1}{2!} C_n^3 C_{n-3}^3 C_{n-6}^3$
6	$T_6 = C_n^7 + C_n^6 C_{n-6}^2 + C_n^5 C_{n-5}^2 C_{n-7}^2 + \frac{1}{3!} C_n^4 C_{n-4}^2 C_{n-6}^2 C_{n-8}^2 +$ $+ \frac{1}{4!} C_n^3 C_{n-3}^2 C_{n-5}^2 C_{n-7}^2 C_{n-9}^2 + \frac{1}{6!} C_n^2 C_{n-2}^2 C_{n-4}^2 C_{n-6}^2 C_{n-8}^2 C_{n-10}^2 + C_n^5 C_{n-5}^3 +$ $+ C_n^4 C_{n-4}^3 C_{n-7}^2 + \frac{1}{3!} C_n^3 C_{n-3}^3 C_{n-6}^3 + \frac{1}{2!2!} C_n^3 C_{n-3}^3 C_{n-6}^2 C_{n-8}^2 + \frac{1}{2!} C_n^4 C_{n-4}^4$

Число схемных миноров ВМ для n -полюсника определяется в соответствии с изложенной выше методикой по формуле:

$$N_n = \sum_{k=0}^{n-1} T_k^2, \quad (2)$$

где T_k – число вариантов подключения k элементов (ГНУИ или ПНУИ) к n -полюснику, причем $T_0, T_1 \dots T_{n-2}$ рассчитываются по табл. 2, а $T_{n-1} = 1$.

Результаты подсчета схемных миноров ВМ для $n = 3, 4 \dots 8$ сведены в строку 4 табл. 3.

Таблица 3. Сравнение числа слагаемых в различных диакоптических формулах

Число полюсов, n	3	4	5	6	7	8
Д-деревьев	6	23	104	537	3100	19693
Схемных миноров подсхемы, S_n	6	20	70	252	924	3432
Схемных миноров ВМ	11	87	952	13513	250833	5016728
Схемных миноров ВМ для пассивной подсхемы, V_n	5	15	52	203	877	4140

В этой же таблице (табл. 3) приведены для сравнения сведения о количестве Д-деревьев (вторая строка) и схемных миноров подсхемы (третья строка). Как видно, максимальное число схемных миноров ВМ больше, чем число Д-деревьев. Однако для реальных подсхем число схемных миноров ВМ в несколько раз меньше их максимального количества, при этом, чем больше полюсов у подсхемы, тем меньшая доля от соответствующего максимального числа схемных миноров ВМ является ненулевой. Так, для трехполюсного транзистора и четырехполюсной схемы взаимоиндуктивности число схемных миноров ВМ равно 6-ти вместо 11-ти и 87-ми в соответствии со строкой 4 в табл. 3, для трехполюсного гиратора и четырехполюсного идеального трансформатора – 4-м, для трехполюсного идеального конвертора – 2-м, для четырехполюсного операционного усилителя 3-м и т.д. [8].

Максимальное число схемных миноров ВМ также значительно больше, чем число схемных миноров подсхемы (третья строка табл. 3). Однако схемные миноры подсхемы в отличие от схемных миноров ВМ используются в диакоптических формулах в полном составе, указанном в строке 3 табл. 3.

Следует обратить внимание, что для пассивных цепей, содержащих двухполюсные элементы, максимальное число схемных миноров ВМ (строка 5 в табл. 3) меньше, чем число Д-деревьев. Это объясняется тем, что для пассивных многополюсников схемные миноры ВМ не содержат ГНУИ и ПНУИ, а содержат только закоротки. Число таких схемных миноров подсчитывается по формуле, содержащей те же составляющие, что и выражение (2):

$$N_n = \sum_{i=0}^{n-1} T_i. \quad (3)$$

Такой же результат для числа схемных миноров ВМ применительно к подсхемам с пассивными двухполюсными элементами может быть получен по более простой – рекуррентной формуле

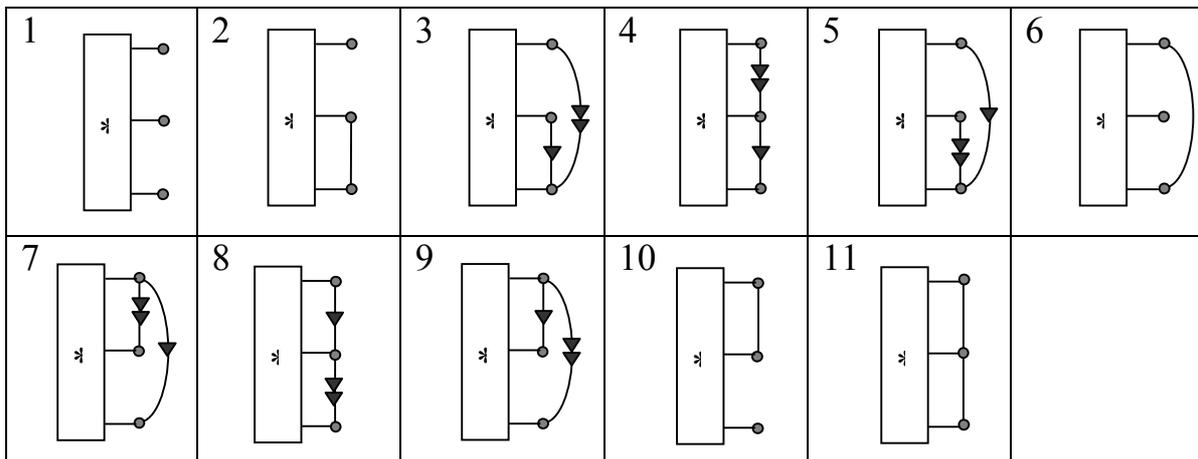
$$N_n = 1 + \sum_{i=0}^{n-2} C_{n-1}^i N_{n-i-1}, \quad (4)$$

где число сочетаний C_{n-1}^i вычисляется по формуле, аналогичной (1).

Число схемных миноров ВМ для пассивных цепей с двухполюсными элементами меньше также числа схемных миноров подсхемы, содержащей 3...7 полюсов. Однако при 8-ми полюсах (и более) схемных миноров подсхемы становится меньше, чем схемных миноров ВМ, поскольку при росте числа полюсов число схемных миноров ВМ для пассивной подсхемы S_n растет быстрее, чем число схемных миноров подсхемы V_n . Действительно, коэффициент роста числа схемных миноров ВМ при увеличении числа полюсов на единицу увеличивается от $S_4/S_3 = 3.33$ до $S_8/S_7 = 3.70$, а аналогичный коэффициент для схемных миноров ВМ для пассивной подсхемы возрастает от $V_4/V_3 = 3.00$ до $V_8/V_3 = 4.72$.

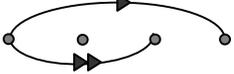
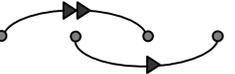
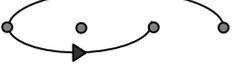
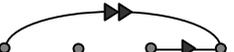
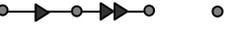
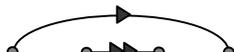
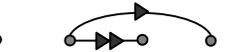
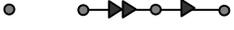
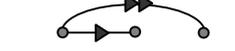
Для иллюстрации формулы (2), предназначенной для перечисления схемных миноров ВМ, приведем в табл. 4 все 11 схемных миноров ВМ для трехполюсной подсхемы. При этом ПНУИ представим увеличенной стрелкой, а ГНУИ – двойной стрелкой. Расположим схемные миноры ВМ в табл. 4 в порядке, соответствующем их подсчету по формуле (2).

Таблица 4. Схемные миноры ВМ для трехполюсной подсхемы



В табл. 5 также для иллюстрации приведем все 87 схемных миноров ВМ для четырехполюсной подсхемы, при этом с целью экономии места вспомогательный многополюсник изображать не будем. Среди этих схемных миноров ВМ один (под номером 1) без НУИ, 36 (с номерами 2...37) – с одним НУИ, 49 (с номерами 38...86) с двумя НУИ и один (последний) – с тремя НУИ.

Таблица 5. Схемные миноры ВМ для четырехполюсной подсхемы

1		2		3	
4		5		6	
7		8		9	
10		11		12	
13		14		15	
16		17		18	
19		20		21	
22		23		24	
25		26		27	
28		29		30	
31		32		33	

Продолжение табл. 5

34		35		36	
37		38		39	
40		41		42	
43		44		45	
46		47		48	
49		50		51	
52		53		54	
55		56		57	
58		59		60	
61		62		63	
64		65		66	

67		68		69	
70		71		72	
73		74		75	
76		77		78	
79		80		81	
82		83		84	
85		86		87	

После завершения рассмотренного выше этапа перечисления схемных миноров ВМ и формирования САФ подсхем, выполняется второй этап предлагаемого метода – этап объединения подсхем.

Объединение подсхем на основе САФ. Объединение подсхем осуществляется путем проверки попарной совместимости схемных миноров ВМ, принадлежащих объединяемым подсхемам. При этом каждый схемный минор ВМ первой подсхемы проверяется на совместимость с каждым схемным минором ВМ второй подсхемы. Для этого создается объединенный схемный минор ВМ, который получается на базе одного (если объединение промежуточное, то он может содержать несколько ВМ) из двух схемных миноров ВМ путем замены одного вспомогательного многополюсника на его эквивалентную нулляторную (содержащую ГНУИ и ПНУИ) схему из другого схемного минора ВМ. Если полученный объединенный схемный минор не вырожден, то он входит в САФ объединенной подсхемы, причем с коэффициентом (в виде

целого рационального выражения), равным произведению коэффициентов исходных схемных миноров ВМ.

Если объединение подсхем является завершающим, то объединенный схемный минор не содержит ни одного вспомогательного многополюсника, все они замещаются на нулловые схемы замещения. В этом случае значение схемного минора равно ± 1 или 0. В результате схемно-алгебраическая формула преобразуется к алгебраической и определитель равен сумме (с учетом знака) произведений алгебраических коэффициентов совместных схемных миноров ВМ.

Максимальное количество слагаемых в этой сумме или число схемных миноров ВМ объединенной подсхемы можно оценить путем анализа совместимости схемных миноров ВМ подсхем с различным числом полюсов. Для этого проверим на совместимость схемные миноры ВМ для двух трехполюсных подсхем. Результаты представим в табл. 6. Как видно, число ненулевых слагаемых равно 19. Полученная таблица объединения является симметричной относительно побочной диагонали, поэтому число проверок на вырожденность сокращается до 11.

Таблица 6. Результаты объединения двух трехполюсных подсхем

№ схемного минора ВМ по табл. 4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2		0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
3			0	0	1	0	-1	1	0	1	0
4				0	1	-1	0	1	1	0	0
5					0	0	0	0	-1	1	0
6						0	0	-1	0	1	0
7							0	1	1	0	0
8								0	0	0	0
9									0	0	0
10										0	0
11											0

Определитель схемы, состоящей из двух трехполюсных подсхем, после вынесения за скобки общих множителей принимает вид:

$$\Delta = W_1 W_{11} + W_2 (W_6 + W_7 + W_9 + W_{10}) + W_3 (W_5 - W_7 + W_8 + W_{10}) + \\ + W_4 (W_5 - W_6 + W_8 + W_9) + W_5 (-W_9 + W_{10}) + W_6 (-W_8 + W_{10}) + W_7 (W_8 + W_9),$$

где W_1, W_2, \dots, W_{11} – коэффициенты (целые рациональные выражения) перед схемными минорами ВМ с соответствующими номерами из табл. 4.

Многие из этих коэффициентов, как уже отмечалось, для реальных подсхем равны нулю.

Аналогично может быть построена таблица объединения подсхем, содержащих другое число полюсов.

Пример. Структурная схема активного полосового фильтра изображена на рис. 3. Подсхемы 1 – 4 этой схемы идентичны. Подсхема 1 показана на рис. 4,а, а подсхема 5 – на рис. 4,б. Принципиальная схема этого фильтра, изображенная на рис. 5, содержит 13 идеальных ОУ, 36 резисторов и 8 конденсаторов [9]. Полтора десятилетия эта схема служит «пробным камнем» для алгоритмов построения ССФ [4, 10–15]. При этом формируется передаточная ССФ по напряжению указанной схемы.

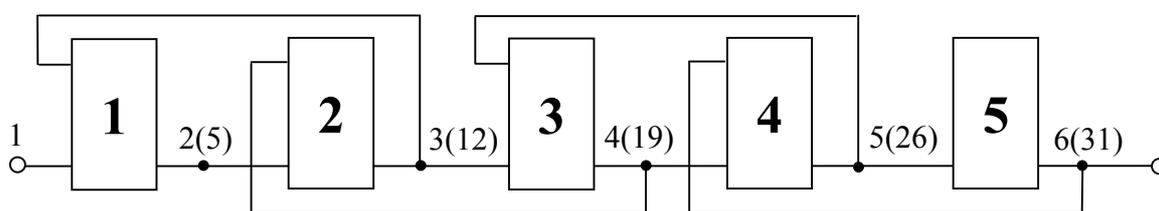


Рис. 3. Деление схемы полосового фильтра на подсхемы

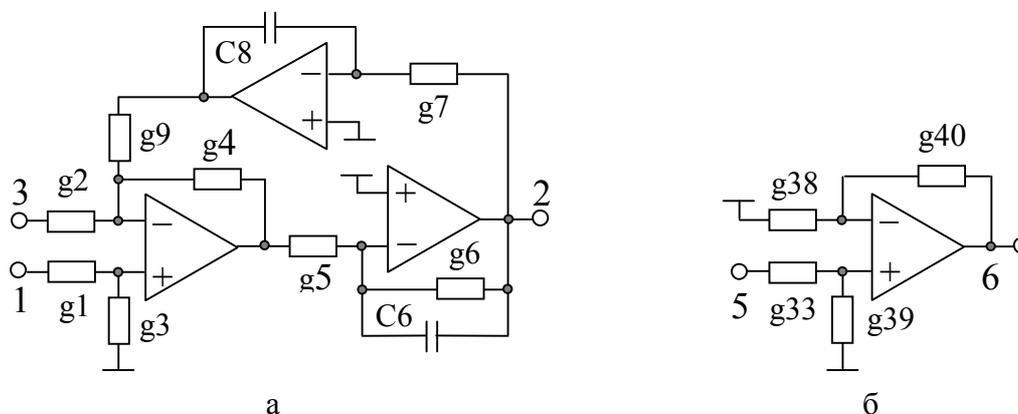


Рис. 4. Подсхемы полосового фильтра

Анализ подсхем полосового фильтра. Нахождение параметров подсхемы с четырьмя внешними узлами будет 10 выражений. Однако наличие идеальных ОУ в самой подсхеме и вне ее позволяет сократить это число. В результате учета идеальных ОУ количество параметров подсхем 1 – 4 уменьшаются до четырех элементов. Подсхема 5 имеет три внешних узла. Учет идеальных ОУ вне и внутри этой подсхемы позволяет сократить число параметров подсхем с четырех до трех.

Для обозначения параметров подсхем используется символ X с двумя цифрами: первая цифра – номер подсхемы, а вторая цифра – порядковый номер параметра подсхемы. Например, подсхему 1 представляют параметры: X11, X12, X13 и X14. Используя метод схемных определителей [8], получаем для 1 – 5 подсхем:

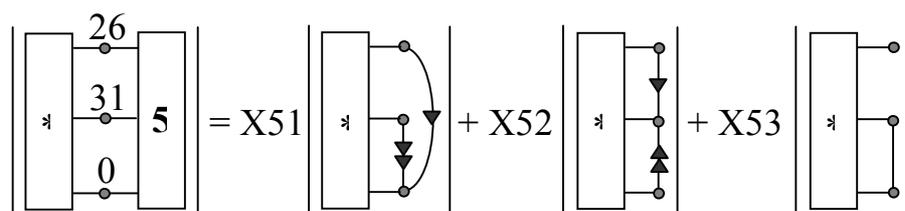
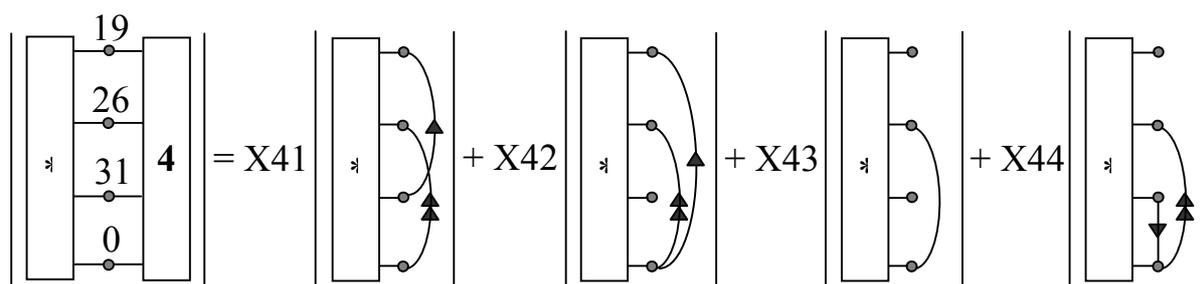
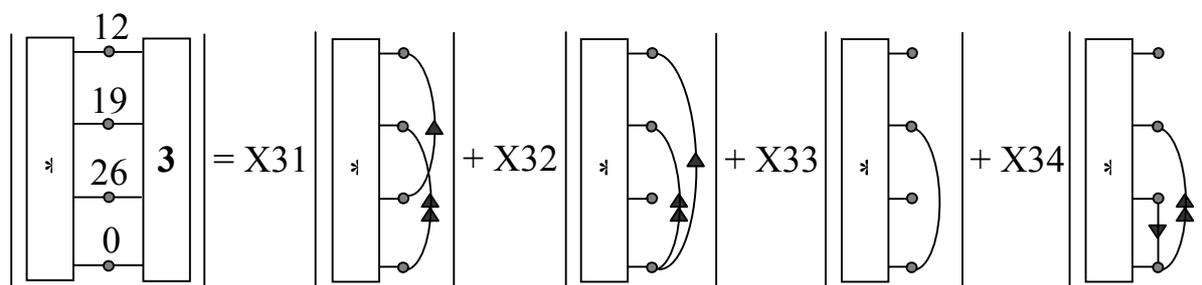
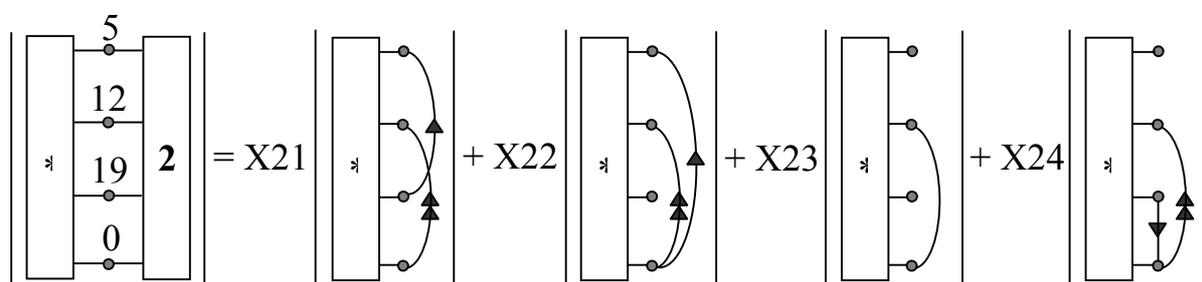
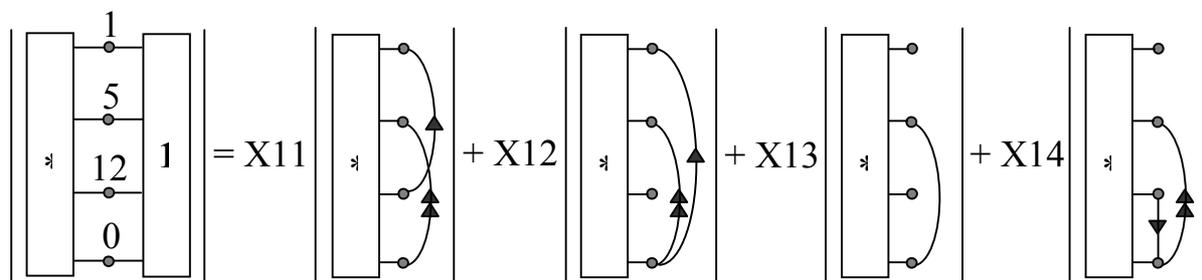


Таблица 7. Объединение подсхем 1 и 2

Подсхема 1 Подсхема 2	X11	X12	X13	X14
X21				
X22				
X23				
X24				

В представленных схемно-алгебраических выражениях

$$\begin{aligned} X_{11} &= g_1 * g_2 * g_5 * y_8; & X_{12} &= g_1 * g_5 * y_8 * (g_4 + g_9); \\ X_{13} &= (g_1 + g_3) * (g_4 * (y_6 + g_6) * y_8 + g_5 * g_9 * g_7); & X_{14} &= g_3 * g_2 * g_5 * y_8; \\ X_{21} &= g_{10} * g_{11} * g_{14} * y_{17}; & X_{22} &= g_{10} * g_{14} * y_{17} * (g_{13} + g_{18}); \\ X_{23} &= (g_{10} + g_{12}) * (g_{13} * (y_{15} + g_{15}) * y_{17} + g_{14} * g_{18} * g_{16}); \\ X_{24} &= g_{12} * g_{11} * g_{14} * y_{17}; \\ X_{31} &= g_{19} * g_{20} * g_{23} * y_{26}; & X_{32} &= g_{19} * y_{26} * g_{23} * (g_{22} + g_{27}); \\ X_{33} &= (g_{19} + g_{21}) * (g_{22} * (y_{24} + g_{24}) * y_{26} + g_{23} * g_{27} * g_{25}); \\ X_{34} &= g_{21} * g_{20} * g_{23} * y_{26}; \\ X_{41} &= g_{28} * g_{29} * g_{32} * y_{35}; & X_{42} &= g_{28} * y_{35} * g_{32} * (g_{31} + g_{36}); \\ X_{43} &= (g_{28} + g_{30}) * (g_{31} * (y_{33} + g_{33}) * y_{35} + g_{32} * g_{36} * g_{34}); \\ X_{44} &= g_{30} * g_{29} * g_{32} * y_{35}; \\ X_{51} &= g_{37} * g_{38}; & X_{52} &= g_{37} * g_{40}; & X_{53} &= g_{39} * g_{40}; \end{aligned}$$

Для объединения подсхем используется иерархическое дерево, которое изображено на рис. 6. Номера узлов этого дерева соответствуют номерам исходных подсхем (подсхемы 1–5) и подсхем, образованных в результате объединения (подсхемы 6–9). Объединение подсхем выполняется снизу-вверх согласно рис. 6 или слева-направо согласно рис. 3. Подсхема с номером 9 завершает процесс объединения и является исходной схемой. Из миноров этой подсхемы можно получить искомую передаточную ССФ по напряжению.

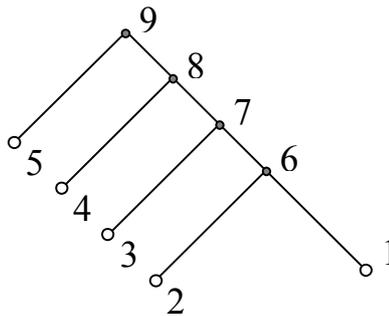


Рис. 6. Дерево объединения подсхем полосового фильтра

Последовательность выражений для полосового фильтра на рис. 5:

$$\begin{aligned} X_{61} &= X_{11} * (X_{21} + X_{22}); & X_{62} &= X_{12} * (X_{21} + X_{22}); \\ X_{63} &= X_{13} * (X_{21} + X_{24}); & X_{64} &= X_{14} * (X_{21} + X_{22}) + X_{13} * X_{23}; \\ X_{71} &= X_{31} * X_{61}; & X_{72} &= X_{31} * X_{62} + X_{32} * (X_{61} + X_{62}); \\ X_{73} &= X_{63} * (X_{31} + X_{32}) + X_{33} * (X_{61} + X_{64}); \end{aligned}$$

$$X74=X31*X64+X34*(X61+X64);$$

$$X81=X71*(X41+X42); X82=X72*(X41+X42);$$
$$X83=X73*(X41+X44); X84=X74*(X41+X42)+X43*X73;$$

$$X91=X51*(X81+X82)+X52*X82;$$
$$X92=-X83*(X51+X52)+X84*(X52+X53)+X53*X81; X93=X52*X81;$$

$$K=(X91+X93)/(X92+X93);$$

Выводы

1. Предложен метод объединения схемно-алгебраических формул подсхем, позволяющий проводить иерархический восходящий анализ линейных электрических цепей без взаимно уничтожающихся слагаемых (дубликаций), что отличает его от метода схемных миноров, а в отличие от метода Д-деревьев этот метод дает возможность проводить анализ цепей с любыми управляемыми источниками без дубликаций.

2. Для пассивных цепей с двухполюсными элементами диакоптическая формула по методу объединения схемно-алгебраических формул подсхем содержит многократно меньшее число слагаемых, чем аналогичная формула по методу Д-деревьев.

3. Разработана методика перечисления схемных миноров вспомогательного многополюсника, образующих схемно-алгебраические формулы подсхем.

Литература

1. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.– Киев: Гос. изд-во техн. лит. УССР.– 1963.– 176 с.
2. Шакиров М. А. Преобразования и диакоптика электрических цепей.– Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1980.– 196 с.
3. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ электронных цепей и электрических систем методом схемно-алгебраической редукции // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005 .– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 34–41.
4. Филаретов В. В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // Электричество.– 2001.– № 8.– С. 33–42.
5. Дмитришин Р.В., Шаповалов Ю.И. Диакоптический алгоритм анализа сложных линейных цепей на ЭВМ // Автоматизация проектирования в электронике.– Киев, 1975.– Вып. 12.– С. 42–46.

6. Дмитришин Р.В. Оптимизация электронных схем на ЭВМ.– К.: Техника, 1980.– 224 с.
7. Лаксберг Э.А. Моделирование электронных цепей на основе схемной редукции.– Таллин: Валгус, 1990.– 159 с.
8. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество.– 2003.– № 6.– С. 52–65.
9. Starzyk J. A., Konczykowska A. Flowgraph analysis of large electronic networks // Circuits and systems. – 1986. – Vol. CAS–33, N 3. – P. 302 – 315.
10. Филаретов В. В. Об иерархическом подходе к символьному анализу сложных электронных схем // Проблемы физической и биомедицинской электроники: Сб. докл. международ. конф. – Киев: Национальный техн. ун-т Украины, 1996. – С. 132 – 136.
11. Hassoun M. M. Hierarchical symbolic analysis of large-scale systems using a Mason's signal flow graph model // ISCAS. – 1991. – P. 802 – 805.
12. Hassoun M. M., Lin P. M. A new network approach to symbolic simulation of large-scale networks // ISCAS. – 1989. – P. 806 – 809.
13. Hassoun M. M., Lin P. M. A hierarchical network approach to symbolic analysis of large-scale networks // IEEE Transactions on circuits and systems – 1: Fundamental theory and applications. – 1995. – Vol. 42, N 4. – P. 201 – 211.
14. Pierzchala M., Rodanski B. Obtaining symbolic network functions of large circuits by block decomposition of the node admittance matrix // ECCTD. – 1995. – P. 71 – 74.

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

А.С. Коротков, С.А. Курганов, В.В.Филаретов

Для символьного анализа дискретно-аналоговых схем с переключаемыми конденсаторами (ПК) применяются матричные методы на основе классического [1] и расширенного узлового базиса [2], которые, как известно, дают избыточные взаимно сокращающиеся слагаемые. Кроме этих слагаемых, характерных также для матричного расчета аналоговых схем, при анализе дискретно-аналоговых схем с ПК появляются дополнительные избыточные слагаемые, тождественно равные нулю, поскольку содержат произведение взаимно инверсных переключательных функций [3].

Для анализа дискретно-аналоговых схем с ПК в частотной области используются также топологические методы на основе направленного графа с двойными вершинами [1] и ориентированного беспетлевого графа [4]. Однако эти методы требуют, во-первых, трудоемкого поиска различных топологических структур – путей и контуров, а, во-вторых, дают излишние взаимно сокращающиеся слагаемые для схем с активными элементами общего вида, у которых управляемая или управляющая ветвь не соединена с общим полюсом схемы [5].

Не требует поиска путей и не дает взаимно сокращающихся слагаемых схемно-алгебраический метод выделения параметров (МВП) [6]. Это объясняется тем, что МВП использует в качестве модели исходную схему (блок-схему) [7] или схему замещения, которая содержит параметр каждого элемента только один раз. Кроме этого, МВП не создает в процессе выделения параметров промежуточных схемно-алгебраических выражений с одинаковым набором элементов, что исключает появление одинаковых слагаемых с противоположными знаками.

Однако МВП разработан детально [6] только для аналоговых схем. Применить МВП непосредственно к анализу дискретно-аналоговых схем с ПК нельзя, поскольку метод выделения параметров предназначен для работы в традиционном базисе токов и напряжений, а основным базисом для электрических цепей с ПК является базис зарядов и напряжений [1, 2, 8]. Обобщение МВП для этого координатного базиса применительно к временной области выполнено в [3]. В настоящей работе рассмотрим анализ дискретно-аналоговых схем с ПК в частотной области.

Метод выделения параметров для дискретно-аналоговых схем с ПК в частотной области. Для анализа схем с ПК в частотной области используются, как правило, идеализированные схемы замещения, полученные с помощью z -преобразования [1]. При построении этих схем применяются схема Лайкера для конденсатора и схемы замещения типовых переключательных схем с конденсаторами, входы и выходы которых разделены по фазам коммутации ключей. Полученные схемы замещения содержат конденсаторы, параметр которых $C_z = Cz^{-n}$ назовем z -емкостью конденсатора, где C – емкость, а множитель z^{-n} (n – ноль или действительное положительное число, обозначающее часть периода коммутации) моделирует отставание по фазе функции заряда от напряжения. Этот сдвиг по фазе происходит из-за коммутации ключей. Кроме z -емкости для характеристики конденсатора может использоваться также z -эластанс $S_z = 1/C_z = Sz^n$, где S – эластанс [8], а множитель z^n моделирует опережение по фазе функции напряжения по сравнению с функцией заряда конденсатора.

Формулы выделения z -емкости C_z и z -эластанса S_z получаются в силу взаимного соответствия из формул выделения емкости C и эластанса S [3] и имеют вид

$$\Delta = C_z \Delta_{Cz} + \Delta^{Cz}; \Delta = S_z \Delta^{Sz} + \Delta_{Sz}, \quad (1)$$

где Δ , Δ_{Cz} , Δ_{Sz} , Δ^{Sz} , Δ^{Cz} – определители схем; верхние (нижние) индексы означают, что в схеме удалены (стянуты) соответствующие элементы.

Управляемые источники в схемах с переключаемыми конденсаторами могут быть следующих типов: источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН) [1] и зарядом (ИНУЗ), источники заряда, управляемые напряжением (ИЗУН) и зарядом (ИЗУЗ) [2], независимые источники напряжения и заряда. Введем также идеальные операционные усилители – неудаляемые управляемые источники (НУИ) [6] – в базисе зарядов и напряжений. Графическое изображение НУИ оставим прежним [6]: приемник НУИ (ПНУИ) будем изображать увеличенной заштрихованной стрелкой, а генератор НУИ (ГНУИ) – двойной стрелкой. Свойства его будут аналогичными: напряжение и заряд на приемнике НУИ являются нулевыми, а на генераторе НУИ могут принимать произвольные значения в зависимости от внешней схемы. Передаточные функции НУИ являются бесконечно большими.

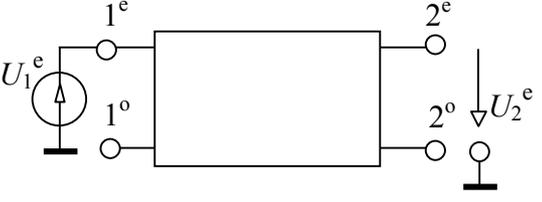
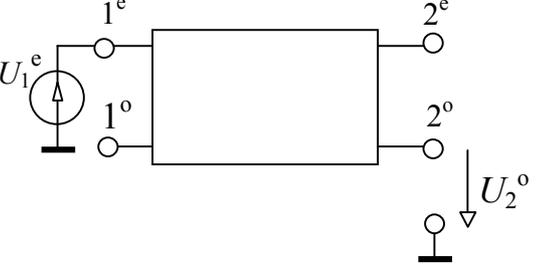
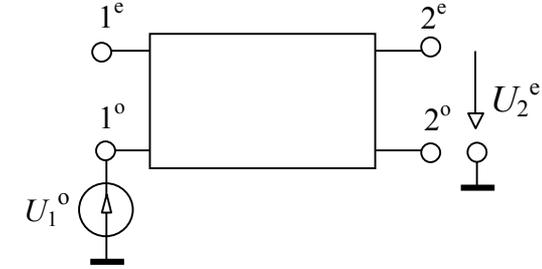
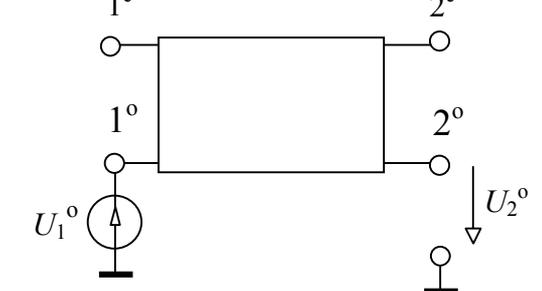
Уравнение для выделения ИНУН в базисе заряда и напряжения сохраняется таким же, как в [6]. Формулы для остальных управляемых источников – ИЗУЗ, ИНУЗ и ИЗУН – записываются на основе общей формулы выделения УИ [6]

$$\Delta = \chi \Delta(\chi \Rightarrow \text{НУИ}) + \Delta(\chi=0), \quad (2)$$

где χ – параметр УИ, например, для ИНУЗ $\chi=S_p$ (S_p – передаточный эластанс); $\Delta(\chi \Rightarrow \text{НУИ})$ – определитель первой производной схемы, полученной из исходной схемы путем придания выделяемому УИ статуса НУИ; $\Delta(\chi=0)$ – определитель второй производной схемы, которая образована в результате нейтрализации выделяемого УИ, то есть принятия $\chi=0$. Нейтрализация элементов УИ проводится согласно их физическому содержанию: источник заряда и приемник напряжения удаляются, а источник напряжения и приемник заряда стягиваются.

Построение символьных выражений передаточных функций дискретно-аналоговых схем с ПК осуществляется так же, как для аналоговых цепей, по схемно-алгебраическим формулам. Однако САФ для передаточных функций дискретно-аналоговых схем с ПК отличаются от САФ аналоговых схем [6], поскольку, как уже отмечалось, схемы замещения схем с ПК имеют входы и выходы, разделенные по фазам. Иллюстрация применения таких схем для трехполюсной цепи с двухфазным управлением дана в табл. 1.

Таблица 1. Схемно-алгебраические формулы (САФ) для коэффициентов передачи напряжения схемы с двухфазным управлением

№	Исходная схема	САФ
1	<p data-bbox="405 389 1251 427">При четной фазе входного и выходного напряжения</p> 	$K_{ee} = \frac{U_2^e}{U_1^e} = \frac{\text{Circuit Diagram}}{\text{Circuit Diagram}}$
2	<p data-bbox="288 752 1374 790">При четной фазе входного и нечетной фазе выходного напряжения</p> 	$K_{oe} = \frac{U_2^o}{U_1^e} = \frac{\text{Circuit Diagram}}{\text{Circuit Diagram}}$
3	<p data-bbox="288 1167 1374 1205">При нечетной фазе входного и четной фазе выходного напряжения</p> 	$K_{oe} = \frac{U_2^o}{U_1^e} = \frac{\text{Circuit Diagram}}{\text{Circuit Diagram}}$
4	<p data-bbox="376 1615 1283 1653">При нечетных фазах входного и выходного напряжения</p> 	$K_{oe} = \frac{U_2^o}{U_1^e} = \frac{\text{Circuit Diagram}}{\text{Circuit Diagram}}$

В этом случае, как видно из табл. 1, возможны четыре типа передаточных коэффициентов по напряжению, которые отличаются фазами входного и выходного напряжений. Если схема управляется большим числом фаз, то число схемно-алгебраических формул возрастает соответственно. Для преобразования САФ в аналитические формулы используются формулы выделения конденсаторов и параметров управляемых источников.

Излагаемый метод выделения параметров в базисе зарядов и напряжений включает формулы (1), (2), а также схемно-алгебраические формулы (САФ) для соответствующих схемных функций в данном базисе, аналогичные табл. 1, и формулы выделения НУИ, совпадающие с [6]. МВП в базисе зарядов и напряжений позволяет проводить анализ схем с переключаемыми конденсаторами по исходной схеме без построения схем замещения в базисе напряжений и токов.

Иллюстрация метода выделения параметров в базисе зарядов и напряжений. Рассмотрим пример анализа цепи с идеальным операционным усилителем (ОУ) [1], представленной на рис. 3. Параметры всех элементов известны. Ключи, обозначенные e , замыкаются по четным, а ключи с буквой o – по нечетным фазам. Требуется сформировать символьные коэффициенты передачи напряжения.

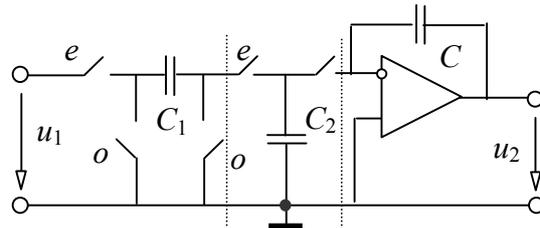


Рис. 3. Электрическая цепь с ПК для примера анализа в частотной области

Заменим эту цепь схемой замещения с разделенными выходами. Для этого выделим на рис. 3 типовые блоки (показаны пунктирными линиями) и представим их схемами замещения в z -области [1]. Полученная схема изображена на рис. 4.

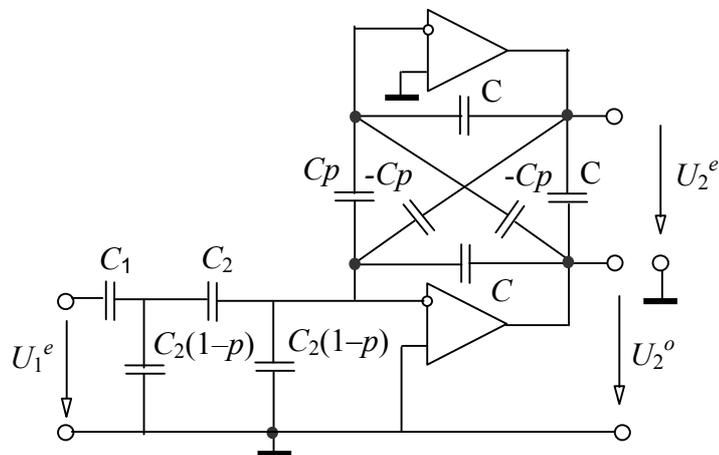


Рис. 4. Схема замещения цепи (рис. 3) в z -области ($p=z^{-1/2}$)

Заменим в схеме на рис. 4 ОУ на НУИ. В полученной схеме удалим конденсатор с параметром $C_2(1-p)$, как параллельный ПНУИ. Удалим также оба конденсатора с параметрами $-Cp$, которые параллельны ГНУИ (ПНУИ). В результате получим эквивалентную схему на рис. 5.

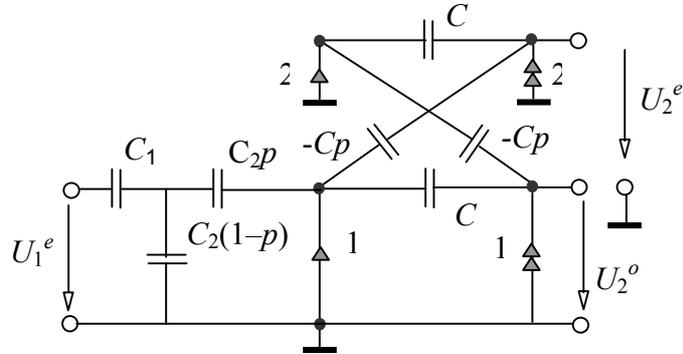


Рис. 5. Схема, эквивалентная цепи на рис. 4 (цифрами 1 и 2 пронумерованы НУИ)

Найдем коэффициент передачи напряжения H_{ee} , когда входное и выходное напряжения находятся в четных фазах. Запишем в соответствии с п. 1 табл. 1 исходное выражение для знаменателя

$$D = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with nodes 1 and 2} \\ \text{Capacitors: } C_1, C_2, C_2(1-p), C, -Cp, -Cp \end{array} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (3)$$

Запишем определитель (3) как определитель схемы, разделимой по двум узлам а и б [6], при этом учтем, что в сечении находится ПНУИ. Это сокращает число слагаемых в формуле до одного (второе слагаемое равно нулю), которое имеет вид

$$D = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with nodes a and b} \\ \text{Capacitors: } C_1, C_2, C_2(1-p) \end{array} \\ \hline \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with nodes 1 and 2} \\ \text{Capacitors: } C, -Cp, -Cp \end{array} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (4)$$

Первый определитель в (4) равен $C_1 + C_2$. Во втором определителе выделим конденсатор C (нижний, например), получим

$$D = (C_1 + C_2) \left(C \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{---} \end{array} \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit 2} \\ \text{---} \end{array} \\ \text{---} \end{array} \right| \right). \quad (5)$$

В первом схемном определителе (5) удалим оба конденсатора $-Cp$, замыкающие контура из ГНУИ (ПНУИ), заменим переключкой параллельное согласное включение ГНУИ и ПНУИ с номером 1, удалим последовательное встречное соединение ГНУИ и ПНУИ с номером 2. Определитель образовавшейся схемы в виде разомкнутого конденсатора равен его емкости C . Во втором схемном определителе выделим и стянем оба конденсатора с параметром $-Cp$, поменяем взаимно номера у ГНУИ, заменим переключками параллельные соединения из ГНУИ и ПНУИ с номером 1 (2). Определитель полученного контура из конденсатора равен единице. После выполнения перечисленных операций получаем искомое выражение для знаменателя

$$D = (C_1 + C_2)(C^2 - C^2 p^2). \quad (6)$$

Исходное выражение для числителя формируется из схемы на рис. 5 в соответствии с п. 1 табл. 1 и имеет вид

$$N = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{---} \end{array} \\ \text{---} \end{array} \right|. \quad (7)$$

Выделим в (7) конденсатор C_1 , удалим конденсатор с параметром $C_2(1-p)$, выделим конденсатор с параметром C_2p , поменяем (с учетом знака) взаимно номера у ГНУИ-1 и ГНУИ-3, заменим переключкой (с учетом знака) параллельное встречное включение ГНУИ-1 и ПНУИ-1, удалим конденсатор C , параллельный ГНУИ-3, поменяем (с учетом знака) параллельное встречное включение ГНУИ и ПНУИ с номером 3. Удалим конденсатор C , параллельный ПНУИ-2, удалим петлю из конденсатора $-Cp$, выделим и стянем другой конденсатор с тем же параметром $-Cp$.

Определитель оставшегося параллельного согласного соединения ГНУИ и ПНУИ с номером 2 равен 1. В результате искомым числитель

$$N = C_1 C_2 p(-Cp) = -C_1 C_2 Cp^2. \quad (8)$$

Используя полученные выражения (6) и (8), а также замену $p=z^{-1/2}$, запишем коэффициент передачи напряжения (после сокращения дроби на C) для случая, когда входное и выходное напряжения находятся в четных фазах:

$$K_{ee} = -\frac{C_1 C_2 z^{-1}}{C(C_1 + C_2)(1 - z^{-1})}. \quad (9)$$

Аналогично находится коэффициент передачи напряжения K_{oe} для случая, когда входное напряжение находится в четной, а выходное напряжение в нечетной фазе. Запишем его без вывода

$$K_{oe} = -\frac{C_1 C_2 z^{-1/2}}{C(C_1 + C_2)(1 - z^{-1})}. \quad (10)$$

Функции (9), (10) совпадают с выражениями из [1, с.146], и в то же время они получены в отличие от [1] без использования трудоемких операций поиска путей в графе.

Автоматизированный анализ дискретно-аналоговых схем с ПК. Для анализа сложных дискретно-аналоговых схем с ПК может быть применена известная программа анализа аналоговых схем *CIRSYMW* (автор В.В.Филаретов) [9], реализующая метод выделения параметров. Для этого следует использовать уже упомянутое соответствие схем и их параметров в координатах напряжение – ток и напряжение – заряд [8]. На основании этого соответствия необходимо для программы *CIRSYMW* конденсаторы с параметрами C задавать проводимостями g (с сохранением индексов), а конденсаторы с параметрами $Cz^{-1/2}$ – конденсаторами с параметрами C , при этом следует считать, что $z^{-1/2}$ эквивалентно комплексному оператору p , который используется в программе. Правила ввода независимых и управляемых источников напряжения, а также НУИ, остаются неизменными. Источники заряда вводятся как источники тока.

При таком задании исходных данных программа *CIRSYMW* позволяет получить передаточную функцию для напряжения в операторном каноническом виде

$$K = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}. \quad (11)$$

где $a_n, a_{n-1}, \dots, a_0, b_m, b_{m-1}, \dots, b_0$ – целые рациональные выражения; n, m – натуральные числа.

Чтобы из выражения (11) найти искомую передаточную функцию напряжения дискретно-аналоговой схемы с ПК в z -области, необходимо провести обратную замену обозначений: все параметры g заменить на C с соответствующими индексами, а оператор p – на $z^{-1/2}$. Это можно выполнить, к примеру, текстовым редактором.

Рассмотрим пример использования программы *CIRSYMW* для анализа дискретно-аналоговой цепи с двумя идеальными ОУ [10] на рис. 6, в которой конденсаторы обозначены буквой C с соответствующими индексами. Сформируем передаточную функцию этой цепи для случая нахождения входного и выходного напряжения в нечетной фазе.

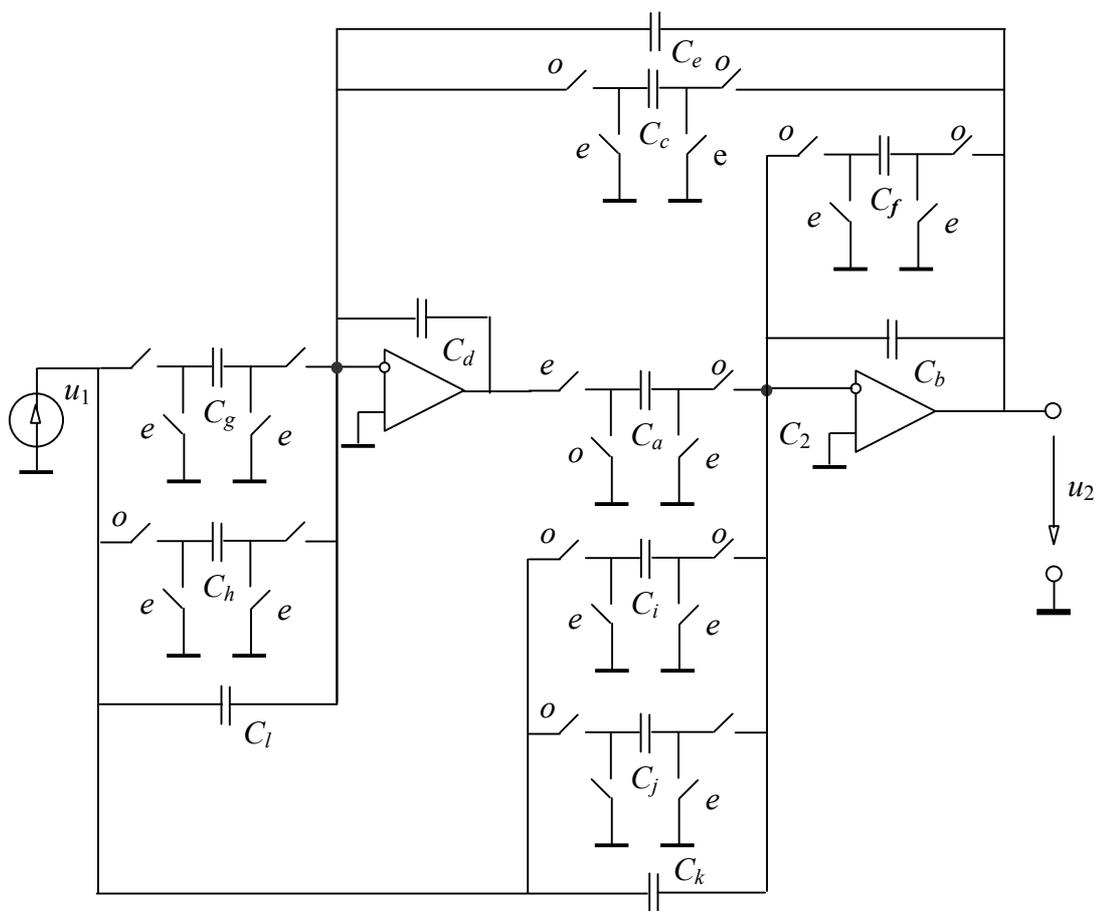


Рис. 6. Электрическая цепь с биквадратной функцией передачи напряжения – биквад Лайкера-Флешера

Схему замещения анализируемой цепи представим на рис. 7. При этом конденсаторы с емкостными параметрами, не содержащими множителей $z^{-1/2}$, запишем для программы *CIRSYMW* проводимостями с параметрами g и соответствующими индексами, а конденсаторы с параметрами, содержащими множитель $z^{-1/2}$, – конденсаторами с параметрами, равными коэффициентам перед $z^{-1/2}$. Исходные данные вводятся в программу в виде *cir*-файла [9] или с помощью графического редактора системы *SCAD* [11].

В результате работы программы получаем коэффициент передачи напряжения в виде (11), который здесь не приводится. На основе этого выражения формируем путем замены переменных g на C и p на $z^{-1/2}$, например, с помощью системы *Maple* [12], искомую формулу для передаточной функции в z -области:

$$\begin{aligned}
K_{oo} = & ((-cd^2*cb*((-cl-ck)*ck+(ck+cl)*ck)+ca*cd*ce*((-cl-ck)*ck+(ck+cl)*ck))/z^{5/2}+(-cd^2*(-cb*(ck+cl)*(-cj-ck)+cb*((cl+cj+ch)*ck-(ck+cl)*ck+ck^2))+ca*cd*(-cb*(ck+cl)*(-cl-ch)+ce*((cl+cj+ch)*ck-(ck+cl)*ck+ck^2)))/z^2+(cd^2*cb*((-cl-ck)*ck+(ck+cl)*ck)-cd^2*cb*(-(-cl+cj)*(ck+ci)-(ck+cl)*(ck+ci)-(-cj-ck)*(ck+ci))+ca*cd*cb*(-(-ck+ch)*(cg+cl)-(ck+cl)*(cg+cl)-(-cl-ch)*(cg+cl))+ca*cd*(cb*((-cl-ck)*cl+(ck+cl)*cl)-ce*((-cl-ck)*ck+(ck+cl)*ck)))/z^{3/2}+(cd^2*(-cb*(ck+cl)*(-cj-ck)+cb*((cl+cj+ch)*ck-(ck+cl)*ck+ck^2))+cd^2*cb*(ck+cl+cj+ch)*(ck+ci)-ca*cd*cb*(ck+cl+cj+ch)*(cg+cl)+ca*cd*(cb*((ck+cj+ch)*cl-(ck+cl)*cl+cl^2)-ce*((cl+cj+ch)*ck-(ck+cl)*ck+ck^2)))/z+cd^2*cb*(-(-cl+cj)*(ck+ci)-(ck+cl)*(ck+ci)-(-cj-ck)*(ck+ci))/z^{1/2}-cd^2*cb*(ck+cl+cj+ch)*(ck+ci))/((-cd^2*(-(ck+cj)*cb^2-(-cj-ck)*cb^2)+ca*cd*(-(cl+ch)*ce*cb-(-cl-ch)*ce*cb))/z^{5/2}+(-cd^2*(-(cl+cj+ch)*cb^2-ck*cb^2)+ca*cd*(-(cl+cj+ch)*ce*cb-ck*ce*cb))/z^2+(cd^2*(-(ck+cj)*cb^2-(-cj-ck)*cb^2)-cd^2*((ck+cj)*(cf+cb)*cb+(-cj-ck)*(cf+cb)*cb)+ca*cd*((cl+ch)*(cc+ce)*cb+(-cl-ch)*(cc+ce)*cb))/z^{3/2}+(cd^2*(-(cl+cj+ch)*cb^2-ck*cb^2)-cd^2*((cl+cj+ch)*(cf+cb)*cb+ck*(cf+cb)*cb)+ca*cd*((cl+cj+ch)*(cc+ce)*cb+ck*(cc+ce)*cb))/z+cd^2*((ck+cj)*(cf+cb)*cb+(-cj-ck)*(cf+cb)*cb)/z^{1/2}+cd^2*((cl+cj+ch)*(cf+cb)*cb+ck*(cf+cb)*cb)). \quad (12)
\end{aligned}$$

Особенностью полученной формулы (12) является то, что индексы переменных внесены в состав идентификаторов, как это принято в программах *CIRSYMW* и *Maple*.

Для упрощенной схемы замещения [10] анализируемой цепи получено с помощью программы *CIRSYMW* выражение для коэффициента K_{oo} , тождественное соответствующей формуле в [10].

Аналогично могут быть сформированы коэффициенты передачи напряжения для других соотношений фаз входного и выходного сигнала.

Выводы

1. Метод выделения параметров, предназначенный для символьного анализа аналоговых цепей в координатах напряжений и токов обобщен на координатный базис зарядов и напряжений в z -области, что позволяет проводить расчет дискретно-аналоговых схем с переключаемыми конденсаторами не только во временной, но и в частотной области.

2. Предложенный схемно-алгебраический метод выделения параметров в базисе зарядов и напряжений обеспечивает формирование символьных выражений откликов цепей с ПК без построения уравнений и

без трудоемкого поиска путей и контуров в отличие от методов направленного графа с двойными вершинами и ориентированного беспетлевого графа.

3. Метод выделения параметров в координатах напряжений и зарядов позволяет получать символьные выражения без взаимно сокращающихся слагаемых, в том числе для цепей с управляемым источником, одна из ветвей (или обе ветви) которого не соединена с общим полюсом схемы. В этом случае известные топологические методы на основе направленного графа с двойными вершинами и ориентированного беспетлевого графа формируют выражения с взаимно уничтожающимися слагаемыми.

4. Используя взаимосоответствие параметров и переменных аналоговых цепей в координатах напряжений и токов и дискретно-аналоговых схем с ПК в координатах зарядов и напряжений, можно рассчитывать схемы с ПК с помощью известной программы анализа аналоговых цепей *CIRSYMW*.

Литература

1. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами.– М.: Мир, 1992.– 416 с.

2. Миронов В.Г. Основы проектирования дискретно-аналоговых систем обработки сигналов // Электричество. – 2003.– №10. – С.37–48.

3. Курганов С.А. Метод схемных определителей в базисе зарядов и напряжений для анализа цепей с переключаемыми конденсаторами // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2004. Ульяновск: УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 64–69.

4. Коротков А.С. Анализ цепей с переключаемыми конденсаторами методом ориентированного беспетлевого графа // Изв. вузов. Радиоэлектроника.– 1994, № 11.– С. 68–72.

5. Филаретов В.В. Разложение определителя гибридного графа схемы с усилителями напряжения методом удаления и стягивания сигнальных дуг // Электрон. моделирование.– 1990.– №3.– С.38–44.

6. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43–52.

7. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество.– 2003.– № 6.– С. 52–65.

8. Савиновский Ю.А., Курганов С.А. Метод анализа электронных цепей на основе базиса независимых зарядов // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1984.– № 11.– С. 47– 51.

9. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ сложных электрических цепей и сетей с помощью программы *CIRSYMD* // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2004.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.–Т.4.– С.75–80.

10. Gielen G.G.E, Walsharts H.C.C., Sansen W.M.C. ISAAC: A symbolic simulator for analog integrated circuits // IEEE journal of solid-state circuits.– 1989, vol. 24, N 6.– P. 1587–1597.

11. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Компьютерная система *SCAD* символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 3–10.

12. Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5.– М.:Солон.– 399 с.

Prof. Dr. Alexander S. Korotkov
Electrical Eng and Telecom Dept
St.Petersburg State Technical
University, Russia
Senior member, IEEE
Vice Chair IEEE BT/COM/CAS
Chapter, St.Petersburg
Tel.: +7 812 5527639. E-mail:
korotkov@rphf.spbstu.ru

Коротков Александр
Станиславович – д.т.н., профессор
кафедры «Радиотехника и
телекоммуникации»
Санкт-Петербургского
государственного технического
университета
Тел.: +7 812 5527639
korotkov@rphf.spbstu.ru

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Е. Н. Кузнецов

Параметры электрических цепей (ЭЦ) – модуль и фазовый угол, активная и реактивная составляющие комплексного сопротивления (КС) и проводимости (КП), параметры элементов схем зашщшения различных объектов, представленных в виде двухполюсников, – образуют большую группу измеряемых величин и несут информацию о физико-химических свойствах сырья и материалов, ходе технологических процессов, качестве готовой продукции и являются выходными сигналами параметрических датчиков.

Актуальность и народно-хозяйственное значение разработки преобразователей параметров ЭЦ в скалярные величины, удобные для восприятия и последующих преобразований, состоят в том, что с их помощью и с помощью уже имеющихся серийных измерителей скалярных величин можно создать целый ряд специализированных, узко

ориентированных измерителей параметров комплексных величин, потребность в которых велика и непрерывно растет.

В докладе приведена систематизация преобразователей параметров ЭЦ на операционных усилителях (ОУ), предложен обобщенный подход к анализу погрешностей, основанный на оценках параметров векторной погрешности, найдена структура погрешности квазиуравновешенных преобразователей параметров на ОУ, результаты разработки структурных методов снижения погрешности статизма ОУ, основанные на использовании итерационных многоканальных усилителей.

Предложены способы формирования выходного сигнала дополнительного канала, включая регулирование его коэффициента передачи, дублирование преобразуемых параметров. Предложен обобщенный подход к анализу корректируемости погрешностей. Приводятся результаты исследования многоканальных преобразователей, данные приборов для регистрации вольт-фарадных характеристик, не уступающие по своим параметрам С-С плоттерам фирмы Хьюлет-Паккард.

В области прецизионного резисторостроения с открытием квантового эффекта Холла образовались предпосылки для создания резисторов с нестабильностью 10^{-7} , что потребовало разработки соответствующего измерительного оборудования.

В метрологических центрах ведущих стран созданы ручные установки, использующие различные варианты мостовых и потенциометрических схем с погрешностью компарирования сопротивлений $3 \cdot 10^{-8}$.

Автором разработаны ряд установок, не уступающих зарубежным аналогам по точности и существенно превосходящих их по производительности, что предполагает возможность использования непосредственно в технологических процессах производства прецизионных резисторов.

Установка измерения относительной разности сопротивлений УВК.РПЭ-900-028. Применяются в технологических процессах производства прецизионных резисторов: С5-53, С5-54, С5-60, С5-61, Р2-67. Диапазон измерения, Ом: $0,1 - 2 \cdot 10^7$. Погрешность измерения, %: до 0,0003. Производительность, шт/смена: 900.

Установка измерения относительной разности сопротивлений УИЭ.РПЭ-1 $\cdot 10^{-4}$ -0,43. Используются для контроля резисторов С5-60, С5-60А, С5-60В. Диапазон измерения, Ом: $1 \dots 10^6$. Погрешность измерения, %: до 0,0001. Измерительная мощность, мВт: не более 1. Производительность, шт/смена: 900.

Установка измерения относительной разности сопротивлений сверхпрецизионных резисторов. Диапазон R_H , Ом: 100; 1000; 6453,2; 10000; 12906,4.

Измерительная мощность, мВт: не более 1. СКО случайной погрешности: $1 \cdot 10^{-7}$. Неисключенная систематическая погрешность: $1 \cdot 10^{-7}$.

Установка измерения ТКС резисторов 13АС-1/10⁷-009. Предназначена для измерения ТКС резисторов С5-53, С5-54, С5-60, С5-61, Р2-67. Диапазон измерения, $^{\circ}C^{-1}$: $(0,2 \dots 50) \cdot 10^{-6}$. Диапазон температур $^{\circ}C$: от -60 до $+125$. Диапазон R_H , Ом: $1 \dots 2 \cdot 10^7$. Погрешность измерения, $^{\circ}C^{-1}$: до $0,2 \cdot 10^{-6}$. Производительность, шт/смена: 300.

Установка измерения ТКС резисторов УИЭ.РПП-0,05 \cdot 10⁻⁶-011. Предназначена для измерения ТКС резисторов С5-60, С5-60А, С5-60В. Диапазон измерения, $^{\circ}C^{-1}$: $\pm(0,05 \dots 5) \cdot 10^{-6}$. Диапазон R_H , Ом: $1 \dots 10^6$. Погрешность измерения, $^{\circ}C^{-1}$: до 0,05. Производительность, шт/смена: 200.

Все перечисленные установки внедрены в производство.

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

С. А. Курганов

Анализ чувствительности схемных функций является важным этапом при проектировании электронных устройств [1]. Наиболее удобными для этого являются аналитические формулы, которые позволяют провести исследование общих свойств цепей [2], и понятны широкому кругу специалистов [3]. Символьные формулы для чувствительности при большом количестве частотных точек эффективнее [1] численного матричного метода присоединенной схемы.

Аналитические выражения для чувствительности находятся в [1] с помощью вспомогательной символьной переменной, в которой слагаемые формируются с помощью трудоемких операций выборки и сортировки. В [4] предложены формулы, позволяющие получить искомые выражения чувствительности схемной функции непосредственно через ее числитель и знаменатель, а также их алгебраические дополнения. Однако формировать

определители и их алгебраические дополнения предлагается методом цепей передачи [4], поиск которых является очень трудоемкой задачей.

Для символьного анализа чувствительности можно использовать также присоединенную схему [1]. Однако метод присоединенной схемы предусматривает построение дополнительной схемы и анализ двух схем. Для этого используются узловое уравнения [1], при решении которых в символьном виде появляются, как известно, многочисленные взаимно уничтожающиеся слагаемые.

Можно пойти другим путем и предложить схемно-топологический подход для реализации присоединенной схемы. Однако в методе присоединенной схемы [1] формула для чувствительности функции по одному параметру также, как и формула [4], содержит четыре определителя (алгебраических дополнений), но в методе [4] не требуется строить присоединенную схему, поэтому целесообразно в качестве основы для построения САФ использовать все-таки формулы [4].

Рассмотрим построение САФ. Эти формулы содержат как схемные образы и схемные определители, так и стандартные алгебраические операции – умножение, деление и т.п. Для раскрытия схемных определителей и получения символьных выражений используется метод схемных определителей [5], который основан на операциях выделения параметров элементов и не требует поиска каких либо топологических структур, а также применим для произвольных линейных элементов, в том числе многополюсников [6].

Относительная чувствительность схемной функции F по параметру a определяется следующей формулой [1]

$$S_a^F = \frac{\partial F}{\partial a} \frac{a}{F}. \quad (1)$$

Схемная функция в (1) может быть записана в виде

$$F = \frac{N}{D} = \frac{N_1 a + N_2}{D_1 a + D_2}, \quad (2)$$

где N, D – полиномы числителя и знаменателя; N_1, D_1, N_2, D_2 – полиномы, не содержащие параметра a .

После подстановки (2) в (1) получим следующую формулу [4]

$$S_a^F = \frac{D_2}{D} - \frac{N_2}{N}. \quad (3)$$

Эта формула содержит 4 определителя (определители числителя N , знаменателя D , алгебраические дополнения N_2 и D_2).

Формулу (3) запишем в схемно-алгебраическом виде. Для этого каждый из определителей и алгебраических дополнений представим в виде схемного определителя. Причем вид N , D , N_2 , D_2 будет определяться видом передаточной функции F и параметром a . Приведем для примера САФ относительной чувствительности коэффициента передачи по напряжению относительно произвольного сопротивления Z . Схемы для вывода этой формулы дадим на рис. 1.



Рис. 1. Исходные схемы для вывода САФ чувствительности коэффициента передачи напряжения по параметру сопротивления (а) и проводимости (б)

Заменим в формуле (3) алгебраические обозначения числителя N , знаменателя D и алгебраических дополнения N_2 и D_2 на соответствующие схемно-алгебраические определители и схемные миноры [5]. При этом схема числителя находится путем замены источника ЭДС генератором неудаляемого управляемого источника (НУИ), а приемника напряжения на приемник НУИ. Схема знаменателя получается путем нейтрализации в схеме на рис. 1,а источника ЭДС E и приемника напряжения U . Алгебраические дополнения числителя N_2 и знаменателя D_2 находятся путем стягивания (замены перемычкой) сопротивления Z в схеме числителя и знаменателя соответственно. Учитывая это, запишем САФ чувствительности коэффициента передачи напряжения по параметру Z

$$S_z^K = \frac{\left| \begin{array}{c} \text{Circuit with NUI and } Z \\ \text{Circuit with NUI and } Z \end{array} \right|}{\left| \begin{array}{c} \text{Circuit with NUI and } Z \\ \text{Circuit with NUI and } Z \end{array} \right|} - \frac{\left| \begin{array}{c} \text{Circuit with NUI and } Z \\ \text{Circuit with NUI and } Z \end{array} \right|}{\left| \begin{array}{c} \text{Circuit with NUI and } Z \\ \text{Circuit with NUI and } Z \end{array} \right|}. \quad (4)$$

Формулы, аналогичные (4) могут быть записаны для других передаточных функций и параметров. Недостатком таких формул является

формирование символьных выражений в виде разности дробно-рациональных функций, что усложняет их аналитическое исследование.

Для вывода САФ непосредственно в виде ДРФ необходимо использовать другие алгебраические формулы, представленные в [4]. Так, для чувствительности передаточной функции по сопротивлению Z должна использоваться формула

$$S_a^F = \frac{ZN_{13}N_{32}}{ND}, \quad (5)$$

где N_{13} и N_{32} – числители передаточных функций от стороны 1 многополюсника на рис. 1,а к стороне 3 и от стороны 3 к стороне 2 соответственно. При этом направление стороны 3 может быть принято произвольным, важно, чтобы оно было одинаковым при нахождении обоих числителей.

Схемно-алгебраические выражение числителя N_{13} записываются в виде определителя схемы, полученной из схемы на рис. 1,а путем замены элемента (источника ЭДС), подключенного к первой стороне, на генератор НУИ противоположного направления, а элемента у третьей стороны на приемник НУИ. Элемент у второй стороны (приемник напряжения) нейтрализуется. Аналогично формируется схема числителя N_{32} . В результате САФ для чувствительности коэффициента передачи напряжения по сопротивлению Z имеет вид

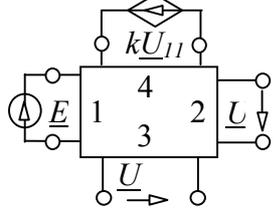
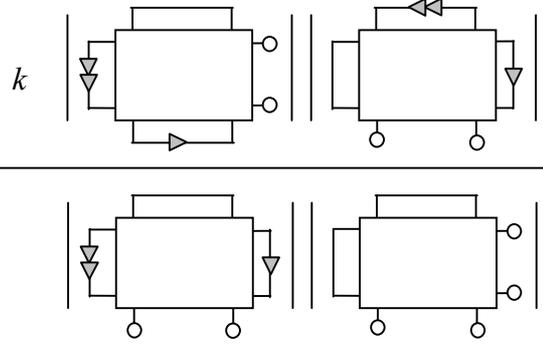
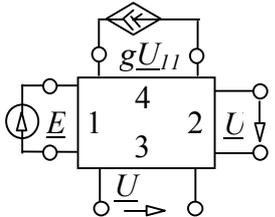
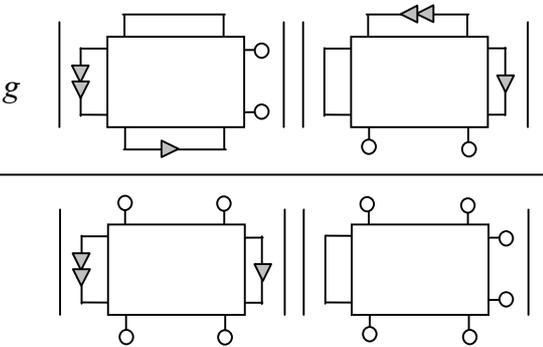
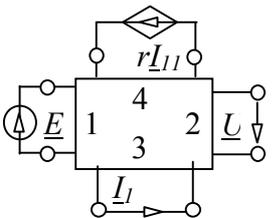
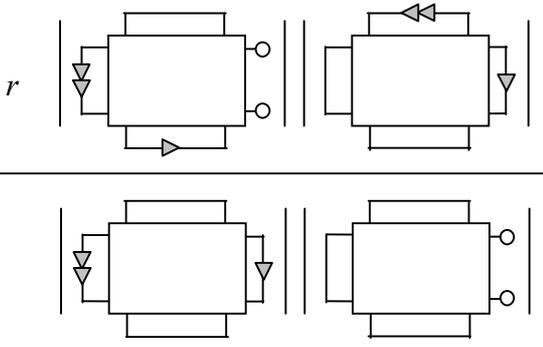
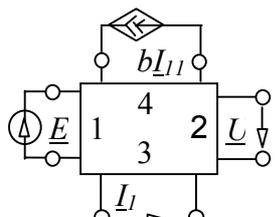
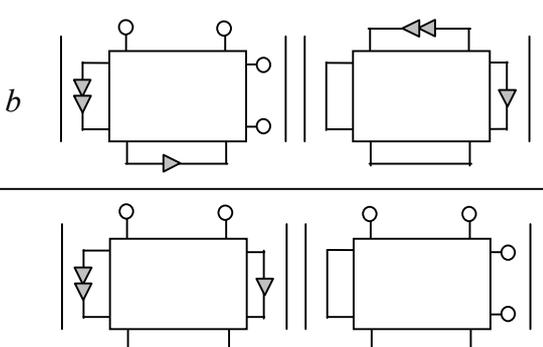
$$S_z^K = \frac{\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} Z \\ \downarrow \\ \square \\ \uparrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} \square \\ \leftarrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} \square \\ \leftarrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \\ \hline \end{array}}{\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} \square \\ \leftarrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} Z \\ \square \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} \square \\ \leftarrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{c} \square \\ \leftarrow \\ \end{array} \\ \hline \end{array} \\ \hline \end{array}}. \quad (6)$$

Для чувствительности передаточной функции по параметру проводимости для цепи на рис. 1,б существует алгебраическая формула, аналогичная (5), [4]

$$S_a^F = -\frac{YN_{13}N_{32}}{ND}. \quad (7)$$

На основе этой формулы записываем схемно-алгебраическую формулу

Таблица. 1. САФ для построения символьных выражений чувствительности коэффициента передачи напряжения по параметрам УИ

№	Параметр. Исходная схема с УИ	САФ для чувствительности
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>
1	<p>Параметр ИНУН k</p> 	$S_k^K = - \frac{\dots}{\dots}$ 
2	<p>Параметр ИТУН g</p> 	$S_g^K = - \frac{\dots}{\dots}$ 
3	<p>Параметр ИНУТ r</p> 	$S_r^K = - \frac{\dots}{\dots}$ 
4	<p>Параметр ИТУТ b</p> 	$S_b^K = - \frac{\dots}{\dots}$ 

Литература

1. Чуа Л. О., Лин П. М. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы.– М.: Энергия, 1980.– 640 с.
2. Данилов Л.В., Матханов П.Н., Филиппов Е.С. Теория нелинейных электрических цепей.– Л.: Энергоатомиздат.– 1990.– 256 с.
3. Бутырин П.А., Алпатов М.Е. К созданию аналитической теории трансформаторов // Изв. АН России. Энергетика.– 2002.– № 2.– С. 44–53.
4. Hoang S. The direct topological method in network sensitivity analysis // Rozprawy elektrotechniczne.– 1975.– Т. 21, z. 4.– S. 767–784.
5. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43–52.
6. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество.– 2003.– № 6.– С. 52–65.

Курганов Сергей Александрович – к.т.н., доцент кафедры электроснабжения Ульяновского государственного университета (УлГТУ). 432027 Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ; служебный тел. 43-91-05. sak@ulstu.ru.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АНАЛИЗА КОНТУРНЫХ СЕТЕЙ ПРИ ДИАГОНАЛЬНОМ СПОСОБЕ ДЕЛЕНИЯ ИХ НА ЧАСТИ

С. А. Курганов, В. В. Филаретов

При диакоптическом анализе контурных электрических сетей [1] (пример такой сети приведен на рис. 1), как правило, используется вертикально-горизонтальный способ деления (линии разреза параллельны ветвям) [2] схемы на части. Однако исследования показывают, что для таких сетей эффективнее использовать не вертикально-горизонтальный, а диагональный способ разреза (линии разреза проходят по диагоналям многоугольников) схемы на части. При диагональном разрезе получаются подсхемы с меньшим числом полюсов, чем при вертикально-горизонтальном делении. Меньшее число полюсов содержат при диагональном разрезе и объединенные подсхемы. Следовательно, диакоптические формулы на основе диагонального способа разреза содержат также меньшее число слагаемых и являются более экономичными по затратам времени анализа.

Так, на рис. 1 представлен диагональный разрез контурной сети размером 200 узлов (номера внутренних узлов не показаны) и 370 ветвей (параметры сопротивлений все различные, нумерация не показана) на 19 подсхем. Полученные подсхемы содержат не более 11 полюсов.

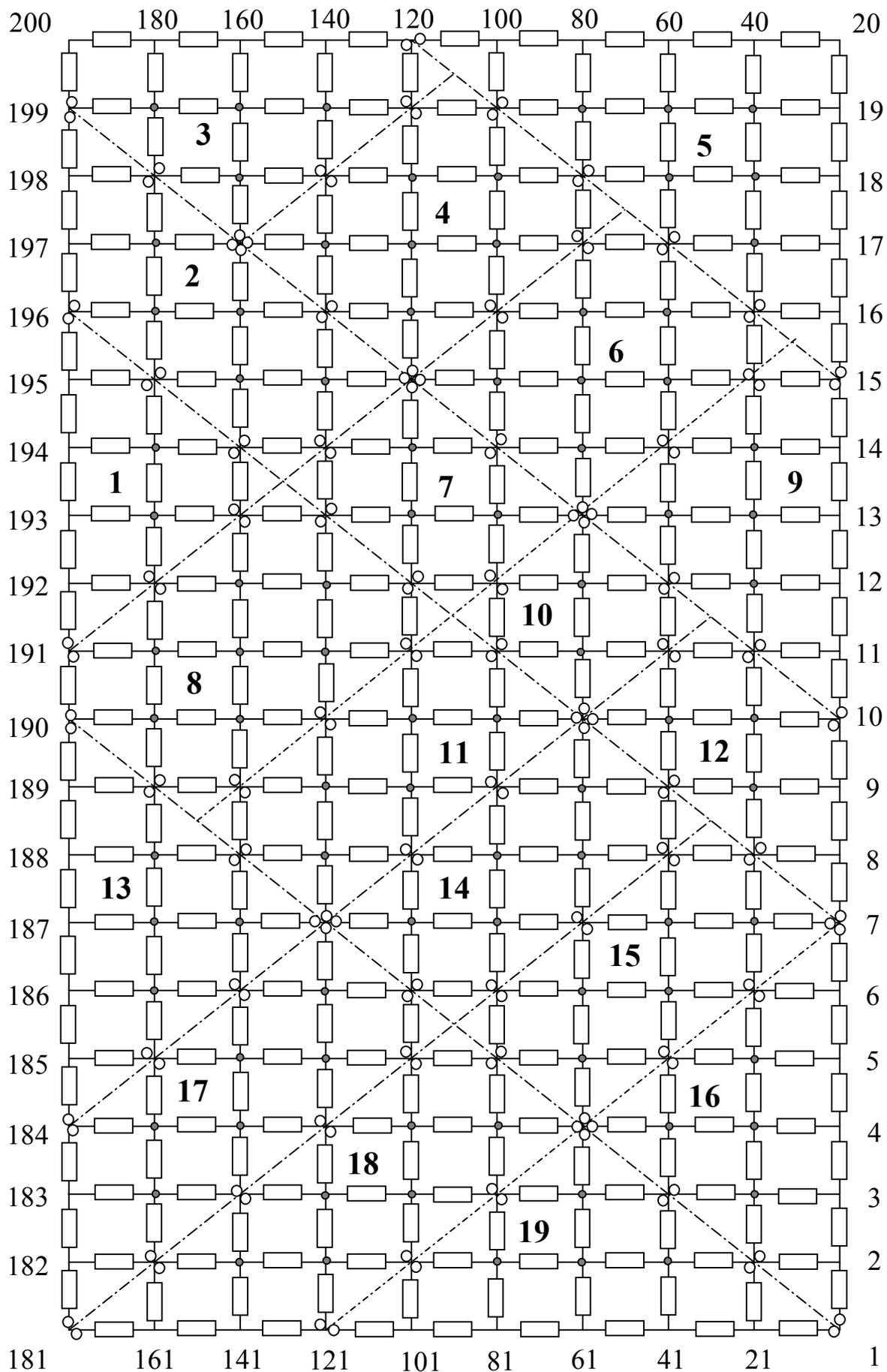


Рис. 1. Диагональный разрез контурной сети (○ полюс подсхемы)

Объединение подсхем осуществляется по их порядковым номерам, указанным на рис. 1 жирным шрифтом. К первой подсхеме подсоединяется вторая подсхема, к полученной объединенной подсхеме – третья подсхема и т.д. Объединенные подсхемы, как исходные, не содержат более 11 полюсов. При горизонтально-вертикальном делении сети на те же 19 подсхем, например на 18 подсхем в виде квадратов 3×3 и одной подсхемы в виде полосы 9×1 , получаются объединенные подсхемы с числом полюсов, равным 14.

При использовании для анализа такой сети метода схемно-алгебраической редукции [3] максимальное число параметров у подсхем при диагональном разрезе в 1,69 раза меньше (отношение числа полюсов равно отношению квадратов чисел независимых узлов подсхем), чем при горизонтально-вертикальном делении. При этом время анализа меньше приблизительно в 3 раза, поскольку оно уменьшается в случае диагонального разреза сети не только при формировании параметров подсхем, но и при объединении подсхем.

Диагональный способ разреза сети является более эффективным и с точки зрения компактности получаемых формул. Так на основе диагонального разреза, представленного на рис. 1, с помощью программы REDSYM [3], реализующей метод схемно-алгебраической редукции, получена формула для определителя схемы, содержащая 882090, 2778, 1398545, 13320 операций умножения, деления, сложения и вычитания соответственно, а при использовании вертикально-диагонального деления число операций примерно в 1,5 раза больше.

Вывод

Для анализа контурных сетей по методу схемно-алгебраической редукции целесообразно использовать диагональное деление схемы, которое по сравнению с горизонтально-вертикальным разрезом сокращает число полюсов у объединенных подсхем, уменьшает многократно вычислительные затраты и позволяет построить более экономичные (содержащие меньшее число арифметических операций) символьные выражения.

Литература

1. Крон Г. Тензорный анализ сетей.– М.: Сов. Радио.– 1978.– 720 с.
2. Крон Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика.– М.: Наука.– 1972.– 544с.
3. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ электронных цепей и электрических систем методом схемно-алгебраической редукции // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005 .– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 34–41.

СИНТЕЗ БАЗ ЗНАНИЙ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Ю. И. Лыпарь

Значение баз знаний (БЗ) для ускорения проектирования электронных систем весьма велико. В рамках онтологического подхода к БЗ [1,2], основанного на использовании взаимосогласованной совокупности таксономии терминов, определения терминов и правил их обработки, воспользуемся моделью онтологической системы [1]

$$\Sigma^o = \langle O^{meta}, \{O^{d\&t}\}, \Xi^{inf} \rangle, \quad (1)$$

где O^{meta} – онтология верхнего уровня (метаонтология); $\{O^{d\&t}\}$ –

множество предметных онтологий и онтологий задач предметной области;

Ξ^{inf} – модель машины вывода знаний, ассоциированных с

онтологической системой Σ^o .

Метаонтология оперирует общими концептами и отношениями, которые не зависят от конкретной предметной области. В области рассматриваемой задачи была разработана и реализована [3] декомпозиция процедуры системно-структурного проектирования, т.е. вывода новых знаний

$$\Pi = \Phi_H \circ \Phi_K \circ S_{St} \circ S_m \circ A \circ S_{Pr} \circ F_{T\&T}. \quad (2)$$

В выражении (2) *первый этап* $F_{T\&T}$ – синтез целей и их моделей, формализация свойств и ограничений; *второй этап* S_{Pr} – синтез принципов построения; *третий этап* A – аппроксимация (синтез желаемого облика (обликов), плана, характеристик объекта проектирования и одновременно получение его математической модели); *четвёртый этап* S_m – синтез способов построения; *пятый этап* S_{St} – синтез структуры; *шестой и седьмой этапы* – соответственно синтез параметров элементов Φ_K и допусков на них Φ_H .

Композиция (2) помимо структурного синтеза аналоговых электронных устройств [3,4] применяется также при создании баз знаний различных систем [5,6], при формировании портфеля ценных бумаг и разработке алгоритмов программного обеспечения [3,7], разработке методик лечения болезней [3], при проектировании системы «оператор – ЭВМ» [9].

Методы и алгоритмы решения задач вышеперечисленных этапов составляют сердцевину машины вывода знаний Ξ^{inf} . Большинство трудностей с созданием баз знаний заключается в практически не разработанности методов вывода знаний [1,2] для динамических систем. В

работах [3,4,8,10,11] изложены основы теории системно-структурного синтеза аналоговых электронных цепей, позволившей выстроить процедуры Ξ^{inf} .

Предметная онтология O^{domain} содержит понятия, описывающие конкретную предметную область, отношения, семантически значимые для этой области, а также интерпретацию этих понятий и отношений

$$O^{domain} = \langle X, M, \Phi \rangle, \quad (3)$$

где X - конечное не пустое множество концептов (понятий, терминов) предметной области онтологии O^{domain} , M - конечное множество отношений между концептами рассматриваемой предметной области; Φ – конечное множество функций интерпретации, заданных на концептах и / или отношениях онтологии O^{domain} .

Заметим, что множества Φ и M могут быть пустыми, и в этом случае образуется просто словарь терминов предметной области. Для линейных и кусочно-линейных статических и динамических с постоянными и переменными во времени параметрами электронных устройств это словарь следующих классов устройств: генераторов гармонических колебаний, электронных фильтров, фазовых и амплитудных корректоров, стабилизаторов напряжения и тока, масштабирующих и алгебраически суммирующих компонент, управляемых преобразователей напряжения в ток и обратно [4,8]. Очевидно, что эти классы входят в надклассы, например, генераторов, фильтров, корректоров, стабилизаторов и т.д. Таким образом, словарь терминов осуществляет эффективное сужение области возможных решений: от NP-полной задачи к полиномиальной задаче.

Множество отношений M формулируют в исходных технических, технологических, экономических, эксплуатационных и экологических требованиях (ТЭТ), которые охватывают все аспекты проектирования: функциональный, структурный и конструкторско-технологический. При этом исходные ТЭТ практически всегда содержат ограниченное число данных, которых недостаточно для решения задач композиции (2). Последняя составлена так, что исходных ТЭТ достаточно для начала функционального проектирования.

Для проектирования электронных цифровых систем предложена сжимающаяся спиралевидная диаграмма Гайского-Кана [12,13], отражающая взаимодействие аспектов между собой и этапов каждого уровня. В указанном порядке они последовательно по спирали следуют друг за другом одновременно переходя от вышестоящего этапа по каждому из аспектов к нижележащему.

Автором независимо от этих работ в [3,4,8] разрабатывался аналогичный подход применительно к синтезу аналоговых устройств. При этом функциональный аспект формирует совместно с вышележащим

этапом структурного аспекта дополнительную, относительно исходных ТЭТ, функциональность и ограничения, образующих функцию выбора Φ_{st} синтезируемых структурных решений. Получаемые эффективные структурные решения нижележащего этапа формируют подсистемы и компоненты, а также ограничения (функцию выбора Φ_{ct}) для решения задач конструкторско-технологического аспекта рассматриваемого уровня. В рамках ограничений вышележащего уровня этого аспекта решаются задачи размещения и технологии. С помощью функции выбора Φ_f выделяются возможные варианты для проектирования следующего уровня функционального аспекта и так далее. Пример такого проектирования генератора гармонических колебаний с перестраиваемой электронным путём частотой приведён в [10].

Кроме специального программного обеспечения предполагается, что проектировщик БЗ будет применять программные комплексы общего пользования перечисленные ниже или аналогичные:

SCAD [14], предназначенный для автоматизированного формирования символьных выражений откликов и передаточных функций электронных цепей;

MAPLE, позволяющей производить математические операции с символьными выражениями;

MathLab или MVTU, предназначенных для решения задач численного расчёта (аппроксимации характеристик, параметрического и допускового синтеза, расчета вторичных параметров и т.п.).

Предложенный подход (2) к системному синтезу БЗ электронных компонент и устройств так же, как в [2] разбит на семь этапов, но методы и алгоритмы в (2) наполнены формальным содержанием и решают задачи, на которые выдаются патенты во всём мире.

БЗ должна содержать также историю ее применения при проектировании и анализе известных устройств, используемый элементный состав компонент. Сохраняют знания, применяя следующие измерительные шкалы [15]:

наименований, в которых даются **названия объектов** проектирования и его вербальные характеристики, оперирующих только с понятиями равно или не равно;

порядка, оперирующих понятиями **равно, больше, меньше**, но в последних двух случаях без возможности указать, на сколько больше или меньше какого-либо качества в одном из сравниваемых объектах;

интервалов, включающих возможности первых двух шкал, а кроме того в них **отношение расстояний между двумя значениями** сохраняется неизменным;

отношений, в которых остаются постоянными **отношения численных оценок** характеристик объектов;

разностей, применяемых для измерения **превосходства по определенному свойству** одного объекта по отношению к другому;

абсолютных, являющихся частным случаем вышерассмотренных типов шкал, а значит сохраняющих **любые соотношения между числами**, оценивающими измеряемые свойства объекта.

В последних трех шкалах сохраняются только максимальные и минимальные значения вторичных параметров устройств, т.е. диапазон достигнутых при предыдущем проектировании устройств их основных показателей, таких как частотный диапазон, коэффициенты стабилизации напряжения и тока, максимальная нагрузочная способность, время задержки и т.д. Следует отметить, что эти три шкалы можно использовать при синтезе БЗ только на этапах Φ_K и Φ_H , на которых стремятся сохранить качество, определяемое предыдущими этапами проектирования.

Вместе с тем надо иметь в виду, что число возможных структур исчисляется сотнями тысяч. Доводить проектирование каждой структуры до определения допусков физически и экономически не целесообразно, так как большая часть структур может не удовлетворять ТЭТ. Поэтому воспользуемся сравнением информативности шкал абсолютной со шкалами наименований и порядковой в шкале отношений, приведённое в [16]. Число неизоморфных протоколов для шкалы порядка (s_o) и шкалы наименований (s_n) соотносилось с числом разных протоколов для абсолютной шкалы (s_a). Выяснилось, что для фиксированного числа градаций m с ростом числа объектов n отношение s_o / s_a растет быстро и при $n > 5$ m достигает величины порядка 0,9, т.е. информативность шкалы порядка при большом числе объектов приближается к информативности абсолютной шкалы. Поэтому эта шкала является для этапов $F_{ТЭТ}$, S_{Pr} , S_m , S_{st} более приемлемой, чем абсолютная. Отношение s_n / s_a было малым и оставалось постоянным. Это и не удивительно, так как шкала наименований не имеет численной оценки, по крайней мере, в настоящее время. Однако она позволяет делать то, что недоступно абсолютной шкале: отличить стабилизатор от усилителя, а последний от генератора и т.д.

Итак, основными измерительными шкалами БЗ будут шкалы наименований и порядка совместно доводящие информативность БЗ до уровня, позволяющего корректно принимать оценочные решения.

В БЗ входят также данные и знания, **отражающие качество спроектированных устройств**, выраженное через соответственно:

а) нестабильность основных характеристик, уровень повторяемости их при серийном и мелко серийном производстве, параметрическую надежность, динамический диапазон сигналов, уровень собственных шумов, уровень нелинейных искажений, себестоимость, потребляемую мощность и т.п. (абсолютная шкала);

б) принципы, способы, конкретные структуры, элементный состав, обеспечивающих высокое качество на всех трёх аспектах проектирования (шкалы наименований и порядка).

Сердцевиной БЗ являются **методы и алгоритмы**, с помощью которых в процессе проектирования синтезировались объекты или были внесены в нее после анализа известных и апробированных структур.

Таким образом, показана возможность создания машины формального вывода знаний об аналоговых электронных устройствах достаточно широкого спектра применений. Так как машина вывода знаний является открытой, то в БЗ можно легко вносить знания, ранее накопленные в организации или опубликованные в печати. При этом последние знания о конкретной структуре будут в БЗ обогащены дополнительными знаниями об эффективных способах и принципах построения, отсутствовавших в публикациях.

Литература

1. Гаврилова Т.А., Хорошевский В.Ф. Базы знаний интеллектуальных систем. – СПб.: Изд-во «Питер», 2001, – 384 с.

2. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект: современный подход, 2-изд. : Пер.с англ.—М.: Издательский дом «Вильямс», 2006, – 1408 с.

3. Лыпарь Ю.И. Системно-структурный синтез // В учеб. пособии "Системный анализ и принятие решений. Словарь-справочник" /Под общ. ред. В.Н. Волковой и В.Н. Козлова, М. Высш. Школа, 2004, - 427-439 с.

4. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики: Учебник для вузов- 3-е изд., перераб. и доп.- Л.: Энергоатомиздат, 1984 — 432 с.

5. Лыпарь Ю.И. Синтез баз знаний интеллектуальных систем // Тр. VII-й МНПК «Системный анализ в проектировании и управлении», СПб: Изд-во СПбГПУ, 2003.– 41–43с.

6. Лыпарь Ю.И., Станкевич Л.А. Когнитивные структуры в системе управления гуманоидного робота // Мехатроника, Автоматизация, Управление.– 2002, №7.

7. Лыпарь Ю.И., Косенков А.Н., Ельцов А.А. Системное проектирование и управление портфелем ценных бумаг // Тр. международной научно-технической конференций «Интеллектуальные системы» (AIS`05) и «Интеллектуальные САПР» (CAD-2005).- М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005, Т.2.– 491–498 с.

8. Лыпарь Ю.И. Автоматизация проектирования избирательных усилителей и генераторов.– Л.: Изд-во ЛГУ, 1983.– 142 с.

9. Гололобов Л.И. Применение теории системного структурного синтеза в проектировании системы «оператор – ЭВМ» // Тр. 6-й

Международ. науч.-практич. конф.: Системный анализ в проектировании и управлении. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2002.– 407–410 с.

10. Лыпарь Ю.И. Системный синтез структуры генератора гармонических колебаний с перестраиваемой частотой // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005– 2005.– Т. 3.– С. 126–136.

11. Лыпарь Ю.И. Системный синтез способов построения электронных цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005– 2005.– Т. 3.– С. 116–125.

12. Gajsky D. Principles of Digital Design. Prentice Hall, New Jersey, 1997.– 447 p.

13. Kang S., Leblevici Y. CMOS Digital Integrated Circuits. Analysis and Design. Boston, McGraw-Hill, 1999.

14. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005– 2005.– Т. 3.– С. 116–125 с.

15. Емельянов А.А. Шкалы измерений при оценке систем // Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. В.Н. Волковой, В.Н. Козлова. – М.: «Высш. шк.», 2004 – 575–585 с.

16. Загоруйко Н.Г. Прикладные методы анализа и знаний. Новосибирск: Изд-во Ин-та математики, 1999.—270 с.

Лыпарь Юрий Иванович – д.т.н., член-корр. Международной академии высшей школы, профессор кафедры «Системный анализ и управление» Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.
Адрес: 195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая 25, СПбГПУ, каф. САиУ. Тел.: (812) 247–42–14. E-mail: yulyr@mail. spbstu.ru.

СИНТЕЗ МНОГОКАСКАДНОГО ВЫСОКОЛИНЕЙНОГО АДАПТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ

И. Ю. Малевич

Высокочастотные усилительные тракты, как составные части радиоинформационных систем в значительной мере определяют их точность, разрешающую способность и помехозащищенность. Эффективным методом поддержания качественных характеристик радиосистем в условиях нестационарной электромагнитной обстановки

является адаптация динамического диапазона усилительного тракта к диапазону входных воздействий [1-11].

В [11] решение этой сложной научно-технической задачи для класса широкополосных высоколинейных усилителей радиочастот предложено в виде системы из n усилительных секций, согласованных по порогам перегрузки ($P_{oi} K_i = P_{oi+1}$) и $2n$ бинарных коммутаторов. Оперативное согласование динамических диапазонов регистрируемых сигналов с динамическим диапазоном усилителя радиочастоты производится оптимизацией структуры тракта, обеспечивающей $P_o \geq P_{ex}$, где $P_o = P_{oi} = K_{p1} \dots K_{p(i-1)} P_{oi}$. При этом нижняя граница динамического диапазона тракта определяется коэффициентом шума оставленной цепочки усилительных звеньев:

$$N = N_i + \frac{N_{i+1} - 1}{K_{ip}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{ip} \dots K_{n-1p}}.$$

Такой размен усиления на линейность посредством отключения ближайших к входу тракта усилительных секций позволяет парциально увеличивать верхнюю границу динамического диапазона (ДД) тракта при контролируемом снижении его чувствительности.

В отличие от усилителей радиосигналов радиоприемных трактов, в усилителях, используемых в системах регистрации быстропротекающих процессов, усилителях систем высокочастотной обработки и извлечения информации, широкополосных усилителях промежуточных частот, в процессе адаптации порога перегрузки усилителя к групповому уровню полосных сигналов требуется обеспечивать неизменно высокую чувствительность тракта.

Как и предыдущая, эта задача может быть решена методом структурного синтеза в классе инвариантных реляторных цепей.

В [11] показано, что выполнение условия инвариантности состояния цепочечного тракта относительно входных воздействий, превышающих порог его перегрузки может быть обеспечено удалением соответствующего количества ФЭ из усилительного тракта. Такая процедура реализуется в базисе переключаемых схем с канонической структурой последовательного типа, включающей n усилительных секций, $2n$ бинарных коммутаторов, направленный ответвитель и измерительный блок с системой управления коммутаторами (рис.1).

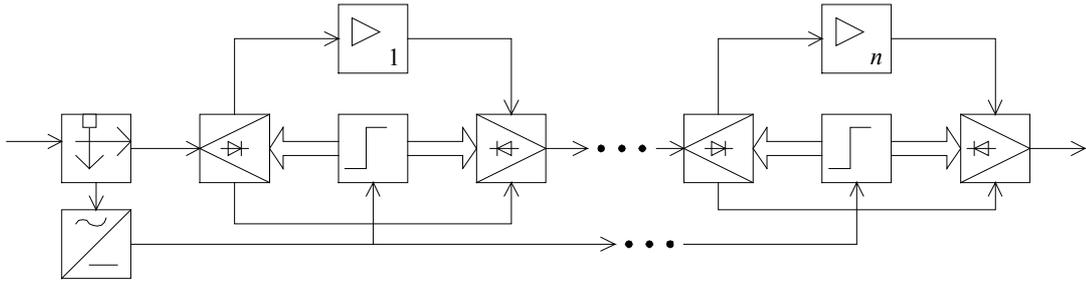


Рис.1.

Обеспечение высокой чувствительности тракта (рис.1) в процессе адаптации динамического диапазона усилительного тракта ($D = P_0/P_{шX}N\alpha$, где P_0 - входной порог перегрузки УТ по мощности; $P_{шX}$ - мощность шумов источника сигнала в полосе пропускания Π , приведенная к входу УТ ($P_{шX} = kT_o\Pi$ в (Вт) и $P_{шX} = -174 + 10\lg\Pi$ в (дБмВт); N - коэффициент шума n -каскадного тракта; α - коэффициент различимости сигнала на фоне шумов (задается надсистемой, в которой используется УТ, например, $\alpha = 1$ для систем с пороговой чувствительностью, т.е. с отношением $(с/ш) = 1$) к входным воздействиям ($P_{вх}$) достигается обратным режимом управления коэффициентом передачи системы:

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}} ;$$

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \dots + \frac{N_{n-1} - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-2)}} ;$$

$$\vdots$$

$$N = N_1 ,$$

где, N_i - коэффициент шума i -ой усилительной секции, K_{pi} - коэффициент передачи по мощности i -ой усилительной секции. При этом регулировочная характеристика многокаскадного адаптивного усилителя описывается ступенчатой функцией:

$$P_{вых} = \prod_{i=1}^{n-j} K_{pi} P_{вх} ,$$

так что $P_{вых \max j} = const$ на каждом j -м интервале дискретизации.

Если теперь обеспечить равенство выходных порогов перегрузки ФЗ, то при изменении уровней полосного сигнала и помех, в процессе адаптации ДД тракта к групповому радиосигналу за счет последовательной возвратной, т.е., начинающейся с выхода коммутации усилительных секций появляется возможность поддержания постоянства выходного динамического диапазона тракта (рис.2). Как видно, для значений входного сигнала

не превышающих порог перегрузки $P_{0exi} = P_{\text{вых max}} / \prod_{i=1}^{n-j} K_{pi}$, значение коэффициента передачи тракта не изменяется и амплитудная характеристика в смысле регулирования строго линейна.

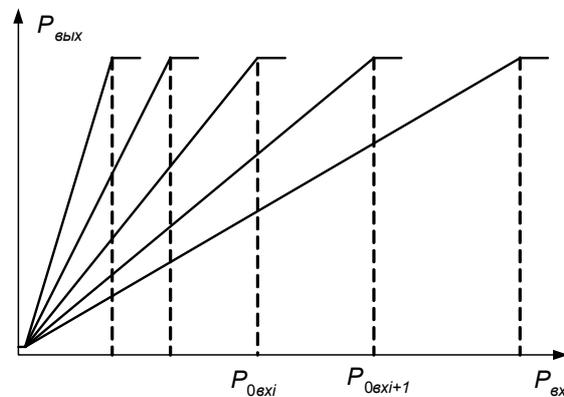


Рис.2.

В то же время, динамика изменения параметра нелинейности 3-го порядка

$$IP_o3 = \frac{K_{p1} \dots K_{pn}}{\frac{K_{p1}}{IP_o3_1} + \frac{K_{p1}K_{p2}}{IP_o3_2} + \dots + \frac{K_{p1} \dots K_{pn}}{IP_o3_n}} ;$$

$$IP_o3 = \frac{K_{p1} \dots K_{p(n-1)}}{\frac{K_{p1}}{IP_o3_1} + \frac{K_{p1}K_{p2}}{IP_o3_2} + \dots + \frac{K_{p1} \dots K_{p(n-1)}}{IP_o3_{n-1}}} ;$$

$$\vdots$$

$$IP_o3 = IP_o3_1$$

приводит к увеличению малосигнального динамического диапазона $DD3$.

Таким образом, процедура структурного синтеза адаптивного малошумящего высоколинейного цепочечного тракта с переключаемыми секциями фактически сводится к определению количества ФЗ в структуре (n) и их параметров ($K_{pi}, N_i, P_{0exi}, IP_o3_i$). А при использовании для реализации тракта идентичных ФЗ (что рационально при больших n), решение задачи синтеза тривиально: требуется для заданных границ динамического диапазона тракт-та подобрать ФЗ, обеспечивающее $K_{p1}^n = T, N_1 < N, P_{0ex1} = P_{0ex} T / K_{p1}, IP_o3_1 > IP_o3$.

В соответствии с разработанной методикой синтеза, разработана принципиальная схема шестикаскадного малошумящего широкополосного высоколинейного усилителя с релейторным управлением (рис.3).

Переключаемые секции выполнены на высоколинейных малошумящих широкополосных модулях MSA1105 ($K_{pi}=12$ дБ, $N_i=3,2$ дБ, $P_{0exi}=5,5$ дБм, $IP_{03}=30$ дБм) и парах бинарных коммутаторов на $p-i-n$ диодах HSMР 3824.

При усилении группового полосного сигнала, мощность которого не превышает порога перегрузки тракта (-52 дБм), на выходе блока управления формируется цифровой сигнал управления, подключающий все секции в тракт усиления и реализуется максимальный коэффициент усиления тракта, равный 70 дБ. При увеличении мощности входного сигнала свыше -52 дБм, но не более -41 дБм, формируется сигнал управления, отключающий вы-ходную усилительную секцию и уровень перегрузки тракта пропорционально повышается на величину коэффициента усиления оконечной секции (12 дБ). При дальнейшем нарастании мощности группового входного сигнала, происходит отключение предвыходной усилительной секции из тракта передачи. В предельном случае, когда входной сигнал превышает приведенный к входу тракта порог перегрузки первой усилительной секции адап-тивного тракта (5,5 дБм), принимается решение о невозможности исполь-зования усилительных звеньев в структуре адаптивного усилителя и форми-руется сигнал перегрузки.

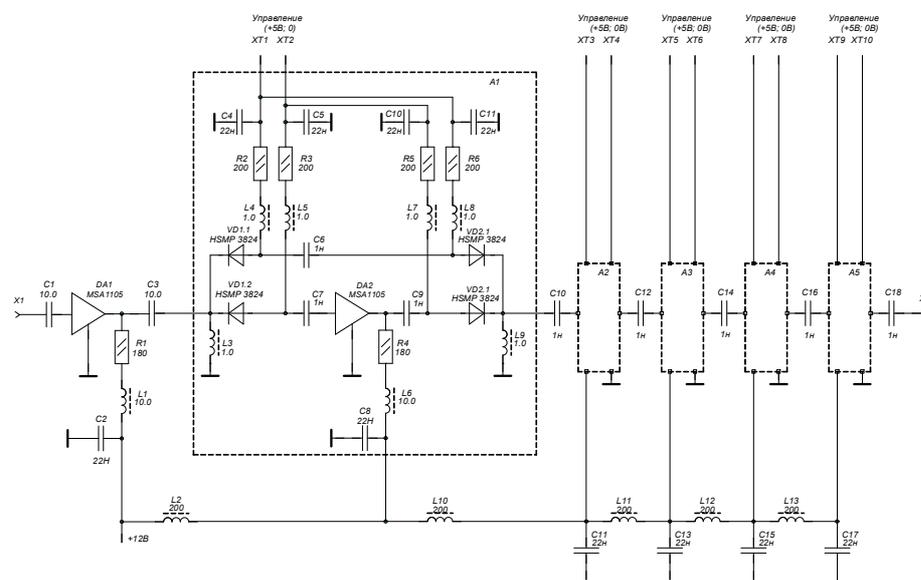


Рис.3

Разработанный тракт с коммутируемыми секциями обеспечивает дискретное увеличение порога перегрузки тракта с пропорциональным расширением динамического диапазона системы от 57 дБ до 115 дБ при поддержании коэффициента шума тракта на уровне 3,5 дБ в диапазоне частот 25-120 МГц.

Таким образом, разработан метод защиты усилительного тракта,

основанный на параметрическом размене "усиление-линейность". Предложена структура высоколинейного усилительного тракта с коммутируемыми секциями, которая позволяет обеспечить дискретное увеличение порога перегрузки тракта с сохранением заданного отношения сигнал-шум на выходе тракта. Разработана принципиальная схема и конструкция высоколинейного адаптивного усилителя. Натурные испытания усилителя в условиях нестационарной ЭМО в составе радиолокационного РПУ показали его высокую эффективность.

Литература

1. Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н. Системы автоматической регулировки усиления. –М.: Радио и связь.- 1982.- 192с.
2. Горюнов В.И., Ерусланов В.Н., Потаповская Т.М. К анализу режима стабилизации напряжения на выходе усилителя с дискретно-регулируемым по величине и во времени коэффициентом усиления// Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи.- 1984.- Вып.9.- С.72-79.
3. Корчагин О.П. Алгоритм управления входным аттенуатором радиоприемного устройства по эффекту блокирования// Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи.- 1989.- Вып.9.- С.59-62.
4. Михайлов Б.И., Никифоров В.И. Защита радиоприемников от мощных помех с помощью автоматических аттенуаторов// Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи.- 1990.- Вып.9.- С.19-25.
5. Богданович Б.М., Семенов В.С. Системы регулирования отношения сигнал-помеха в адаптивном радиоприемном устройстве// Радиотехника.- 1987.- Т.42, №2.- С.28-30.
6. Богданович Б.М., Ваксер Э.Б., Окулич Н.И. Проектирование элементов радиоприемных устройств (управляемых электронных аттенуаторов).- Мн.: Выш. шк.- 1979.- 192с.
7. Богданович Б.М., Малевич И.Ю., Снитковский В.И. Применение персональных ЭВМ для настройки адаптивного РПУ// Разработка и внедрение в народное хозяйство ПЭВМ: I Всесоюзная школа-семинар.- Мн.- 1988.- С.III-202-203.
8. Богданович Б.М., Жур В.А., Малевич И.Ю. Повышение эффективности структурных методов адаптивной защиты приемно-усилительных трактов от нелинейного поражения// Радиотехника.- 1990.- Т.45, №12.- С.45-49.
9. Принципы и аппаратура адаптивной защиты от нелинейного поражения в системах приема с коллективным антенным устройством. Богданович Б.М., Малевич И.Ю., Окулич Н.И. и др.// Перспективы развития средств радиосвязи и радионавигации на водном транспорте: Всесоюзная НТК.- 1990.- С.288-290.
10. Малевич И.Ю. Радиоприемные устройства: Учебн. пос.- Мозырь:

Изд. Дом «Белый ветер», 2000.- 204с.

11. Малевич И.Ю. Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона. – Мн.: ОДО «Тонпик», 2004. –156с.

Малевич Игорь Юрьевич – к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические устройства» Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» (БГУИР). 220013 Беларусь, Минск, ул. П.Бровки, 6, БГУИР, каф.РТУ; служебный тел. 2938896. 2398925@tut.by

ПУТИ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

Е. Н. Меньшов

Уравнения Максвелла составляют фундамент современной классической электродинамики. Но классическая электродинамика содержит в себе внутреннее принципиальное противоречие [1]. Оно проявляется тогда, когда приходится учитывать в уравнении движения заряда дополнительную силу, названную силой реакции излучения. Это та сила, которая действует на заряженную частицу со стороны создаваемого ей поля электромагнитного излучения. Она возникает по той причине, что электромагнитное излучение уносит с собой не только энергию, но еще и импульс. Благодаря этому, излучение сопровождается обратным силовым воздействием испускаемого поля на заряженную частицу. Сила реакции излучения для электрона дается в системе CGSE формулой: $\mathbf{f}_s = (2q^2/3c^3)\mathbf{a}/dt$, где q – заряд, \mathbf{a} – ускорение. Тогда уравнение движения электрона массой m под действием внешней силы \mathbf{f} принимает вид:

$$\mathbf{a} - (2q^2/3c^3m)\mathbf{a}/dt = \mathbf{f}/m,$$

Это уравнение относится к классу уравнений, описывающих неустойчивые динамические системы: любое ненулевое начальное условие приведет к безграничному возрастанию ускорения — к саморазгону электрона, что противоречит опыту и физическому смыслу

Имеются и другие трудности, приводящие к физически противоречивым результатам, например, в релятивистской области преобразования Лоренца указывают на бесконечность физических характеристик, а энергия поля точечного заряда стремится к бесконечности и т.п.

Проблемы электродинамики побуждают многих исследователей предлагать оригинальные теории электромагнитного поля. Однако авторов новых концепций и парадигм ожидают непреодолимые трудности, обусловленные или абстрактным формализмом, или субъективным постулированием. Один из путей избежать подобных ошибок лежит через искусство математического моделирования, базирующееся на строгой математике, фундаментальных принципах теории естествознания и общей теории динамических систем. При этом математика в естествознании выступает объективным системнообразующим фактором между физическими величинами; в свою очередь естествознание в математике должно накладывать определенные ограничения на количественные соотношения, таким образом, чтобы не было противоречий основным объективным принципам естествознания и теории динамических систем.

Любая математическая модель в общем виде представляет определенный математический оператор, который устанавливает взаимосвязь между физическими переменными, характеризующими состояние исследуемого объекта. Адекватность моделирования достигается выполнением определенных важных требований:

- в качестве переменных состояния модели должны быть выбраны реально наблюдаемые специфические характеристики исследуемого явления;

- структура математического оператора должна отвечать требованиям как отображения наиболее существенных свойств моделируемого явления (объекта), так и не приводить к противоречиям с фундаментальными принципами естествознания и теории моделирования динамических систем.

Руководствуясь отмеченными принципами, в работах [2-12] был выявлен дефект в уравнениях Максвелла, предложены новые уравнения ЭМП, устраняющие этот дефект, и проведены их исследования. При этом новые уравнения явились модернизацией уравнений Максвелла, поэтому для краткости новые уравнения будем называть М–М-уравнениями. В [2-12] проводилось обоснование, интегрирование М–М-уравнений и исследования свойств новой электродинамики. Основные результаты новых уравнений ЭМП: преодолевается внутреннее противоречие, присущее традиционной электродинамике; ограничивается число электромагнитных колебаний предельной длиной волны.

Но есть еще один способ исследования объективных свойств электромагнитных процессов. Это построение электрических моделей – схем замещений электромагнитных процессов, на основе технологии синтеза. Электрические модели (схемы) широко используются для расчетов сложных электромагнитных систем, состоящих из большого количество неоднородных элементов. При этом обращаются к системным

методам анализа, основанным на теории цепей. Поэтому важно иметь электрические схемы замещения электромагнитных элементов.

Следует подчеркнуть, что задача синтеза электрических моделей существенно отличается от задач синтеза электротехнических устройств для их проектирования. Если во втором случае главной целью синтеза является воспроизведение полученной схемой заранее заданных характеристик, то в первом случае главной целью являются такие схемы, которые бы удовлетворяли физической сущности исходного объекта. При этом в задачах моделирования физических объектов важны такие его схемы замещения, которые бы позволили воспроизвести и расшифровать скрытые свойства, присущие объекту. Реализации электрических моделей должна базироваться на таких методиках синтезирования, которые позволяют в процедуры синтезирования включать дополнительную информацию, соответствующую физической сущности объекта. Основы методологии построения электрических моделей были заложены в работах [13-19]. При этом в качестве исходных данных могут быть использованы экспериментальные характеристики исследуемого объекта, или теоретические характеристики процесса, описываемого физическими уравнениями, или сами физические уравнения с совокупностью граничных условий. По этим данным сначала конструируется математическая модель объекта (её математический оператор), соответствующая условиям физической реализуемости в заданном базисе построения электрических цепей, например: в базисе – RLC элементов; в базисе – ERLC элементов и т.п. Заметим, что если задача синтеза решается на основе экспериментальных данных, тогда проблема конструирования математической модели начинается на этапе аппроксимации экспериментальных характеристик [17-19].

Литература:

1. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория поля (Теоретическая физика), том.2.– М.: Наука, 1973.– 504 с.
2. Меньшов Е.Н. Математическое моделирование электромагнитного поля: Деп. в ВИНТИ от 25.10.2002, №1842 – В2002. – 9 с.
3. Меньшов Е.Н. Математическая модель электромагнитного поля // Вестник УлГТУ. – 2002.– №3.– С.64 -71.
4. Меньшов Е.Н. Моделирование уравнений классического электромагнитного поля// Научно-технический калейдоскоп, сер. Электро- и теплоэнергетика. – Ульяновск: УлГТУ, 2002.–№3.– С.52-60.
5. Меньшов Е.Н. Несоответствие уравнений Максвелла требованиям, предъявляемым к динамическим моделям типа «вход-выход»: Схемно-топологические модели активных электрических цепей (синтез и анализ): Тр. межд. конф. «КЛИН-2003» (г. Ульяновск, 13-15 мая 2003 г.)/ Под общей ред. Л.И. Волгина.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Том 4.– С.75-78.

6. Меньшов Е.Н. Новые уравнения Максвелла: преодоление внутреннего противоречия в классической электродинамике// Современные наукоемкие технологии. – 2005. – №1.– С.89-90.

7. Меньшов Е.Н. Метод анализа ЭМП равномерно движущегося заряда на основе модели Максвелла»: Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. «КЛИН-2004» (г. Ульяновск, 18-20 мая 2004 г.)/ Под общей ред. Л.И. Волгина.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Том 4.– С.97-102.

8. Меньшов Е.Н. Разработка критерия, не излучающегося электромагнитного поля движущейся заряженной среды: Сб. научн. трудов. «Вопросы теории и проектирования электрических машин. Математическое моделирование электромеханических процессов».– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– С.148-155.

9. Меньшов Е.Н. Фундаментальные свойства новых уравнений Максвелла. // Вестник УлГТУ.– 2004.– №4.– С.54-57.

10. Меньшов Е.Н. Поле излучения, определяемое из новых уравнений Максвелла // Современные наукоемкие технологии – 2005. – №11– С.61-63.

11. Меньшов Е.Н. Идентификация модифицированных уравнений классической электродинамики: Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. «КЛИН-2005» (г. Ульяновск, 17-19 мая 2005 г.)/ Под общей ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Том.3. – С.137-140.

12. Меньшов Е.Н. Сила реакции излучения в новой электродинамике: материалы заочной электронной конф. РАЕ, 15-20 март, 2006 г. – 2 с.

13. Меньшов Е.Н., Савиновский Ю.А. Синтезирование электрической модели пассивного четырёхполюсника// Изв. вузов, Радиоэлектроника. – 1990. – №3.– С.96.

14. Меньшов Е.Н. Использование дифференциальных Т-преобразований для синтеза цепных схем:// Логико-алгебраические методы в науке, технике и экономике: Труды междунар. конф. «Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике» (г. Ульяновск, 16-18 мая 2000 г.)/ Под ред. Л.И. Волгина.– Ульяновск: УлГТУ, 2000.–Том.1.– С.107-109.

15. Меньшов Е.Н., Куляшов Д.А. Конструирование Т-спектра системы в задачах синтеза электрических схем длинных линий //Логико-алгебраические методы, модели, прикладные применения: Труды междунар. конф. КЛИН-2001(г. Ульяновск, 15-17 мая 2001 г.)/ Под ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2001. – Том.3.– С.19-20.

16. Меньшов Е.Н., Герасимов Д.Г. Выделение Т – спектра элементарного звена электрической схемы замещения длинной линии// Логико-алгебраические методы, модели, прикладные применения: Труды междунар. конф. КЛИН-2001(г. Ульяновск, 15-17 мая 2001 г.)/ Под ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2001. – Том.3.- С.21-23.

17. Меньшов Е.Н., Лазарев А.В. Теория и практика интерполяции временных характеристик экспоненциальными полиномами: Математические методы и модели в прикладных задачах науки и техники: Труды межд. конф. «КЛИН-2002» (г. Ульяновск, 14-16 мая 2002 г.)/ Под ред. Л.И. Волгина.– Ульяновск, 2002.–Том 5.– С.54-56.

18. Меньшов Е.Н., Лазарев А.В. Программа аппроксимации временных характеристик экспоненциальными полиномами // Компьютерные учебные программы и инновации.– М.: Госкоорцентр, 2003.– Вып.3.– С.42.

19. Меньшов Е.Н., Никитин К.В. Моделирование переходных характеристик экспоненциальными полиномами: Труды научн.-практ. конф. «Образование, наука, бизнес» (г. Череповец, июнь 2005 г.).– Череповец, 2005. – С.273-276.

Меньшов Евгений Николаевич – к.т.н., доцент УлГТУ, г. Ульяновск.
E-mail: men@ulstu.ru.

ГЕНЕРАЦИЯ ФОРМУЛ СХЕМНЫХ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ОДИНАКОВЫХ ПАРАМЕТРОВ

В. А. Минаков, Д. В. Шеин, Л. Ш. Яфаров

Если производить вычисления определителей схем без учета одинаковых параметров, то, очевидно, вычисления будут избыточными [1–4]. Это можно продемонстрировать на примере расчета количества операций для нахождения определителя без учета n одинаковых параметров.

Для расчета операций умножения и сложения используются формулы:

$$N_m = \sum_{i=n}^1 \frac{i \cdot n!}{i!(n-i)!} \quad \text{и} \quad N_a = 2^n - 1.$$

Данные расчетов сведены во второй и третий столбцы табл. 1.

Таблица 1. Оценка числа операций в формулах без учета и с учетом одинаковых параметров схемных элементов

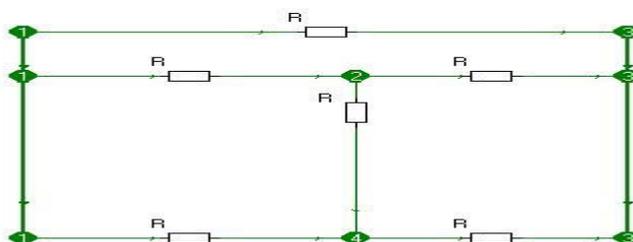
n	Без учета одинаковых параметров		С учетом одинаковых параметров	
	Число операций сложения	Число операций умножения	Число операций сложения	Число операций умножения
1	1	1	1	1
2	3	4	3	2
3	7	12	7	3
4	15	32	15	4
5	31	80	31	5
6	63	192	63	6
7	127	448	127	7
8	255	1024	255	8
9	511	2304	511	9
10	1023	5120	1023	10

При учете одинаковых параметров используются другие формулы:

$$M_m = n \quad \text{и} \quad M_a = \sum_{j=1}^n \frac{n!}{j!(n-j)!}. \quad \text{Результаты вычислений сведены в}$$

четвертый и пятый столбцы табл. 1. Экономия в операциях сложения отсутствует, но выигрыш в операциях умножения очевиден. Как показано в докладе, использование формул с учетом одинаковых параметров позволяет резко сократить объем результирующих выражений и увеличить эффективность программной системы символьного анализа и диагностики электронных цепей SCAD [5,6].

Например, дана схема [6]



Требуется вычислить её определитель. Используя обычные формулы, результат получится в следующем виде:

$$R*((R+R)*(R+R+R)+(R+R)*R)+R*((R+R)*(R+R)+R*R)+R*(R*(R+R)+R*R);$$

После применения формулы, учитывающей одинаковые параметры, результат будет $R*R*R*16$.

Разработанный алгоритм работы функции, производящей вычисления определителей с учетом одинаковых параметров содержит следующую последовательность шагов: 1) инициализация; 2) получение управления; 3) подсчет количества одинаковых параметров; 4) формирование двоичного вектора; 5) построение *i*-го определителя; 6) вывод *i*-го определителя в файл; 7) если разложение не завершено, то переход к пункту 4; 8) приведение подобных слагаемых; 9) возврат управления программе и блокировка получения определителя стандартным способом.

Выполненная модификация текста базовой программы CIRSWM [5,6] имеет следующий вид:

Модуль Kernel:

```

/*
  Процедура удаления или стягивания элемента "name".
  Action - требуемое действие: 0 - удалить, 1 - стянуть.
*/
void Proc1(char Element_name[4], int action, int *n, PASSIVE *matr,
           int *act_n, SOURCE *act)
{
    int address; char base[2]; int flag=-1;
    address = Search(Element_name, *n, matr, *act_n, act, base); /* поиск индекса
искомого элемента в массивах структур Matr и Act */

    switch (action)
    {
        /* Стягивание элемента */
        case 1: if (base[0] == 'a') /* если элемент найден в массиве структур Act */
            {
                // nui(act[address].v1, act[address].v2, &act_n, act);
            }
            if (base[0] == 'm') /* если в Matr */
            {
                /* замена элемента параллельными разнонаправленными ГНУИ и
ПНУИ и удаление элемента из массива */
                nui(matr[address].v1, matr[address].v2, act_n, act);
                unipas(matr[address].v1, matr[address].v2, n, matr);
                frmatr(&address, &n, matr);
            }
            break;
        /* Удаление элемента */
        case 0: /*if (base[0] == 'a')
                fract(&address, &act_n, act); */
            if (base[0] == 'm') /* простое удаление из массива */
                frmatr(&address, &n, matr);
            break;
    }
}
/*Найти определитель эл. схемы исходя из двоичного вектора*/
/*matr и act - указатели на массивы одинаковых параметров
и соответственно samenum , n , act_n - число одинаковых параметров*/
int FromVectorToSchema(int n,PASSIVE *matr,int act_n,SOURCE *act,char *vector,int
samenum,int *mas)

```

```

{
    int i,j,v,sact1_n,sn1,m; int *act1_n,*n1; char _c[1]; int how; char *forc;
    char Element_name[4]; PASSIVE *matr1; SOURCE *act1; int delcount;
    int nodemas[8]; int nodemas2[8]; int ncol; int k; int nonode=0; int nowhile=1;
    /* Выделение памяти и инициализация */
    n1=(int *)malloc(sizeof(int));
    act1_n=(int *)malloc(sizeof(int));
    *act1_n=act_n;
    *act1_n=0;
    *n1=n;
    /* Для gggf */
    if (*n1)
    {
        matr1=(PASSIVE *) malloc(*n1*sizeof(PASSIVE));
        pascopy(*n1,matr,matr1); /* заполнение matr1 из matr копированием */
    }
    {
        act1=(SOURCE *) malloc(*n1*sizeof(SOURCE));
        actcopy(*act1_n,act,act1); /* /заполнение act1 из act копированием */
    }
    v=strlen(vector);
    for (i=samenum,j=0;i>0;i--)
    {
        if (i<=v)
        {
            _c[0]=*(vector+j); /* копирование части вектора */
            j++;
        }
        else
            _c[0]='0';
        _c[1]='\0';
        how = atoi(_c); /* генерация действия (стянуть / удалить) */
        if (how==0)
            m=i-1;
        Proc1(matr1[(mas+i-1)].reb,how,n1,matr1,act1_n,act1); // удаление /
        стягивание данного элемента
    }
    j=0; k=0;
    for(i=0;i<n;i++) /* исправление узлов */
    {
        nodemas[j]=(matr+i)->v1;
        nodemas[j]=nodemas[j]-48;
        j++;
        nodemas[j]=(matr+i)->v2;
        nodemas[j]=nodemas[j]-48;
        j++;
    }
    for(i=0;i<=j;i++)
        for(k=i+1;k<=j;k++)
            if (nodemas[k]==nodemas[i])
                nodemas[k]=555;

        k=0;
        for(i=0;i<=j;i++)
            if (nodemas[i]!=555)

```

```

        {
            nodemas2[k] = nodemas[i];
            k++;
        }
    for(i=0;i<k-1;i++)
    {
        ncol=0;
        for(j=0;j<*n1;j++)
            if ((( matr1+j)->v1==nodemas2[i]+48)
                || ((matr1+j)->v2==nodemas2[i]+48) )
                {
                    ncol++;
                }
        for(j=0;j<*act1_n;j++)
            if (( (act1+j)->v1==nodemas2[i]+48)
                || ((act1+j)->v2==nodemas2[i]+48) )
                {
                    ncol++;
                }
        if (ncol == 0)
        {
            free(matr1);
            free(act1);
            return 0;
        }
    }
    if((*n1==0)&&(*act1_n==0))
    {
        free(matr1);
        free(act1);
        return 0;
    }
    ggf(*n1,matr1,*act1_n,act1); /* получение i-го определителя */
    free(matr1);
    free(act1);
    return 1;
}
/*Добавить переменную/знак в выходную строку*/
void AddVariableToString(char finalexp[500],int i,int samenum,char *what)
{
    finalexp=strncat(finalexp,what,strlen(what));
}
/*Добовить определитель схемы в выходную строку*/
void AddDetanToString(char finalexp[500],int i,int samenum,char *what)
{
    finalexp=strncat(finalexp,what,strlen(what));
}
/*Процедура подсчета числа слагаемых при одинаковом параметре
через единицы элементов двоичного вектора*/
int GetItertionsNumber(int num,int colp,int count)
{
    int i,j; int buf; int number=0; char *vectorp;
    vectorp = (char *)malloc(colp*sizeof(char)); /* дубликат двоичного вектора */
    vectorp[0] = '\0';
    for (i=0;i<colp;i++) /* заполнение вектора с коррекцией возможных ошибок */

```

```

    {
        buf=0;
        itoa(i,vectorp,2);
        if ((strlen(vectorp) > 6) || (strlen(vectorp) < 1)) /* если длина вектора отличается от
ожидаемой (ошибка), то: */
        {
            free(vectorp);
            vectorp = (char *)malloc(colp*sizeof(char)); /* заполнить вектор снова */
            vectorp[0] = '\0';
            itoa(i,vectorp,2);
        }
        for(j=0;j<=strlen(vectorp)-1;j++) /* подсчет числа «стягиваний»
        {
            if (*(vectorp+j)=='1')
            {
                buf++;
            }
        }
        if (buf==count) /* если данные совпадают, то общий счетчик итераций
увеличивается */
            number++;
    }
    free(vectorp);
    return number;
}

```

/*

Функция учета одинаковых параметров

*/

```
void mygggf(int gggfon,int n,PASSIVE *matr,int act_n,SOURCE *act,int p)
```

```
{
```

```
int i,j; int IterationsNumber; // число итераций
```

```
char *vector; // двоичный вектор
```

```
int itnum; int count=0; int col=1; int *mas; int detok=0; int rez; int vect,k=1; int samenum;
```

```
mas=mycompare(n,matr,act_n,act,&samenum); // samenum - число одинаковых
элементов
```

```
for (i=0;i<samenum;i++)
```

```
col=2*col;
```

```
if((gggfon)&&(samenum))
```

```
{
```

```
    i=0;
```

```
    AddVariableToString(c,i,samenum,matr[p].reb); // добавление символа в строку
```

```
    AddVariableToString(c,i,samenum,"(");
```

```
    vector = (char *)malloc(samenum*sizeof(char));
```

```
    GoMygggf = 0;
```

```
    while (i<col)
```

```
    {
```

```
        itoa(i,vector,2); // заполнение вектора
```

```
        if ((i!=0)&&(i!=col-1))
```

```
        {
```

```
            count++;
```

```
            itnum=GetIterationsNumber(i,col,k);
```

```
            AddVariableToString(c,i,samenum,"(");
```

```
            vect=1;
```

```
            itoa(vect,vector,2);
```

```

rez=CheckVector(k,vector); // проверка целостности вектора

for(j=0;j<itnum;j++)
{
    while (!rez)
    {
        vect++;
        itoa(vect,vector,2);
        rez=CheckVector(k,vector);
    }
detok = FromVectorToSchema(n,matr,act_n,act,vector,samenum,mas);
    i++;
    if (j!=(itnum-1))
    {
        if (detok==1) // если определитель = 1, то продолжать
        {
            AddVariableToString(c,vect,samenum,"+");
        }
    }
    rez=0;
}
AddVariableToString(c,i,samenum,"");
AddVariableToString(c,i,samenum,"");
k++;
}
if (i==0)
{
    for(j=0;j<samenum-1;j++) /*first element*/
    {
        AddVariableToString(c,i,samenum,matr[p].reb);
        AddVariableToString(c,i,samenum,"*");
    }
// получение элемента из массивов структур на основе двоичного вектора
    FromVectorToSchema(n,matr,act_n,act,vector,samenum,mas);
    AddVariableToString(c,i,samenum,"");
}
if (i==col)
{
    vect=col-1;
    itoa(vect,vector,2);
    AddVariableToString(c,i,samenum,"+");
    FromVectorToSchema(n,matr,act_n,act,vector,samenum,mas);
}
if (i!=col-1)
{AddVariableToString(c,i,samenum,"+");}
i++;
}
}
for(;;) // удаление избыточных операций сложения
{
    if (*(c+strlen(c)-1)=='+')
        *(c+strlen(c)-1)='\0';
    else break;
}

```

```

free(vector);
free(mas);
DeleteElements1(5); // приведение подобных слагаемых
DeleteSameElements(n, matr, 4);
}
/* Генератор формулы схемного определителя */
void gggf(int n,PASSIVE *matr,int act_n,SOURCE *act)
{

// текст процедуры gggf
{:
if (EXTRA_OPTION == 1) /* если включен учет одинаковых параметров, то управление
передается функции mygggf(). */
{
mygggf(GoMygggf,n,matr,act_n,act,0);
return;
}
// продолжение текста gggf
}
Модуль Special:
void DeleteSameElements(int n,PASSIVE *matr, int upper_bound_of_same_elements) //
приведение подобных слагаемых
{
char *c1; char string[30], string1[30], *P; char samename[4], line[20];
int length, i, j, count;

c1 = strdup(c);
strcpy(line, "");

FindSameElements(samename, n, matr);

for (count = upper_bound_of_same_elements; count >1; count--)
{
strcpy(line, "");
strcat(line, samename);
for (j=1; j<count; j++)
{
strcat(line, "+");
strcat(line, samename);
}
strcpy(string, line);
length = strlen(string);
while (1)
{
P = strstr(c1, string);
if (P == NULL) break;
itoa(count, line, 10);
strcat(line, "**");
strcat(line, samename);
strcpy(string1, line);
for (i=P-c1, j=0; i< (P-c1)+strlen(string1); i++, j++)
{
c1[i] = string1[j];
}
for (i=0, j+= P-c1; i< length - strlen(string1); i++, j++)

```

```

        c1[j] = ' ';
    }
}
EraseBrakes(c1);
strcpy(c, c1);
}

```

Литература

1. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Адаптивный алгоритм и программа генерации сверхкомпактных символьных выражений схемных функций // Проблемы автоматизированного моделирования в электронике: Тез. докл. междунар. конф.– Киев: Об-во «Знание» Украины, 1993.– С. 28–29.

2. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Машинная генерация оптимальных формул для функций пассивных схем // Проблемы автоматизированного моделирования в электронике: Сб. докл. междунар. конф.– Киев: Политехн. ин-т, 1994.– С. 28–32.

3. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Формирование, интерпретация и компиляция символьных функций электронных схем // Логико-алгебраические методы, модели, прикладные применения: Тр. междунар. конф.–Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 2001.–С. 10-12.

4. Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Схемно-символьный и матрично-численный анализ установившихся режимов линейных электрических цепей: Метод. указания.– Ульяновск: УлГТУ, 2002.– 56 с.

5. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей // Гос. координационный центр информационных технологий.– 2004.– №ОФАП 3981; № ГР 50200401291.

6. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. *SCAD* – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 4.– С. 3–10.

Минаков Василий Александрович – студент группы ИСТд-31 факультета «Информационные системы и технологии» Ульяновского государственного технического университета. E-mail: minakovs2004@mail.ru.

Шеин Дмитрий Владимирович – инженер-программист Ульяновского автомобильного завода, e-mail: D.Shein@uaz.ru.

Яфаров Леонид Шефкетович – студент группы ИСТд-31 факультета «Информационные системы и технологии» Ульяновского государственного технического университета. E-mail: leo41-18@mail.ru.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Мясникова М.Г., Цыпин Б.В.

В работе [1] уже была показана возможность применения нейронных сетей (НС) для определения таких параметров гармонических сигналов, как амплитуда, фаза и частота. Для решения этой задачи был представлен алгоритм на основе метода Прони, при этом однослойная линейная нейронная сеть применялась для решения линейной части этого алгоритма – решения системы линейных уравнений методом наименьших квадратов. Недостаток данного алгоритма заключается в том, что результатом работы сети является не выход сети, а весовые ее коэффициенты, полученные в результате обучения. Коэффициенты сети дают коэффициенты уравнения регрессии, используемые в дальнейшем для определения параметров гармонического сигнала. Фактически при том подходе использовались не сами сети, а сопутствующий им аппарат оптимизации.

В связи с этим является актуальным создание нейронной сети, позволяющей сразу определять нужные нам параметры амплитуды, частоты и фазы. Процесс формирования нейронной сети носит итеративный характер: в зависимости от исходных данных и решаемой задачи выбирается количество уровней и слоев, метод обучения, число нейронов в скрытом слое, и т.д. Таким образом, в процессе решения поставленной задачи необходимо установить оптимальные параметры сети. При этом может возникнуть ситуация, когда сеть одной структуры будет лучше определять одни параметры (например, частоты), а другой структуры – другие (например, амплитуды или фазы).

Очевидно, что выходами сети являются параметры сигнала – амплитуда, фаза, частота. Поэтому сеть, определяющая параметры одной гармоники, должна иметь три выхода. Число входов сети определяется числом обрабатываемых дискретных отсчетов сигнала.

Нейрон, по сути, выполняет функцию адаптивного сумматора с регулируемыми уровнями входных сигналов, который осуществляет дополнительную линейную или нелинейную обработку вычисленной суммы с целью получения результата. Поэтому немаловажным является выбор функций активации в слоях сети. Выходная функция нейрона определяет взаимосвязь между уровнем активации нейрона и величиной его действительного выходного сигнала, передаваемого в последующий слой или на выход сети. В большинстве случаев модели нейрона, в которой применяется нелинейная функция активации, непосредственная передача значения с выхода сумматора на выход нейрона оказывается достаточной [2]. При выборе структуры сети, определяющей параметры гармонического сигнала, исследовалось применение наиболее

распространенных функций активации – линейной и сигмоидальной. Линейная функция активации описывается выражением:

$$Y = f(net) = net$$

Сигмоидальная функция, применявшаяся в данном исследовании ('tansig'), описывается следующим выражением:

$$Y = f(net) = \frac{2}{1 + \exp(-2 \cdot net)} - 1.$$

Отличительной особенностью сигмоидальной функции является то, что она обладает избирательной чувствительностью к сигналам разной интенсивности. Наибольшая чувствительность наблюдается вблизи порога, где малые изменения сигнала *net* приводят к ощутимым изменениям выхода. Напротив, к вариациям сигнала в областях значительно выше или ниже порогового уровня сигмоидальная функция не чувствительна, так как ее производная при больших и малых аргументах стремится к нулю [2].

В [1] для определения параметров гармонического сигнала использовалась однослойная сеть. В отдельных работах [3] было сделано заключение о том, что однослойная нейронная сеть способна к воспроизведению любой логической функции, однако, как было показано позднее М.Минским и С.Пейпертом [4], этот вывод оказался неточным. Были выявлены принципиальные неустранимые ограничения однослойных персептронов, и в последствии стал в основном рассматриваться многослойный вариант персептрона, в котором имеются несколько слоев процессорных элементов. Исследования показывают, что для представления произвольного функционального отображения, задаваемого обучающей выборкой, достаточно всего два слоя нейронов [2]. Однако на практике, в случае сложных функций, использование более чем одного скрытого слоя может давать экономию полного числа нейронов, и, как следствие, сокращение времени, затрачиваемого на обучение, устойчивость результатов, получаемых на данных, не совпадающих с тренировочными.

Для выявления наилучшей структуры сети были сгенерированы сети со следующими параметрами:

- Сеть *net1*: двухслойная НС с 20 входами и 3 выходами; число персептронов в промежуточном слое – 20; функция активации в первом слое – сигмоидальная, во втором – линейная;
- Сеть *net2*: трехслойная НС с 20 входами и 3 выходам; число персептронов в промежуточных слоях – 20 и 10; функция активации в первом слое – сигмоидальная, во втором – линейная, в третьем – линейная;
- Сеть *net3*: трехслойная НС с 20 входами и 3 выходам; число персептронов в промежуточных слоях – 20 и 10; функция активации в первом слое – сигмоидальная, во втором – сигмоидальная, в третьем – линейная;

- Сеть *net4*: трехслойная НС с 20 входами и 3 выходам; число персептронов в промежуточных слоях – по 20 в каждом слое; функция активации в первом слое – сигмоидальная, во втором – сигмоидальная, в третьем – линейная;
- Сеть *net5*: трехслойная НС с 20 входами и 3 выходам; число персептронов в промежуточных слоях – по 20 в каждом слое; функция активации во всех слоях – линейная.

Обучение проводилось на дискретных отсчетах гармонического сигнала. При этом значения амплитуды варьировались на интервале от 0.35 до 4.213 с неоднородным шагом внутри интервала, значения фазы – от 0 до π , а частоты – от 0 до 5, также с неоднородным шагом внутри интервала. Для каждой из 100 комбинаций этих параметров в качестве тренировочных данных были взяты по 20 отсчетов синусоидального сигнала. Обучение сети проводилось по методу обратного распространения ошибки, который реализуется в виде итеративного градиентного алгоритма корректировки весов на входах нейронов и минимизирует среднеквадратическое отклонение разности между текущим и желаемым выходами сети. При этом нейронная сеть определяет, как изменяется ошибка при небольшом увеличении или уменьшении каждого веса, т.е. вычисляет производную от ошибки по весам [2].

При определении параметров сигналов $y = \cos(2\pi \cdot 3.5 \cdot 0.1 \cdot i + 0.7)$ и $y = 1.9 \cdot \cos(2\pi \cdot 4.8 \cdot 0.1 \cdot i + 0.125)$ сети показали следующие результаты:

Определяемые параметры Сеть	Параметры из обучающей выборки			Параметры, отличающиеся от обучающей выборки		
	амплитуд а A=1	частота f=3.5	фаза φ=0.7	амплитуд а A=1.9	частота f=4.8	фаза φ=0.125
<i>net1</i>	1.0000	3.5000	0.7000	1.9389	4.8285	0.1660
<i>net2</i>	1.0000	3.5000	0.7000	1.9232	4.7996	0.1407
<i>net3</i>	1.0000	3.5000	0.7000	1.8883	4.7109	0.2324
<i>net4</i>	1.0000	3.5000	0.7000	1.9268	4.7105	0.1436
<i>net5</i>	1.0688	3.600	0.2712	1.8722	4.6972	0.3628

Формирование трехслойных сетей было вызвано желанием улучшить результаты по сравнению с исходной двухслойной сетью (*net1*). Но так как в этой сети было выбрано достаточно большое число нейронов, то за счет изменения структуры точность определения параметров значительно не увеличилась. Если сравнивать между собой остальные структуры, можно сделать следующие выводы. Сеть *net2* лучше определяет амплитуду и фазу по сравнению с сетью *net3*, отличающейся от нее только формой функции активации в промежуточном слое. Если же сравнивать сеть *net2* с сетью

net4, в которой увеличено число нейронов во втором слое, то можно сказать, что 10 нейронов (в *net2*) достаточно и дальнейшее увеличение числа нейронов уже не дает существенных улучшений. Чисто линейная трехслойная сеть (*net5*), хотя она обучалась хуже и показала неудовлетворительные результаты даже на обучающей выборке, оказалась более-менее устойчивой к изменениям параметров. Однако определить фазу с помощью этой сети не удалось.

Недостаточно точное определение параметров во всех случаях обусловлено не структурой сети, а формированием обучающей выборки. Для реальных условий, когда часто параметр меняется в каком-то ограниченном диапазоне, можно обучить сеть, меняя параметр в данном диапазоне с малым шагом. В дальнейшем для формирования обучающей выборки необходимо использовать случайные данные. Еще лучше формировать обучающую выборку, смешивая случайные и детерминированные значения.

Результаты показали, что при правильном построении обучающей выборки, возможно сформировать нейронную сеть, способную точно определять параметры гармонических сигналов. С использованием расширения *Real Time Work Shop* системы *MATLAB* можно строить виртуальные приборы на основе нейронных сетей.

Литература

1. Мясникова М.Г. Реализация метода Прони на нейронных сетях // Сборник «Автоматизация систем управления», выпуск 24, 2005
2. Терехов С.А. Лекции по теории и приложениям искусственных нейронных сетей. Лаборатория Искусственных Нейронных Сетей НТО-2, ВНИИТФ, Снежинск – http://alife.narod.ru/lectures/neural/Neu_index.htm
3. Ф. Розенблатт. Принципы нейродинамики. Москва: Мир, 1965.
4. М. Минский, С. Пейперт. Перцептроны. Москва: Мир, 1971.

Цыпин Борис Владимирович – д.т.н., профессор Пензенского Государственного Университета. Домашний адрес: 440046 г. Пенза, ул. Мира 33-20, e-mail: cypin@yandex.ru;

Мясникова Мария Геннадьевна – аспирант кафедры «Информационно-измерительная техника» Пензенского Государственного Университета. Домашний адрес: 440035 г. Пенза, ул. Попова 10а-10, e-mail: urchin-blue@mail.ru. Служебный адрес: 440026, г.Пенза, ул. Красная – 40, пензенский государственный университет, e-mail: IIT@stup.ac.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СИММЕТРИЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПАРАМЕТРОВ ИЗОЛЯЦИИ В РУДНИЧНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

В. И. Петуров

Одним из важнейших факторов, обуславливающих надежность, безаварийность и безопасность эксплуатации электроустановок в сетях с изолированной нейтралью является уровень сопротивления изоляции сети относительно земли. Сопротивление изоляции рудничных электрических сетей складывается из сопротивлений изоляции кабельных и воздушных линий, коммутационной, измерительной и защитной аппаратуры, измерительных трансформаторов тока и напряжения в случае заземления одного из выводов вторичных обмоток, электроустановок, обеспечивающих технологический процесс, основными из которых являются электродвигатели. Поэтому для успешного функционирования всего комплекса электротехнических устройств необходимо обеспечение периодического или постоянного контроля сопротивления изоляции сети относительно земли.

При определении искомых параметров сопротивления изоляции принимаем допущения: 1) звезда фазных напряжений источника симметрична; 2) продольными активными сопротивлениями и индуктивностями проводов и кабелей пренебрегаем; 3) междуфазные активные и емкостные проводимости принимаем равными нулю; 4) параметры сопротивления изоляции сети относительно земли принимаем сосредоточенными; 5) потерями в изоляции, обусловленными процессами низкочастотных (миграционных) поляризации и токами абсорбции пренебрегаем [1].

На основании анализа существующих способов и средств измерения и контроля параметров изоляции в рудничных электрических сетях [2] были сделаны следующие выводы: 1) в горнодобывающей промышленности широкое распространение получили способы определения параметров изоляции относительно земли, основанные на создании искусственных напряжения смещения нейтрали и нулевой точки; 2) с целью повышения надежности и безопасности эксплуатации рудничных электроустановок наиболее предпочтительными являются способы, позволяющие контролировать состояние изоляции отдельных фаз, однако существующие в настоящее время такие способы основаны на необходимости изменять порядок чередования фаз в процессе измерений, что связано с определенными техническими трудностями и не всегда допустимо по технологическим ограничениям, особенно при наличии электродвигательной нагрузки; 3) при разработке способа контроля параметров сопротивления изоляции фаз в качестве источника измерительного напряжения целесообразно использовать независимый источник питания, подключенный к сети через фильтр напряжения

нулевой последовательности, что исключает необходимость замыкания одной из фаз на землю и изменения порядка чередования фаз в процессе измерений.

Для теоретического обоснования способа определения параметров изоляции фаз относительно земли составлена расчетная схема замещения рудничной электрической сети, в которой изоляция представлена в виде комплексных активно-емкостных сопротивлений Z_A , Z_B , Z_C , причем в наиболее общем случае $Z_A \neq Z_B \neq Z_C$, то есть рассматриваемая трехфазная цепь является несимметричной.

Для анализа и расчета несимметричных режимов в трехфазных сетях широко применяется метод симметричных составляющих. Чтобы применить метод симметричных составляющих для анализа распределения токов и напряжений полные сопротивления изоляции отдельных фаз представлены в виде элементов, создающих поперечную несимметрию [3]. На основании расчетной схемы замещения рудничной электрической сети и указанного выше подхода к представлению изоляции установлены аналитические соотношения между параметрами сопротивления изоляции фаз и симметричными составляющими токов, протекающих под действием независимого источника питания, и разработан способ определения параметров изоляции фаз сети с изолированной нейтралью, позволяющий определить искомые параметры изоляции.

Предлагаемый способ позволяет определить параметры сопротивления изоляции отдельных фаз сети, что способствует повышению надежности при эксплуатации электроустановок с изолированной нейтралью за счет более оперативного выявления и устранения повреждений. Важным достоинством разработанного способа является отсутствие дополнительных коммутаций в процессе измерений.

Литература

1. Тареев Б.М. Физика диэлектрических материалов. – М.: Энергоатомиздат, 1982.
2. Петуров В.И. Исследование и разработка способов и средств контроля параметров изоляции рудничных электрических сетей. Дис... канд. техн. наук. – М.: МГИ, 1992
3. Петуров В.И. Определение симметричных составляющих токов утечки в рудничных электрических сетях // Проблемы повышения надежности, уровня безаварийности эксплуатации электротехнических и электромеханических систем, комплексов и оборудования горных и промышленных предприятий. – М.: МГГУ, 1993.

Петуров Валерий Иванович – канд. техн. наук, доцент кафедры электроснабжения, Читинский государственный университет, тел. (8-302-2) – 35-59-46 (раб.), e-mail unc@megalink.ru

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕ

А. В. Портнягин

Использование математического моделирования для исследования электромеханических процессов в асинхронном электродвигателе (АД) позволяет с определенной вероятностью говорить о достоверности протекающих процессов в АД, исследование которых с помощью физического моделирования или проведения натурных испытаний, может быть проблематичным, и требует материальных и временных ресурсов.

Для целей моделирования наиболее целесообразным представляется использование цифровых ЭВМ с программным приложением, позволяющим решать системы неоднородные дифференциальные уравнений и в режиме реального времени изменять коэффициенты неизвестных. Анализ современных математических приложений показал преимущество программного пакета «MATLAB Release 14» перед подобными аналогами. Данный продукт содержит модуль –Simulink, который позволяет решать необходимые системы уравнений, предварительно приведя их специальной неявной форме.

При разработке модели применяются следующие допущения. Не учитывается гистерезис и насыщение магнитной системы двигателя. Поле в воздушном зазоре имеет в общем случае эллиптическую форму, то есть учитываются пространственные гармоники и несимметрия подводимого напряжения. Ротор симметричен и представлен в виде «белочьей клетки». Обмотка статора соединена в изолированную «звезду». Уравнения записываются для заторможенной машины, то есть обмотки ротора и статора неподвижны относительно друг друга. Не учитывается наличие контуров вихревых токов и контуров короткозамкнутых витков.

Модель АД в заторможенной трехфазной системе координат показана на рис. 1.

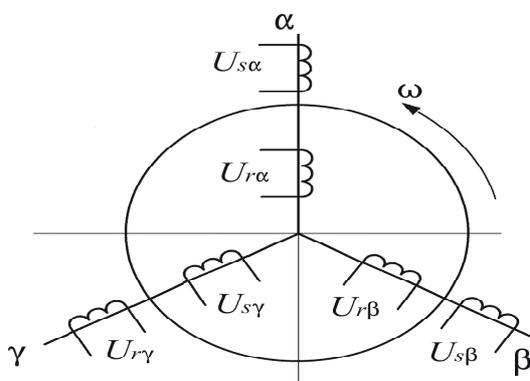


Рис. 1. Модель АД в заторможенной трехфазной системе координат

Использование трехфазной системы координат необходимо для исследовании процессов в АД с учетом пространственных гармоник, а также при несимметрии подводимого напряжения. При несинусоидальных напряжениях приводить машину к двухфазной неравномерно, так как поля в зазоре двухфазной и многофазной машин в этих условиях отличаются от друг друга.

Уравнения, описывающие модель на рис. 1 известны [1]. Данная система уравнений соответствует электрической машине с круговым полем, т.е. при синусоидальном и симметричном напряжении. В общем случае, когда система трехфазных напряжений несинусоидальная и несимметричная, составляется такая система уравнений для каждой гармоники и для каждой из симметричных составляющих напряжения. Связь между токами прямой и обратной последовательности различных гармоник выражается уравнением:

$$M_9 = p \frac{\sqrt{3}}{2} M [(i_{1xs} i_{1\gamma r} + i_{1\beta s} i_{1r\alpha} + i_{1ys} i_{1\beta r}) - (i_{1xs} i_{1\beta r} + i_{1\beta s} i_{1\gamma r} + i_{1ys} i_{1\alpha r}) + \\ + (i_{1xs} i_{2\gamma r} + i_{1\beta s} i_{2r\alpha} + i_{1ys} i_{2\beta r}) - (i_{1xs} i_{2\beta r} + i_{1\beta s} i_{2\gamma r} + i_{1ys} i_{2\alpha r}) - \\ - (i_{2xs} i_{1\gamma r} + i_{2\beta s} i_{1r\alpha} + i_{2ys} i_{1\beta r}) + (i_{2xs} i_{1\beta r} + i_{2\beta s} i_{1\gamma r} + i_{2ys} i_{1\alpha r}) - \\ - (i_{2xs} i_{2\gamma r} + i_{2\beta s} i_{2r\alpha} + i_{2ys} i_{2\beta r}) + (i_{2xs} i_{2\beta r} + i_{2\beta s} i_{2\gamma r} + i_{2ys} i_{2\alpha r})],$$

где $i_{ns(r)m\Sigma} = \sum_{i=1}^k i_{ns(r)mi}$; $i_{ns(r)mi}$ – ток n-ой последовательности статора (ротора), m-фазы, i- гармоники; $i_{ns(r)m\Sigma}$ – суммарный ток (всех гармоник) n-ой последовательности статора (ротора), m-фазы.

Для решения дифференциального уравнения в Simulink необходимо представить его в неявной форме Коши. Например, уравнение для выражения тока фазы α , прямой последовательности и основной гармоники имеет вид:

$$\frac{di_{1s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_{1s\alpha}} (u_{1s\alpha} - R_{1s\alpha} \cdot i_{1s\alpha} + \frac{M}{2} \cdot \frac{di_{1s\beta}}{dt} + \frac{M}{2} \cdot \frac{di_{1s\gamma}}{dt} - M \cdot \frac{di_{1r\alpha}}{dt} + \frac{M}{2} \cdot \frac{di_{1r\beta}}{dt} + \frac{M}{2} \cdot \frac{di_{1r\gamma}}{dt}),$$

а блок для выражения этого тока в модуле Simulink показан на рис. 2.

Модуль Simulink также позволяет: 1) формировать необходимой формы сигнал механического момента АД; 2) изменять коэффициенты уравнений и амплитуды сигналов в режиме реального времени; 3)

выводить графические результаты решения или возвращать в отдельный файл в виде числовой матрицы.

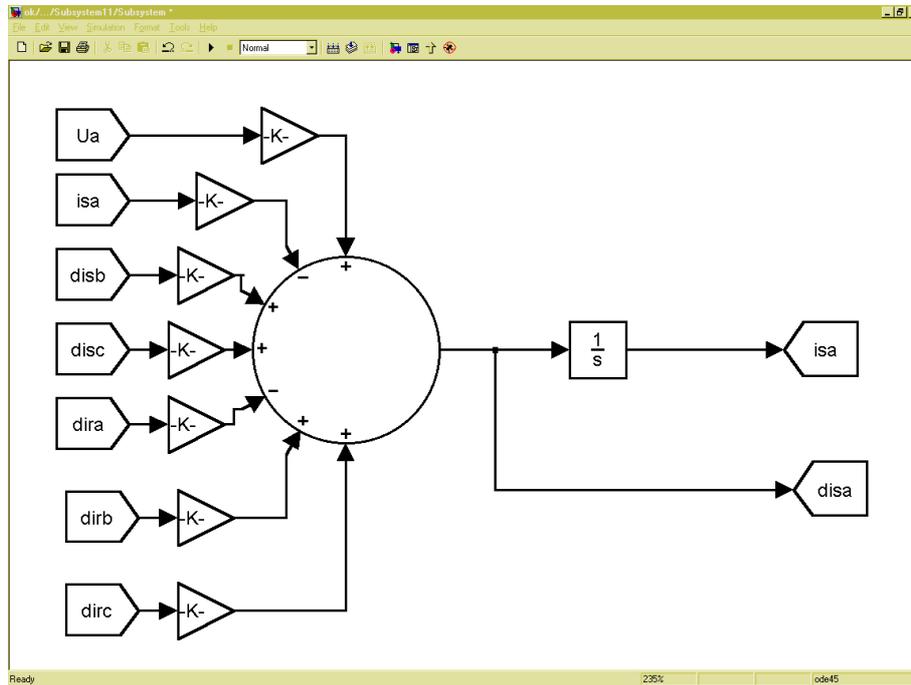


Рис. 2. Блок выражения тока в модуле Simulink

Процесс моделирования электромеханических процессов в АД при помощи модуля Simulink при несинусоидальном и несимметричном напряжении питания делится на следующие фазы: 1) функция питающего напряжения раскладывается на гармонические составляющие с помощью преобразования Фурье; 2) отбрасываются гармоники с малыми амплитудами и большими собственными частотами; 3) каждая из оставшихся гармоник раскладывается на прямую и обратную последовательности; 4) каждая из полученных функции возвращается блок решения функции тока; 5) при решении всех токов, электромагнитного момента и угловой скорости, определяемых на основании системы уравнений определяются фазные токи путем суммирования всех гармоник тока и симметричных составляющих соответствующей фазы.

Моделирование различных аварийных режимов осуществляется при помощи изменения коэффициентов либо функций в системе уравнений. Например, моделирование трехфазного КЗ на выводах статорных обмоток производится путем равенства фазного напряжения в каждой фазе нулю. Режим выбега моделируется при равенстве фазных активных сопротивлений бесконечно большой величине. Все остальные несимметричные режимы моделировались путем комбинаций при равенстве нулю какой-либо фазы напряжения и бесконечности какого-либо фазного сопротивления.

Полученная модель АД позволяет моделировать следующие режимы: 1) витковые замыкания обмотки статора, путем изменения сопротивления обмотки в одной из фазы АД; 2) симметричные и несимметричные КЗ на выводах статорных обмоток; 3) изменение механического момента на валу двигателя; 4) питание двигателя несимметричным несинусоидальным напряжением.

На рис. 3 показана осциллограмма пуска электродвигателя 4А80А4, полученная при моделировании в Matlab.

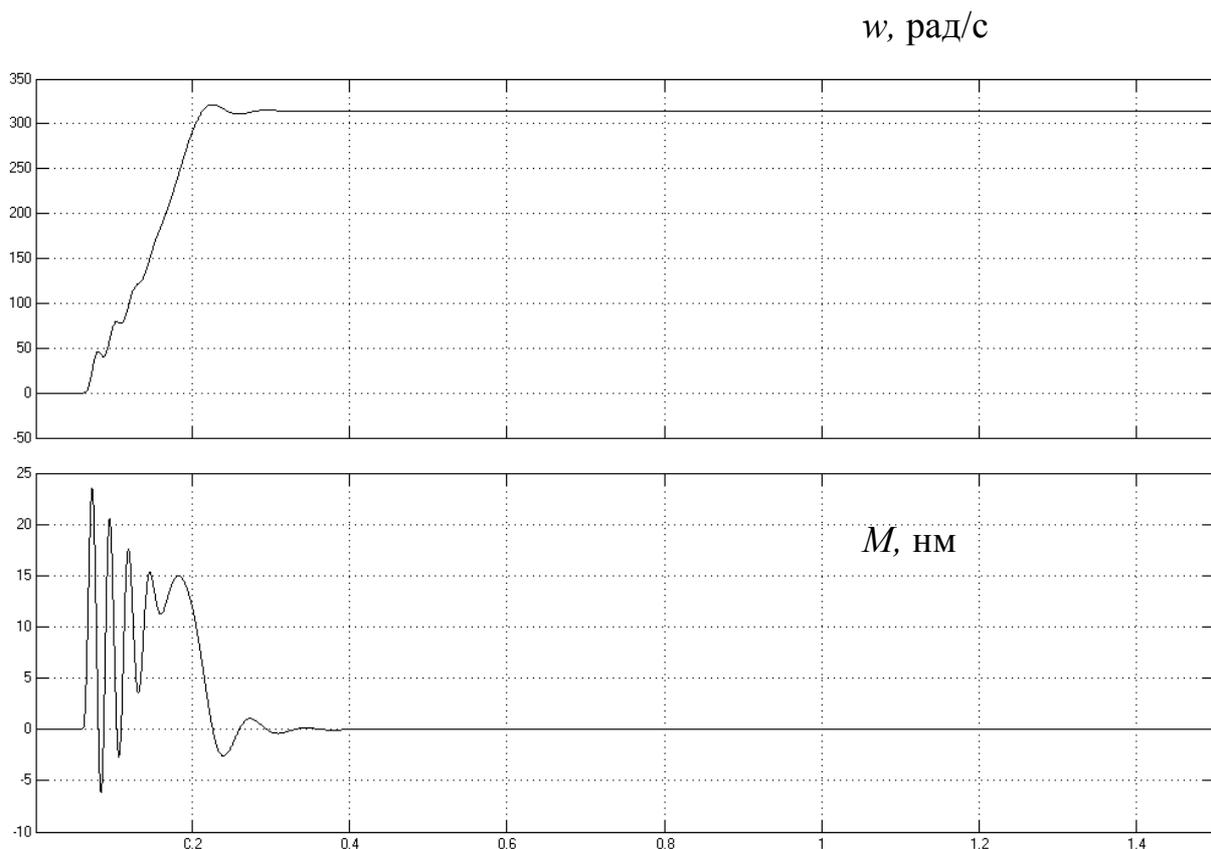


Рис. 3. Осциллограмма пуска электродвигателя 4А80А4.

Литература

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов.– М.: Высш. шк., 2001.– 327 с.

Портнягин Андрей Владимирович – аспирант кафедры «Электроснабжение» Читинского государственного университета.

Домашний адрес: Россия, г Чита, ул. Строителей 5 кв 36. Тел: +7 3022 258834.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ПЕРСОНАЛЬНОМ КОМПЬЮТЕРЕ

Г. Ф. Прищепов

Обсуждаются особенности выполнения курсовой работы с помощью программы анализа электронных схем MICROCAP по дисциплинам: основы радиоэлектроники, аналоговая и цифровая электроника, схемотехника электронных средств, электронные цепи и микросхемотехника, схемотехника аналоговых электронных устройств. Обоснован переход от курсовых работ к лабораторно-курсовым работам при подготовке инженеров-конструкторов-технологов РЭА и ЭВМ.

Техническое задание [1]. Схема электрическая принципиальная усилителя задана, показана на рис. 1, она выполнена в стандарте MICROCAP-6 = MC6.

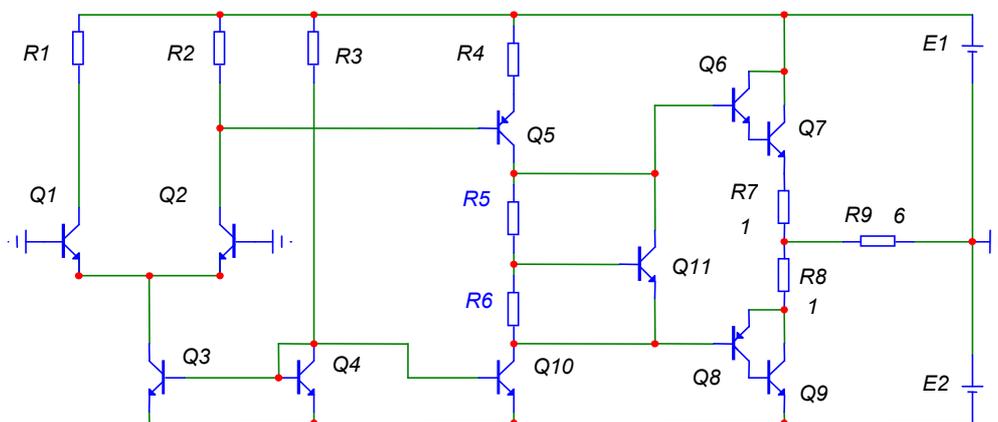


Рис. 1. Схема усилителя постоянного тока

В соответствии с заданием нужно обеспечить: диапазон частот 0–60000 Гц; неравномерность АЧХ усилителя относительно уровня сигнала на частоте 1 кГц не более ± 0.7 дБ; ЭДС источника сигнала 0.3 В; сопротивление источника сигнала 2 кОм; входное сопротивление усилителя не менее 10 кОм; номинальная выходная мощность 3 Вт; максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку, 6 Вт; сопротивление нагрузки 6 Ом; температура окружающей среды, ($-15 \dots 45$) °С.

Условия работы. При выполнении курсовой работы использован список рекомендуемой литературы [1–7]. Применен персональный компьютер Pentium: тактовая частота 500 МГц, ОЗУ – 128 МБайт, модем Ascom 56 кБит. Персональный компьютер подключен к сети Интернет, из которой получена студенческая версия программы анализа электронных схем MICROCAP-6 (MC-6) и образец курсовой работы «Усилитель–модулятор...» (сайт www.4students.ru).

Программа анализа электронных схем МСБ позволяет уточнять сделанные предположения, провести *расчет-настройку* без использования натурального эксперимента. Выполнение студентом ряда таких расчетов-настроек позволяет углубить представления о работе устройства и его отдельных каскадов. Таким образом, средствами МСБ моделируется реальная настройка усилителя по постоянному току. При чисто теоретическом расчете рядом процедур приходится пренебрегать, считая транзисторы идеальными и т. д.

Расчет усилителя по переменному току. Для расчета подсхем усилителя применяется упрощенная Т-образная эквивалентная схема транзистора (ТЭС). Схема выполнена для малого сигнала, средних частот [2, с.18]. На средних частотах можно пренебречь емкостями переходов БЭ, БК транзисторов. На рис. 2 ТЭС изображена на фоне технологического разреза транзистора. Её элементы:

r_B – сопротивление пластинки базы в «горизонтальном направлении». Типовое $r_B \approx 100\text{Ом}$;

$r_{\text{Э}}$ – дифференциальное сопротивление перехода ЭБ в заданной рабочей точке по ВАХ, $r_{\text{Э}} = \Delta U_{\text{БЭ}} / \Delta I_{\text{Э}} \approx 25\text{мВ} / I_{\text{Э}}$, $25\text{мВ} = \varphi_T$ температурный потенциал в теории полупроводников;

$\beta = i_K / i_B$; $i_{\text{Э}} = (\beta + 1) i_B$, i – мгновенные значения токов транзистора, записанные через коэффициент усиления токов $\beta = h_{21\text{Э}}$;

$r_K = \Delta U_{\text{КЭ}} / \Delta I_K$ – дифференциальное сопротивление зажимов КЭ, измеренное по ВАХ в рабочей точке. Для маломощных транзисторов r_K порядка.

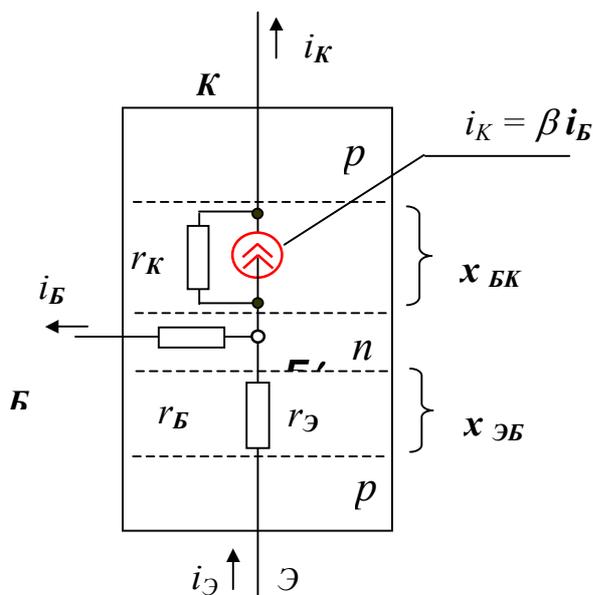


Рис. 2. Упрощенная Т-образная схема замещения транзистора

Для расчета нелинейных искажений строится *сквозная динамическая характеристика* только для последнего, мощного каскада, а искажения в других каскадах не учитываются. Программа МС6 позволяет учесть искажения всех каскадов. При задании программе МС6 «показать гармоники выходного сигнала» следует учесть, что вычисляется спектр тех колебаний, которые мы видим на экране монитора. Поэтому надо представить как можно больше периодов выходного сигнала на экране монитора, установить максимальную точность воспроизведения сигнала в режиме Transient-анализа. Мелкие гармоники (менее 1 % от основной) считаем артефактом.

Настройка МС6 на реальные транзисторы. Для гарантии точности расчетов усилителя следует настроить программу МС6 на реальные транзисторы. Для этого надо измерить вольтамперные характеристики (ВАХ) транзисторов, ввести эти ВАХ в библиотеку МС6 (см. далее). Затем, используя тест-схемы МС6, получить «машинные ВАХ» и сравнить их с реальными. Настройка МС6 на реальный транзистор оканчивается, если «машинные ВАХ» совпадут с реальными.

В библиотеке математических моделей программы МС6 практически отсутствуют отечественные диоды и транзисторы. Поэтому особое значение приобретает метод настройки МС6 на реальные транзисторы, например на транзистор КТ315Е. Для этого, имея параметры КТ315Е, следует ввести их в библиотеку МС6, присвоить имя новому элементу.

Характеристики реальных диодов и транзисторов можно получить с помощью измерителей вольтамперных характеристик, приборов типа Л2-2, стенда 87Л-01, а также заимствовать из справочников. Аналогично, измеряются и другие параметры транзисторов, например, частота «эф-альфа» (f_α), время пролета зарядов от эмиттера к коллектору, ёмкости транзистора.

Необходимо убедиться, что программа анализа МС6 «приняла к исполнению введённые параметры». Для этого следует собрать соответствующие тест-схемы, измеряющие ВАХ, частоту f_α и прочее, «заставить» МС6 показать эти параметры. Если параметры «машинных транзисторов» совпали с параметрами реальных транзисторов, можно считать, что программа МС6 настроена на реальные элементы. После такой настройки программы МС6 характеристики электронных устройств, полученные моделированием, совпадут с измерениями на реальном объекте.

Общие замечания и рекомендации. Идея составления примеров курсовых работ продиктована самой жизнью. Большинство студентов имеют персональные компьютеры, доступ в Интернет. Во «всемирной паутине» размещено большое количество студенческих работ, дипломных проектов. Студентам известны сайты SpyLog, Km и другие, содержащие десятки тысяч работ. Эта база данных непрерывно пополняется. Здесь

много материалов сомнительного качества. Фирмы, выпускающие программы анализа электронных схем, бесплатно рассылают демонстрационные версии, пригодные для студенческих работ.

Теперь среднестатистический студент не использует 18 плановых недель на консультации, проработку задания. На 18 неделе преподаватель получает сразу штук двадцать «курсовиков-копий» с одинаковыми ошибками... Совершенно ясно, что нужна новая методика проведения курсовой работы. Следует проводить *лабораторно-курсовую работу*. Иначе говоря, фрагменты курсовой работы следует выполнять на лабораторных работах по индивидуальным заданиям для каждого студента.

Темы лабораторных работ должны быть привязаны к курсовой работе: 1) измерение ВАХ диодов и транзисторов, выбранных для курсовой работы; 2) изучение свойств заданного выходного каскада по постоянному и переменному току и т. д. В конце работ – изготовление и испытание заданного фрагмента усилителя.

При этом *важно совмещать реальные измерения (ВАХ и пр.) с математическим моделированием* (математическими опытами) в рамках программы MICROCAP–5, –6 и т. п.

За последние 20 лет произошла революция в проектировании электронных устройств. К понятию «персональный макет» для монтажа и настройки изделия добавилось: «персональный компьютер» с программой анализа электронных схем, с невидимой, встроенной в компьютер системой уравнений. Инженеру-проектировщику теперь не требуется составлять и решать системы уравнений. Достаточно выполнить ориентировочные расчеты с точностью 10%, создать «0-вариант схемы» и поручить дальнейшие уточнения вычислительной машине. Возникает понятие *«расчет-настройка»* подсхем устройства, *движение к цели перебором вариантов*. Здесь важно, чтобы студент не скрывал этот творческий процесс, приводил промежуточные результаты, чётко излагал *стратегию поисков*: Что? Как? Почему, по каким законам теории цепей?

Необходимо развивать самостоятельность студента: позволять ему *изменять заданную схему*, обязательно *вывести* несколько формул, проделать *оптимизацию* какого-то параметра устройства. При этом «персональный макет» не отменяется. «Персональный макет», реальные измерения по-прежнему должны быть на первом месте при обучении молодого специалиста...

Программа «Микрокап» лучше, чем «Электроник ворк бэнч». Заметим, что программа «Микрокап» (МС) для студента-разработчика электронных устройств лучше, чем программа «Электроник ворк бэнч» (EWB). Реклама программы EWB, созданной для радиолюбителей, хорошо работает. Многих подкупает имитация реальных действий разработчика: вот он берёт с полки измеритель АЧХ и подключает его к испытываемому

усилителю. И программа EWB сразу «соображает», что пользователь желает измерять АЧХ: программа показывает ему график АЧХ и ручки управления измерителем АЧХ...

На первый взгляд, это очень удобно. Кажется, что с помощью EWB студент быстро освоит измерительные приборы, не надо думать над всплывающими меню, как это происходит при заказе АЧХ программе MS... Но «изготовители» измерительных приборов для EWB, к сожалению, не сделали реальных приборов, не приучают студента к реальным измерениям.

Реальный измеритель АЧХ (ИАЧХ) можно использовать только после ряда процедур:

- проверка измерителя АЧХ «самого на себя»: выход генератора АЧХ через проходной детектор, через кабель, нагруженный на волновое сопротивление, аттенюатор и сигнальный детектор надо подключить ко входу осциллографа ИАЧХ. Следует определить и настроить равномерность собственной АЧХ этой системы, учесть неравномерность собственной АЧХ при измерениях АЧХ исследуемых устройств. Определить минимальную и максимальную частоты диапазона ИАЧХ.

- настроить сигнальный детектор ИАЧХ, выбрать рабочую точку его диода, проверить АЧХ детектора.

- измерить АЧХ резонансного контура (частоты F) с добротностью порядка 100, чтобы по паразитным АЧХ на частотах $0,5F$; $0,33F$, $0,25F$; $0,2F$...определить гармоники частотно-модулированного колебания генератора ИАЧХ. На этих частотах, кратных F , будут наблюдаться паразитные, ослабленные АЧХ исследуемых устройств.

- установить минимально возможный сигнал для измерения АЧХ, поскольку большой сигнал ограничится усилителем и перегрузит его каскады - измеренная АЧХ окажется ложной.

- следить за уровнем постоянной составляющей на выходе сигнального детектора. Небольшая постоянная составляющая появляется при начале самовозбуждения исследуемого устройства. Постоянная составляющая приводит к дрейфу графика АЧХ вверх по экрану осциллографа ИАЧХ.

Аналогичные претензии можно предъявить к вольтметрам и осциллографам программы EWB. Учтена ли входная емкость, входное сопротивление и собственная АЧХ осциллографа?...

Программа MICROCAP лучше. Она хорошо раскрыта для явного внутреннего программирования, имеет преимущества. Во-первых, делает оперативный (динамический) анализ по постоянному току. По команде «Анализ – Динамический DC-анализ» сразу появляются узловые напряжения схемы. Можно кнопками затребовать и все токи, мощности. Стоит изменить какой-то резистор, картина узловых напряжений меняется. Можно производить подстройку режимов. Во-вторых, опции «Пробный

анализ» обеспечивают оператору многоканальный осциллограф, измеритель АЧХ, спектральный анализатор. Хороша операция Stepping – вариации параметров элементов с целью получения семейств графиков АЧХ... При этом возможны вариации параметров модели элементов. Это удобно при настройке однородных и неоднородных многозвенных фильтров, когда необходимо одновременно менять все R , C , L ...

Программа использует ресурсы Word-97: можно перетаскивать и размножать элементы, а ВОХ-операция позволяет размножать фрагменты схем по горизонтали и по вертикали. Копирование графиков в виде *.EMF, WMF, BMP позволяет перенести их в Word-97 и т. д., делать любые правки...

Можно войти в библиотеку транзисторов, диодов, создать свой элемент, тестировать его параметры. Можно учесть скин-эффект $R(f)$ в проводах или задать любые функционалы для элементов. Можно сделать генератор импульсов любой формы. Можно дать указание «найти частоту резонанса АЧХ, определить Δf по уровню 0,7». Можно построить трехмерные семейства АЧХ и найти оптимум функции.

МС6 упрощает перебор связей узлов при разработке новых устройств «из связей узлов друг с другом через RC-элементы» с помощью ПЕ-операции, операции построения невидимых соединений.

Литература

1. Прищепов Г.Ф. Усилитель постоянного тока. Пример курсовой работы, выполненной с помощью ЭВМ: Методические указания.– Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006.– 38 с.
2. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под ред. Б. Л. Перельмана.– М.: Радио и связь, 1982.
3. Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот/ Под ред. Н. Л. Безладнова.– М.: Связь, 1978.
4. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования MICRO-CAP 5.– М., 1997.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Пер. с нем. – Мир, 1982.
6. Проектирование операционных усилителей. Пер. с англ./ Под ред. В. Л. Левина. М., Мир, 1974.
7. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. М.: Радио и связь, 1989.
8. Прищепов Г. Ф. Применение ЭВМ для выполнения курсовой работы, дипломного проекта. Методические указания по курсу ОАП РТУ. Часть I. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. 18с.

Прищепов Геннадий Федорович – доцент кафедры радиоприемных устройств и телевидения Таганрогского государственного радиотехнического университета.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ

Н. Н. Прокопенко, А. С. Будяков

Классические микроэлектронные операционные усилители (ОУ) с непосредственной связью каскадов содержат, как правило, нелинейный входной дифференциальный каскад (ДУ1) и имеют небольшие значения максимальной скорости нарастания выходного напряжения $\dot{\vartheta}_{\text{ВЫХ}}$ [1].

Для улучшения динамических параметров ОУ в нелинейном режиме используется широко известный способ повышения $\dot{\vartheta}_{\text{ВЫХ}}$, заключающийся в формировании дополнительного тока $i_{\text{доп}}$ заряда (разряда) корректирующего конденсатора C_k с помощью параллельного канала (ПК). При этом параллельный канал может быть как линейным [2], так и нелинейным [1], а формирующийся с помощью ПК дополнительный ток $i_{\text{доп}}$ пропорционален разности напряжений на входах ДУ1. В схемах с непосредственной связью каскадов ПК всегда отличается по схемотехническим, энергетическим и другим параметрам от основного входного каскада ДУ1. Данное обстоятельство является принципиальной особенностью такого способа повышения быстродействия ОУ [2] и требует специального построения ПК, отличного от построения ДУ1. Это отрицательно сказывается на технологических, энергетических, статических и других параметрах ОУ.

Сущность представленного на рис.1 способа повышения быстродействия ОУ в режиме большого сигнала заключается в изменении алгоритма получения дополнительного зарядно-разрядного тока $i_{\text{доп}}$.

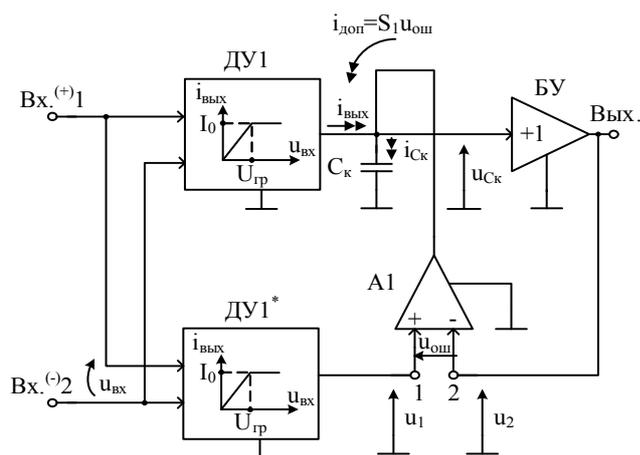


Рис.1. Функциональная схема быстродействующего ОУ

В схеме рис.1 ток $i_{\text{доп}}$ формируется как величина, пропорциональная разности между текущим значением напряжения на корректирующем конденсаторе C_k и выходным напряжением вспомогательного дифференциального каскада ДУ1*, который выбирают идентичным

(прежде всего по динамическим параметрам) основному входному дифференциальному каскаду ДУ1. В частных случаях текущее значение напряжения на конденсаторе C_k определяют путем измерения напряжения на выходе буферного усилителя БУ.

Рассмотрим работу схемы ОУ с архитектурой рис.1, представленной на рис.2, для случая, когда каскады ДУ1 и ДУ1* идентичны – имеют малый диапазон активной работы ($U_{гр}=50\text{мВ}$), а также близкие значения параметров, характеризующие их частотные свойства и динамические характеристики при обработке входного импульсного сигнала. Для обеспечения устойчивости на выходе основного каскада ДУ1 включается корректирующий конденсатор C_k , который в соответствии с [1] является самым инерционным элементом в канале передачи сигнала “ДУ1-БУ”. В тоже время корректирующая емкость на выходе вспомогательного каскада ДУ1* отсутствует, что позволяет, несмотря на нелинейности, обеспечить более быстрое изменение напряжения на его выходе при работе с импульсными сигналами (рис.3, кривая “В”).

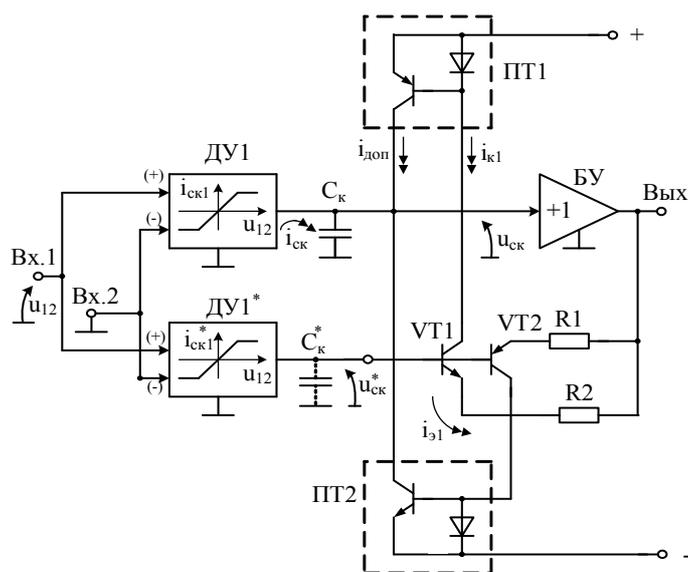


Рис.2. Пример построения подсхемы А1 (ПТ1, ПТ2, VT1, VT2)

При работе замкнутого ОУ рис.2 с импульсными сигналами большой амплитуды на его входах образуется напряжение ошибки $u_{вх}$ которое переводит каскады ДУ1 и ДУ1* в режим ограничения выходного тока [1]. В результате на начальном участке переходного процесса напряжение на конденсаторе C_k , имеет малую крутизну (рис.3, кривая “А”), а напряжение на выходе ДУ1* имеет значительно большую производную (рис.3, кривая “В”).

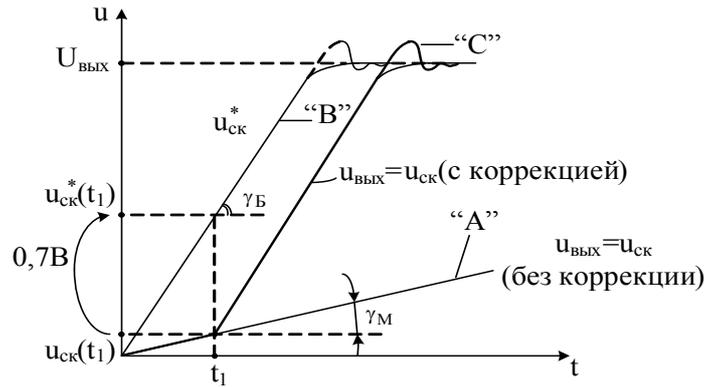


Рис.3. Переходные процессы в ОУ

Это объясняется тем, что паразитная емкость C_K^* на выходе ДУ1* достаточно мала:

$$du_{ск}^*/dt = I_0/C_K^*, \quad u_{ск}^* = (I_0/C_K^*) \cdot t - \text{кривая "B"}; \quad (1)$$

$$du_{ск}/dt = I_0/C_K, \quad u_{ск} = (I_0/C_K) \cdot t - \text{кривая "A"}; \quad (2)$$

Таким образом, разность напряжений $u_{ск}^*$ на выходе ДУ1* и напряжения на конденсаторе C_K ($u_{ск}$) изменяется по закону:

$$u_{ош} = \Delta U_{ош} = u_{ск}^* - u_{ск} = \frac{I_0 \cdot t}{C_K} \left(\frac{C_K}{C_K^*} - 1 \right) = \frac{I_0 \cdot t}{C_K} \cdot (n - 1),$$

$$\text{где } n = C_K / C_K^*.$$

Как только величина $u_{ош}$ достигает порога включения транзистора VT1 (время t_1 , $U_{п} = 0,6 \div 0,7V$) в активный режим входит транзистор VT1 (рис.2), его коллекторный ток возрастает пропорционально разности $u_{ош}$, создавая дополнительный ток $i_{доп}$, который форсирует процесс заряда конденсатора C_K .

При $t > t_1$ напряжение на конденсаторе C_K начинает изменяться по такому же закону, что и напряжение на выходе ДУ1*, то есть имеет производную

$$\frac{du_{вых}}{dt} = g_{вых} = \frac{I_0}{C_K^*}, \quad (3)$$

которая в n -раз больше производной напряжения на конденсаторе C_K при $t < t_1$.

По мере приближения $u_{вых}$ к установившемуся значению $U_{вых}$ напряжение $u_{ош}$ уменьшается, транзистор VT1 выключается и переходит в режим малых статических токов.

Таким образом, эффективность рассматриваемого способа повышения быстродействия зависит от того, насколько эквивалентная емкость на выходе основного ДУ1 C_K больше эквивалентной емкости C_K^* на выходе вспомогательного каскада ДУ1*. В практических схемах это соотношение может достигать значения в диапазоне 5-20 раз, что

позволяет улучшить максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ без ужесточения требований к диапазону активной работы под схем ДУ1 и ДУ1*, их энергетике.

Литература

1. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / Анисимов В.И., Капитонов М.В., Прокопенко Н.Н., Соколов Ю.М. - Л., 1979.- 148 с. www.sssu.ru/load/science/opu.zip

2. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. - М., 1983.- 216с.

Прокопенко Николай Николаевич – д.т.н., профессор, зав.кафедрой Радиотехника и информационные системы, Южно-Российский Государственный Университет Экономики и Сервиса. Ростовская обл., г. Шахты, ул. Садовая, д.27, кв.1., тел. (8636) 22-21-33, prokopenko@sssu.ru

Будяков Алексей Сергеевич – аспирант специальности 05.13.05 Южно-Российского Государственного Университета Экономики и Сервиса. Ростовская обл., г. Шахты, ул. Текстильная 37а, к. 156, тел: (8636) 22-21-33, alexbb@mail.ru

СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ МОЩНЫХ КЛЮЧЕВЫХ УСТРОЙСТВ В ПРОГРАММЕ FASTMEAN

В. С. Смирнов

Введение. Компьютерный символьный анализ электрических цепей позволяет за считанные секунды по заданной линейной схеме получить изображения по Лапласу для интересующих исследователя токов и напряжений в «текстовом» виде, близком к результату «ручного» вывода на бумаге. При этом нет необходимости в искусственном упрощении схемы с целью сокращения выкладок, исключается фактор ошибки из-за невнимательности человека. Символьный анализ на ПК, обладая всей мощностью аналитического подхода, избавляет от рутины и позволяет сосредоточиться на исследовании полученных зависимостей.

Мощные ключевые устройства (преобразователи напряжения, усилители класса D) в общем случае являются нелинейными импульсными системами, к которым методы теории линейных электрических цепей применимы лишь с ограничениями [3, 4]. В то же время существует широкий класс таких устройств, использующих принцип ШИМ регулирования, которые могут рассматриваться как линейные с

достаточной для практики степенью точности [1]. При использовании адекватных линейных моделей для таких систем становятся доступными методы анализа, синтеза и оптимизации в частотной области, разработанные для линейных систем.

В компьютерном моделировании импульсных ШИМ преобразователей с помощью SPICE-подобных программ получил распространение метод линеаризации, предложенный в [2]. Данный метод использует линейную схему замещения только для импульсной части преобразователя и оставляет остальную (линейную) часть схемы неизменной. Метод позволяет получить малосигнальную модель в окрестности рабочей точки для DC-DC ШИМ преобразователей понижающего, повышающего и полярно-инвертирующего типов и применить к ним частотные и символьные методы анализа.

Линейная схема замещения ключевой части DC-DC ШИМ преобразователей. Преобразователи напряжения понижающего, повышающего и полярно-инвертирующего типов представляют собой три базовые топологии (рис. 1), чаще всего используемые для построения DC-DC ШИМ преобразователей. Ключ коммутируется с некоторой достаточно высокой фиксированной частотой (сотни килоггерц), а управление осуществляется за счет изменения длительности включенного состояния (коэффициента заполнения D).

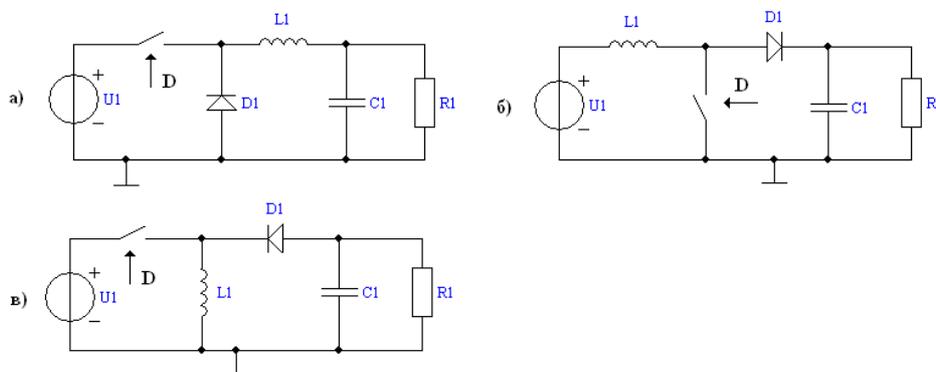


Рис.1. Базовые топологии силовой части DC-DC преобразователей
(а) понижающего, (б) повышающего и (в) полярно-инвертирующего типов

В [2] показано, что ключевая часть для режима малого сигнала может быть представлена линейной схемой замещения (рис. 2), одинаковой для всех трех топологий и справедливой для режима непрерывного тока дросселя. Для режима прерывистого тока дросселя в [2] также предложена эквивалентная линейная модель ключевой части.

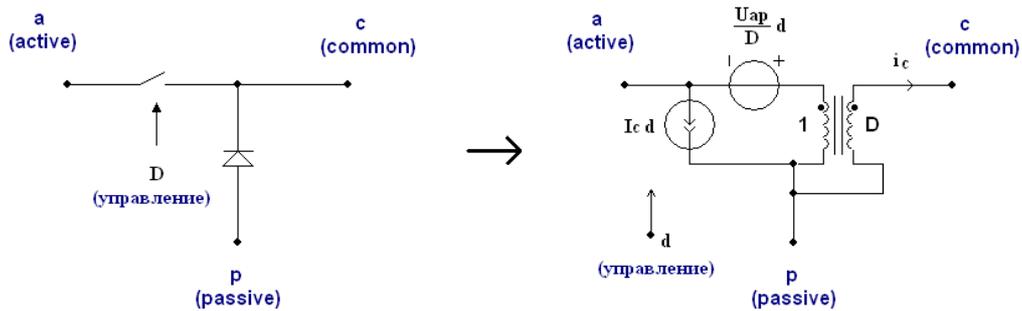


Рис. 2. Замена ключевой части DC-DC преобразователей на малосигнальную линейную модель для режима непрерывного тока дросселя

U_{ap} – напряжение в установившемся режиме между выводами (a) и (p) линейной модели, I_c – ток в установившемся режиме через вывод (c) линейной модели, i_c – переменная составляющая тока I_c , D – значение коэффициента заполнения, d – переменная составляющая коэффициента заполнения. U_{ap} , I_c и D суть константы для выбранной рабочей точки.

Символьный анализ в программе FASTMEAN на примере преобразователя повышающего типа. Программа моделирования электрических цепей FASTMEAN сочетает в себе возможности численного и символьного анализа. Блок символьного анализа *cirsym*, разработанный специалистами Ульяновского государственного технического университета, является одним из лучших в своем классе, а удобный графический интерфейс FASTMEAN делает работу приятной и эффективной. Подробнее о программе можно узнать на сайте: <http://www.fastmean.ru>.

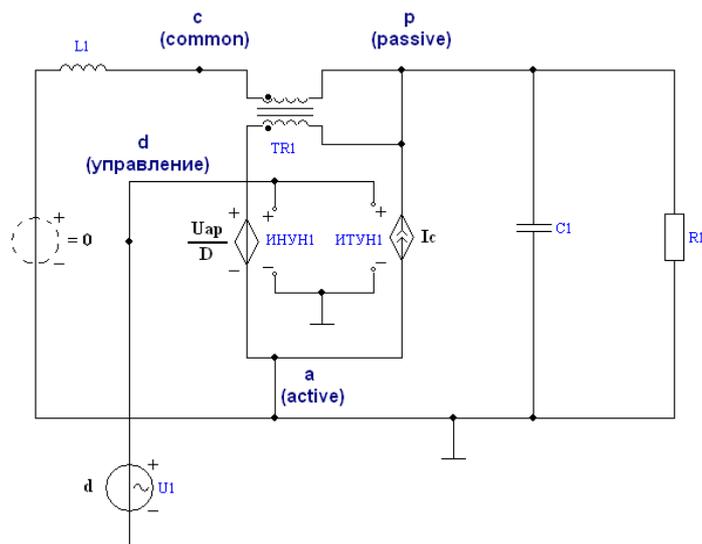


Рис. 3. Линейная схема замещения силовой части DC-DC ШИМ преобразователя повышающего типа

Получим выражение для передаточной функции управление-выход силовой части преобразователя повышающего типа (рис.1, б). Для этого

составим линейную схему замещения (рис. 3). Входной постоянный источник при анализе по переменному току зануляется и исключается из схемы. U_{ap}/D и I_c суть коэффициенты управления зависимых источников, неизменные для выбранной рабочей точки. Независимый источник $U1$ имитирует малое возмущение коэффициента заполнения.

Выберем изображение по Лапласу для напряжения на резисторе $R1$ в качестве искомой величины (рис. 4), и получим результат в p -области как функцию от параметров элементов схемы (рис. 5).

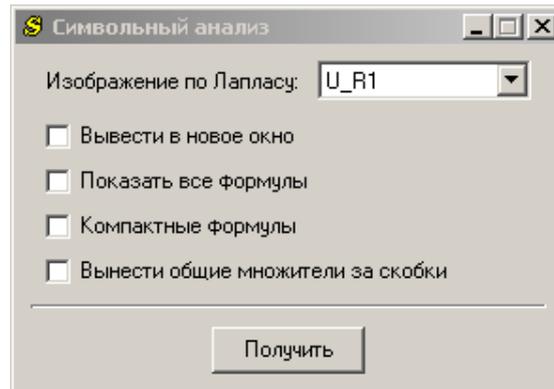


Рис. 4. Окно символьного анализа в FASTMEAN.

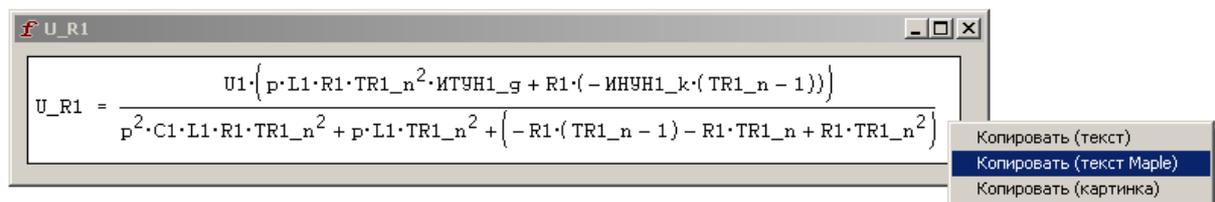


Рис. 5. Результат работы модуля символьного анализа для схемы на рис. 3

В программе Maple выполним подстановки $TR1_n = 1/D$, $ИНУН1_k = U_{ap}/D$, $ИТУН1_g = I_c$, $U1 = d$ и получим окончательную формулу для передаточной функции управление-выход U_{R1}/d :

```
> U_R1 := (U1*(p*L1*R1*TR1_n^2*ИТУН1_g+R1*(-ИНУН1_k*(TR1_n-1))))/(p^2*C1*L1*R1*TR1_n^2+p*L1*TR1_n^2+(-R1*(TR1_n-1)-R1*TR1_n+R1*TR1_n^2));
```

$$U_{R1} := \frac{U1 (p L1 R1 TR1_n^2 ИТУН1_g - R1 ИНУН1_k (TR1_n - 1))}{p^2 C1 L1 R1 TR1_n^2 + p L1 TR1_n^2 - R1 (TR1_n - 1) - R1 TR1_n + R1 TR1_n^2}$$

```
> TR1_n:=1/D;
```

$$TR1_n := \frac{1}{D}$$

```
> ИНУН1_k:=Uap/D;
```

$$ИИУН1_k := \frac{Uap}{D}$$

> ИТУН1_g:=Ic;

$$ИТУН1_g := Ic$$

> U1:=d;

$$U1 := d$$

> H_ctrl:=simplify(U_R1/d);

$$H_{ctrl} := \frac{R1 (p L1 Ic - Uap + Uap D)}{p^2 C1 L1 R1 + p L1 - 2 R1 D + R1 D^2 + R1}$$

Формула может быть использована для построения графиков частотных характеристик, получения импульсной и переходной характеристик, определения нулей и полюсов передаточной функции, расчета чувствительности, параметрической оптимизации по различным критериям (например: максимально широкая полоса пропускания в частотной области, минимальный выброс во временной области, минимум чувствительности к выбранным параметрам элементов и многое другое).

Пример 1. Построение графиков частотных характеристик в Maple:

> H_ctrl := R1*(p*L1*Ic-Uap+Uap*D1) / (p^2*C1*L1*R1+p*L1-2*R1*D1+R1*D1^2+R1);

$$H_{ctrl} := \frac{R1 (p L1 Ic - Uap + Uap D1)}{p^2 C1 L1 R1 + p L1 - 2 R1 D1 + R1 D1^2 + R1}$$

> C1 := 5e-05:

R1 := 10:

L1 := 0.001:

Uap := -13:

Ic := -1.7:

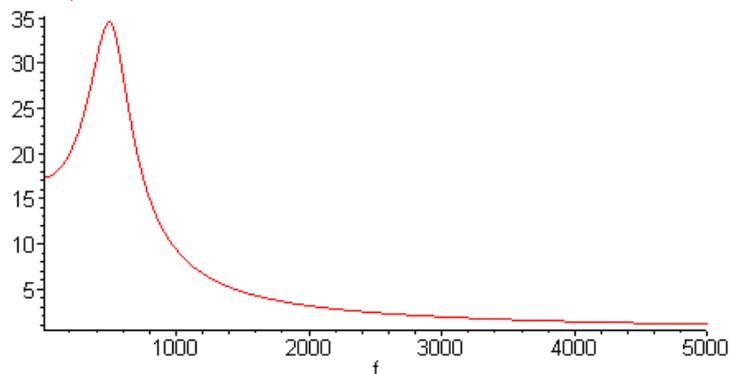
D1 := 0.25:

> H:=proc(f) eval(H_ctrl, p=I*2*Pi*f); end proc;

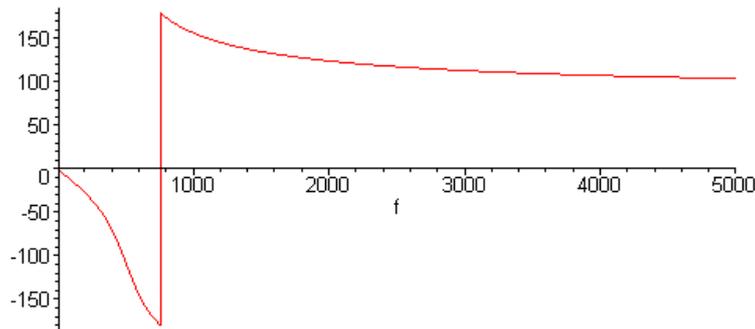
H:=proc(f) eval(H_ctrl, p = 2*I*Pi*f) end proc

> with(plots):

> plot(abs(H(f)), f=10..5000);



> plot(argument(H(f))/Pi*180, f=10..5000);



Пример 2. Получение аналитического выражения для переходной характеристики:

```
> Digits:=30;
```

```
Digits := 30
```

```
> H_ctrl := R1*(p*L1*Ic-Uap+Uap*D1)/(p^2*C1*L1*R1+p*L1-2*R1*D1+R1*D1^2+R1);
```

$$H_{ctrl} := \frac{R1(pL1Ic - Uap + UapD1)}{p^2C1L1R1 + pL1 - 2R1D1 + R1D1^2 + R1}$$

```
> with(inttrans):
```

```
> h_original:=invlaplace(H_ctrl/p, p, t);
```

$$h_original := \left(Uap + e^{\left(-\frac{t}{2CI RI} \right)} \left(-Uap \cosh \left(\frac{t \sqrt{LI^2 - 4CI LI RI^2 + 8CI LI RI^2 D1 - 4CI LI RI^2 D1^2}}{2CI LI RI} \right) + LI (-2Ic RI + 2Ic RI D1 - Uap) \sinh \left(\frac{t \sqrt{LI^2 - 4CI LI RI^2 + 8CI LI RI^2 D1 - 4CI LI RI^2 D1^2}}{2CI LI RI} \right) / \sqrt{LI^2 - 4CI LI RI^2 + 8CI LI RI^2 D1 - 4CI LI RI^2 D1^2} \right) \right) / (-1 + D1)$$

```
> h:=proc(t) eval(h_original); end proc;
h := proc(t) eval(h_original) end proc
```

```
> D1 := 0.25:
```

```
C1 := 5e-05:
```

```
R1 := 10:
```

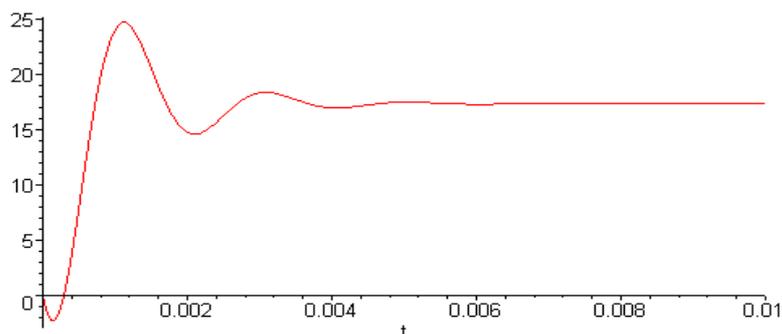
```
L1 := 0.001:
```

```
Uap := -13:
```

```
Ic := -1.7:
```

```
> with(plots):
```

```
> plot(h(t), t=0..0.01);
```



Заключение. Рассмотрен универсальный схемный метод линеаризации импульсных ШИМ преобразователей напряжения. На примере силовой части преобразователя повышающего типа показан процесс получения изображения по Лапласу для передаточной функции управление-выход. Для получения результата с помощью ПК использовалась программа FASTMEAN с последующей обработкой формул в программе Maple.

Для наглядности приведена максимально упрощенная схема преобразователя, однако преимуществом компьютерного анализа является то, что учет дополнительных факторов (например, потерь в ключевых элементах, дросселе и конденсаторе, введение обратной связи по напряжению и др.) требует от исследователя лишь соответствующего уточнения схемы, а рутинную работу по получению аналитических формул сделает компьютер.

Безусловно, с ростом сложности исследуемых систем растет и размер формул, их описывающих. Уже для систем четвертого порядка громоздкость формул настолько велика, что для их анализа требуется применение специализированных компьютерных программ, подобных Maple.

Литература

1. R. D. Middlebrook and S. Cuk, A general Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stages // IEEE PESC, 1976 Record, pp 18-34
2. Vatché Vorperian, Simplified Analysis of PWM Converters Using The Model of The PWM Switch, Parts I (CCM) and II (DCM) // Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 26, N°3, May 1990
3. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001.
4. Самылин И.Н., Смирнов В.С., Филин В.А. Сравнительный анализ частотных характеристик передачи по петле ООС для импульсной и линейной моделей преобразователя с ШИМ понижающего типа // Практическая силовая электроника.– 2005.– Вып. 18.

Смирнов Василий Сергеевич – аспирант кафедры теории электрических цепей Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А.Бонч-Бруевича, e-mail: smi-vasiliy@yandex.ru.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ В СРЕДЕ MicroCap 7.2

В.И.Смирнов, О.В. Урлапов

Для измерения диагностических параметров электрических двигателей (вибраций, полей рассеяния, фазных токов и напряжений) используются индуктивные датчики, принцип действия которых основан на преобразование индуктивности чувствительного элемента в длительность переходного процесса. Моделирование работы датчиков проводилось в среде MicroCap 7.2. На рис.1 представлена схема преобразования параметров датчика в электрический сигнал.

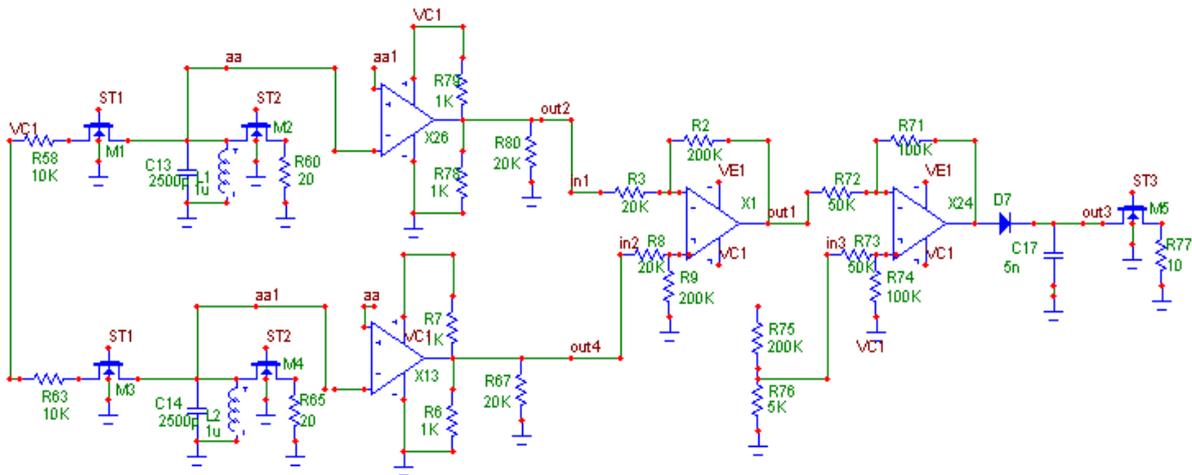


Рис.1. Схема преобразования параметров датчика

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. При подаче кратковременного прямоугольного импульса ST1 длительностью около 2 мкс на ключи M1 и M3 происходит заряд конденсаторов C13 и C14. Когда ключ закрыт, в LC-контурах возникают переходные процессы, характеристики которых зависят от параметров катушек индуктивности, входящих в измерительное и опорное плечи датчика. С помощью компараторов X13 и X26 производится сравнение переходных процессов в обоих плечах. Сигнал рассогласования усиливается усилителями X1 и X24, а затем фильтруется, в результате чего на выходе преобразователя получают импульсы, амплитуда которых зависит от индуктивности измерительной катушки датчика.

На рис. 2 представлен выходной сигнал преобразователя, полученный при различных значениях параметров индуктивного датчика. Индуктивность датчика изменялась в диапазоне от 1 мкГн до 1,001 мкГн с шагом 0,0002 мкГн.

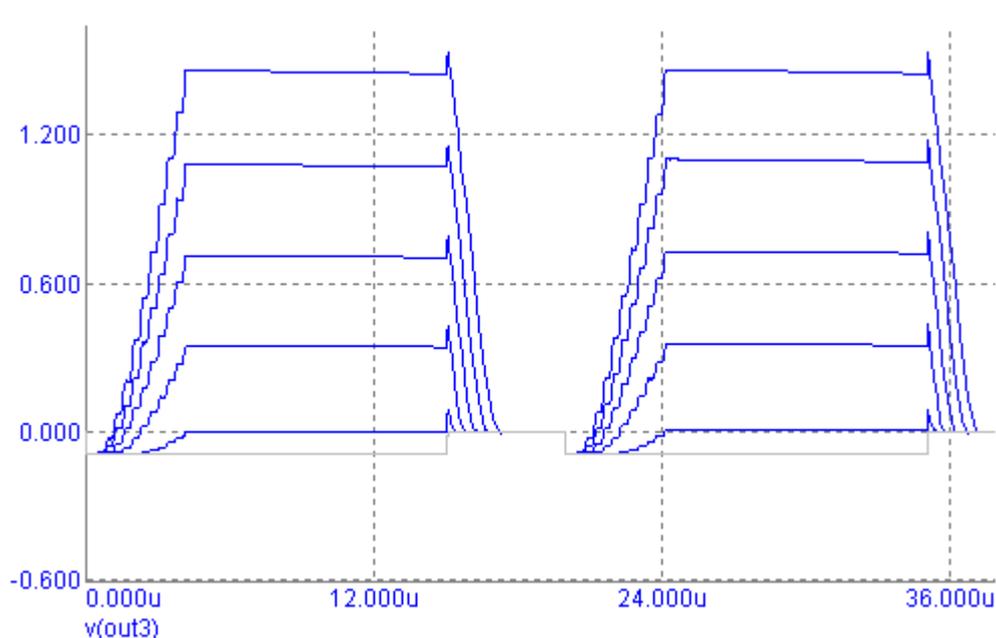


Рис.2. Выходной сигнал преобразователя параметров датчика

Таким образом, видно, что изменение индуктивности датчика на 0,1 % приводит к изменению выходного сигнала приблизительно на 1,5 В. Время однократного измерения составляет около 20 мкс, что позволяет реализовать быстроедействие на уровне 50 тысяч измерений в секунду.

Смирнов Виталий Иванович – профессор, д.т.н кафедры ПиТЭС УлГТУ. E-mail: svi@ulstu.ru

Урлапов Олег Владимирович – аспирант кафедры ПиТЭС УлГТУ. E-mail: Smerch44@rambler.ru

ПОЛИНОМИАЛЬНЫЙ ПЕРСЕПТРОННЫЙ ЭКВАЛАЙЗЕР С РАСЩЕПИТЕЛЕМ

Е. Б. Соловьева

В цифровых каналах связи (КС) передаваемые сигналы подвергаются линейным и нелинейным искажениям. Для восстановления передаваемых сигналов используются эквалайзеры. Борьба с нелинейными искажениями сигналов (линеаризация характеристики КС) – задача, решаемая нелинейными эквалайзерами (НЭ). Методы синтеза НЭ можно разделить на два класса: методы “слепой” линеаризации, работающие без обучающих последовательностей, и методы адаптивной обработки, построенные на

принципе “обучения” эквалайзеров. Среди методов “обучения” можно выделить группу активно развивающихся методов адаптивной настройки параметров НЭ со структурой в виде нейронных цепей (персептронных, рекуррентных, радиальных [1, 2]).

В работе предлагается синтезировать нелинейный эквалайзер в виде полиномиального персептрона с использованием теории расщепления сигналов. Построенная модель эквалайзера сравнивается с известными персептронной и полиномиальной моделями НЭ; оценивается точность компенсации нелинейных искажений сигналов в КС, описанном моделью Винера; исследуются свойства предложенной модели НЭ в условиях гауссовского шума в КС.

Нелинейный эквалайзер в виде полиномиального персептрона. Синтез нелинейного эквалайзера рассмотрим как задачу построения его нелинейного оператора F , полагая, что соотношение вход-выход КС описано нелинейным операторным уравнением

$$y(n) = H[x(n)],$$

где H – нелинейный оператор КС, однозначно отображающий множество низкочастотных входных $x(n)$ сигналов во множество выходных $y(n)$ сигналов КС, n – нормированная дискретная переменная времени. Для удобства математических преобразований используем лишь низкочастотные составляющие сигналов (не рассматриваем процессы модуляции, смещающие спектры сигналов на частоту конкретного КС). Необходимо построить оператор F эквалайзера, компенсирующего нелинейные искажения сигналов. Каскадное соединение КС и НК образует результирующую систему (рис. 1), описываемую операторным уравнением

$$\tilde{x}(n) = F[y(n)] = F[H[x(n)]] \approx x(n)$$

для $\forall x(n) \in X$, $\forall y(n) \in Y$, $\forall \tilde{x}(n) \in \tilde{X}$, где X , Y , \tilde{X} – множества воздействий КС, выходных сигналов КС и НЭ соответственно.

Известными полиномиальными формами представления нелинейного оператора являются: усеченный ряд Вольтерры, функциональный полином Вольтерры [2, 3], многочлен расщепленных сигналов [4–6]. Эти формы содержат линейно-входящие параметры, поэтому выполняемая на их основе аппроксимация нелинейного оператора дает глобально-оптимальное решение в среднеквадратичной метрике. Данный факт оценивается как достоинство полиномиальных моделей нелинейных устройств. В случае, когда с ростом степени полинома среднеквадратичная погрешность аппроксимации уменьшается довольно медленно, полиномиальные модели теряют свою конструктивность и привлекательность. В этой ситуации представляет интерес аппроксимация нелинейного оператора устройства математической конструкцией с нелинейно-входящими параметрами, например, полиномиальным персептроном.

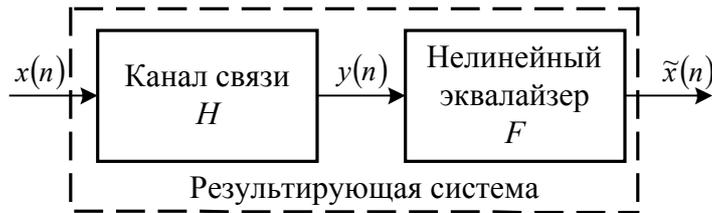


Рис. 1

Нелинейное уравнение полиномиального персептрона, моделирующего НЭ, имеет вид [1, 2]

$$\tilde{x}(n) = F[y(n)] = G(P^\ell(y(n))),$$

где G – нелинейная безынерционная функция сигмоидального типа, $P^\ell(y(n))$ – многочлен степени ℓ относительно $y(n)$. В качестве многочлена $P^\ell(y(n))$ используется усеченный функциональный ряд или полином Вольтерры [1, 2, 3].

Полиномиальный персептрон с расщеплением сигналов. С целью упрощения персептронной модели нелинейного устройства полином $P^\ell(y(n))$ предлагается задавать в форме многочлена расщепленных сигналов. Такой многочлен адаптирован к классу входных сигналов устройства. Его базисные функции могут быть сформированы не только с помощью линии задержки. В результате существует возможность конструирования многочлена расщепленных сигналов с меньшим количеством параметров, чем в усеченном ряде или полиноме Вольтерры. При выборе простой математической модели устройства решение задачи аппроксимации его оператора не сопровождается вычислительными проблемами (плохой обусловленностью, шумами арифметики, медленной сходимостью к решению).

Согласно теории расщепления [4–6] многомерный многочлен формируется в результате двух последовательных преобразований:

– отображения скалярного входного сигнала $y(n)$ НЭ в векторный сигнал $\bar{y}_p(n) = [y_{p1}(n), y_{p2}(n), \dots, y_{pm}(n)]$, таким образом, чтобы фазовые портреты векторных (расщепленных) сигналов не пересекались и не самопересекались;

– нелинейного безынерционного отображения векторного сигнала $\bar{y}_p(n)$ в скалярный сигнал

$$P^\ell(\bar{y}_p(n)) = \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_m=0}^{I_m} C_{i_1, i_2, \dots, i_m} [y_{p1}(n)]^{i_1} [y_{p2}(n)]^{i_2} \dots [y_{pm}(n)]^{i_m}, \quad (1)$$

где ℓ – степень полинома $P^\ell(\bar{y}_p(n))$, $\ell = I_1 + I_2 + \dots + I_m$.

Перцептронный эквалайзер на базе многочлена расщепленных сигналов описывается уравнением

$$\tilde{x}(n) = F[y(n)] = G\left(P^\ell(\bar{y}_p(n))\right), \quad (2)$$

где G – нелинейная функция сигмоидального типа. Структура НЭ с моделью (2) показана на рис. 2.

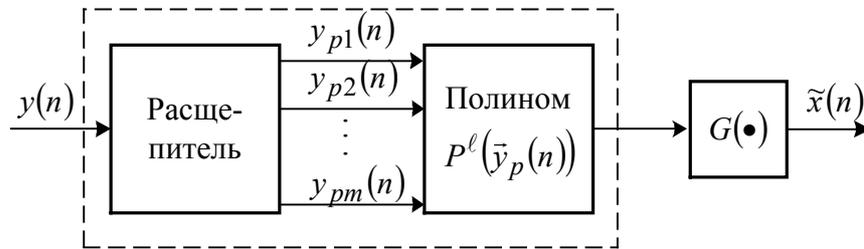


Рис. 2

Параметры полиномиального перцептрона с расщепителем находятся в результате решения задачи аппроксимации нелинейного оператора НЭ

$$\max_{x(n) \in X} \left\| x(n) - G\left(P^\ell(\bar{y}_p(n))\right) \right\| \rightarrow \min_{\vec{C}}, \quad (3)$$

где \vec{C} – вектор параметров полинома (1). Распространенным способом вычисления параметров (“обучения”) нейронных цепей является алгоритм обратного распространения ошибки [7, 8].

Пример синтеза НЭ при двухпозиционном воздействии КС. Нелинейный КС описывается моделью Винера [1] с линейной динамической составляющей

$$y_1(n) = 0.3482x(n) + 0.8704x(n-1) + 0.3482x(n-2) \quad (4)$$

и квадратичной безынерционной нелинейностью.

Таким образом, уравнение КС имеет вид

$$y(n) = y_1(n) + 0.2y_1^2(n).$$

Воздействие КС – двухпозиционный сигнал $x(n)$, принимающий значения $\{-1, 1\}$.

Отметим, что линейный фильтр, как следует из выражения (4), является неминимально-фазовым. Тогда, линейный эквалайзер, реализуемый в виде инверсного фильтра, неустойчив. В результате восстановления сигнала возможно только с помощью нелинейного эквалайзера.

Синтез НЭ выполнен путем решения аппроксимационной задачи (3) при $y(n)$ длиной $N = 6000$ отсчетов с использованием функции активации G в виде гиперболического тангенса и многочлена (1) расщепленных сигналов $\bar{y}_p(n) = [y(n), y(n-1)]$ [6], содержащего слагаемые лишь нечетных степеней (четные составляющие не влияли на качество синтезируемого НЭ). Параметры полиномиального перцептрона определялись алгоритмом обратного распространения ошибки [7, 8].

Точность восстановления сигнала $x(n)$ оценивалась на основе среднеквадратичной погрешности, рассчитываемой по формуле

$$\varepsilon = \frac{1}{N-4} \sqrt{\sum_{n=5}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}, \quad N = 6000,$$

при использовании в качестве модели НЭ полиномиального персептрона (2) и полинома (1) с расщепителем $\bar{y}_p(n) = [y(n), y(n-1)]$ (без исключения каких-либо степенных составляющих). В табл. 1 приведены значения среднеквадратичной погрешности компенсации нелинейности КС и количество Q параметров моделей НЭ, полученные при разных степенях нелинейных моделей.

Таблица 1

Погрешность ε и количество Q параметров моделей НЭ

Степень ℓ	Полином		Персептрон	
	ε	Q	ε	Q
1	0.0116	3	0.0117	3
2	0.0114	6	–	–
3	0.0089	10	$2.1593 \cdot 10^{-9}$	7
4	0.0024	15	–	–
5	$2.1132 \cdot 10^{-17}$	21	$1.5446 \cdot 10^{-18}$	13

Анализ табл. 1 показывает, что персептронная модель дает более высокую точность компенсации при меньшей степени внутреннего многочлена расщепленных сигналов, чем полиномиальная модель НЭ. Следовательно, для снятия вычислительных проблем аппроксимации нелинейного оператора НЭ персептронная модель предпочтительнее по сравнению с полиномиальной моделью.

Компенсация нелинейных искажений сигналов выполнена в присутствии гауссовского шума $\xi(n)$ в КС. При разном отношении сигнал/шум

$$snr = 20 \lg \left(\sqrt{\sum_{n=5}^N (y(n) + \xi(n))^2} / \sqrt{\sum_{n=5}^N \xi^2(n)} \right)$$

вычислены погрешность ε и логарифм вероятности ошибки на символ $\lg BER = \lg(BER)$, где $BER = \frac{m}{N}$, m – количество ошибок восстановления символов (значений) $x(n)$, N ($N = 6000$) – число передаваемых символов (длина последовательности $x(n)$).

Результаты компенсации представлены на рис. 3. На рис. 3, а изображены зависимости $\varepsilon(snr)$ при степени модели $\ell = 1, 2, \dots, 5$ (кривые 1, 2, ..., 5 соответственно). Жирными линиями показаны зависимости, полученные персептронной моделью НЭ, тонкими линиями – полиномиальной моделью. На рис. 3, б изображены аналогичные кривые для зависимостей $\lg BER(snr)$ (в некоторых точках snr значения $\lg BER$ отсутствуют, поскольку в этих точках $m = 0$).

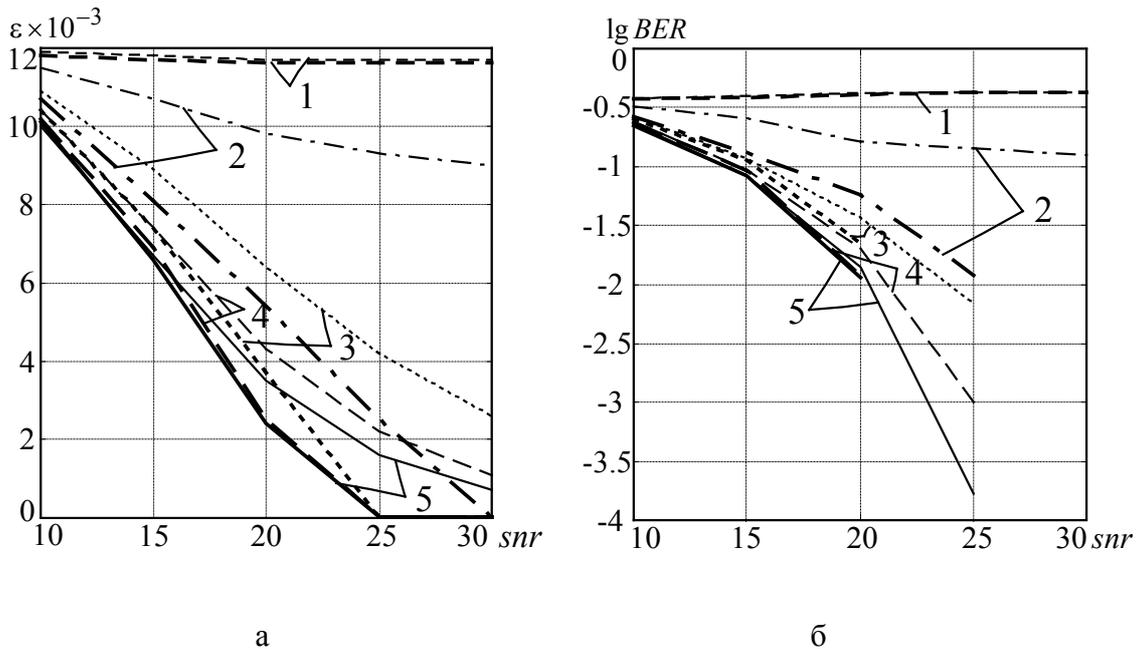


Рис. 3

Из рис. 3 видно, что при разном отношении сигнал/шум персептронный НЭ выполняет линейризацию КС более точно по сравнению с полиномиальным НЭ.

Заключение. Полиномиальная персептронная модель НЭ, применяемая для линейризации КС, более конструктивна в случае, когда ее полиномиальный преобразователь имеет вид многочлена расщепленных сигналов (а не усеченного ряда или полинома Вольтерры [1, 2]). Эффективность использования полиномиальной персептронной модели с расщепителем обусловлена тем, что многочлен расщепленных сигналов адаптирован к классу преобразуемого сигнала, поэтому количество его параметров может быть меньше по сравнению с универсальной формой усеченного ряда или полинома Вольтерры. Простота математической модели позволяет снять вычислительные проблемы (плохую обусловленность, шумы арифметики, медленную сходимость к решению) аппроксимации нелинейного оператора НЭ, а также сохранить высокую

скорость преобразования сигналов при работе в реальном масштабе времени.

Синтез НЭ в виде полиномиальной перцептронной модели представляет интерес в ситуации, когда увеличение степени полиномиальной модели НЭ не приводит к существенному повышению точности компенсации. Указанные свойства полиномиальной перцептронной модели НЭ наблюдаются при действии в КС гауссовского шума.

Литература

1. Xiang Z., Bi G., Le-Ngoc T. Polynomial-perceptrons and their applications to fading channel equalization and co-channel interference suppression // IEEE Trans. SP. 1994. V.42, № 9. P.2470–2480.

2. Mathews V.J., Sicuranza G.L. Polynomial signal processing. New York.: John Wiley & Sons, 2000.

3. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева, СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

4. Ланнэ А.А. Нейронные цепи, тринадцатая проблема Гильберта и задачи обработки сигналов // Вестник молодых ученых. Технические науки. 2001. №2. С. 3–26.

5. Ланнэ А.А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация. Л.: ВАС, 1985.

6. Соловьева Е.Б. Компенсация нелинейных искажений сигналов в каналах связи методом расщепления // Цифровая обработка сигналов. 2005.– № 4.– С. 2–8.

7. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. М.: Финансы и статистика, 2002.

8. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002.

Соловьева Елена Борисовна – д.т.н., профессор кафедры ТОЭ, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
Адрес: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ, каф. ТОЭ. Тел.: (812) 346-17-96, selenab@hotmail.ru

ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ

Е. Б. Соловьева, А. П. Жеребцов

При проектировании электротехнических и радиоэлектронных систем одним из факторов, ограничивающим технико-экономические показатели системы, являются нелинейные искажения. Например, при нелинейном режиме работы усилителей мощности ретрансляторов в цифровых каналах связи (КС) резко возрастает вероятность ошибки на символ передаваемой информации [1].

Для борьбы с нелинейными искажениями КС целесообразно применять нелинейные компенсаторы (НК). В данной работе рассмотрен синтез НК на основе метода расщепления [2]. Эффективность использования полиномиальной модели с расщепителем обусловлена тем, что многочлен расщепленных сигналов адаптирован к классу преобразуемого сигнала, поэтому количество его параметров может быть меньше по сравнению с универсальной формой усеченного ряда или полинома Вольтерры. Простота математической модели позволяет снять вычислительные проблемы (плохую обусловленность, шумы арифметики) аппроксимации нелинейного оператора НК.

Синтез математической модели НК методом расщепления. Пусть нелинейный оператор H устанавливает однозначное соответствие между множествами низкочастотных комплексных входных $\dot{x}(n)$ и выходных (искаженных) $\dot{y}(n)$ сигналов КС. Необходимо построить оператор F НК таким образом, чтобы каскадное соединение КС и НК (на рис.1) образовало результирующую систему, описываемую операторным уравнением

$$\tilde{x}(n) = F[\dot{y}(n)] = F[H[\dot{x}(n)]] \approx L[\dot{x}(n)],$$

где $\dot{x}(n)$, $\dot{y}(n)$, $\tilde{x}(n)$ – низкочастотное комплексное воздействие КС, выходные сигналы КС и НК соответственно, L – линейный оператор результирующей системы (для простоты полагаем $L=1$), n – нормированное дискретное время.

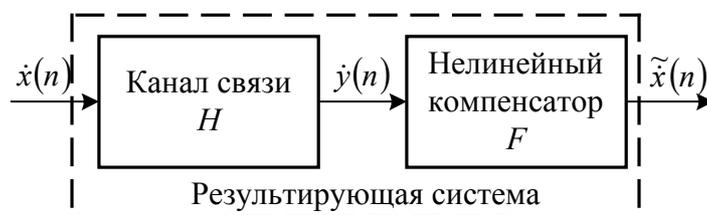


Рис. 1

Низкочастотная модель КС описана усеченным рядом Вольтерры [3]

$$\dot{y}(n) = \sum_{k=1}^P \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_k=0}^{I_k} \sum_{i_{k+1}=0}^{I_{k+1}} \dots \sum_{i_{2k-1}=0}^{I_{2k-1}} \dot{h}_{2k-1}(i_1, i_2, \dots, i_k, i_{k+1}, \dots, i_{2k-1}) \times \dot{x}(n-i_1) \dot{x}(n-i_2) \dots \dot{x}(n-i_k) \dot{x}^*(n-i_{k+1}) \dots \dot{x}^*(n-i_{2k-1}), \quad (1)$$

где $\dot{h}_{2k-1}(i_1, i_2, \dots, i_k, i_{k+1}, \dots, i_{2k-1})$ – ядро Вольтерры $(2k-1)$ порядка (многомерная комплексная импульсная характеристика КС), * – знак комплексного сопряжения.

Синтезируем НК методом расщепления в виде каскадного соединения расщепителя (Р) и нелинейного безынерционного преобразователя (НБП) (рис. 2) [2]. Оператор-расщепитель F_P преобразует входной скалярный сигнал $\dot{y}(n)$ НК в векторный сигнал $\vec{\dot{y}}_P(n) = F_S[\dot{y}(n)] = [\dot{y}_{P1}(n), \dot{y}_{P2}(n), \dots, \dot{y}_{Pm}(n)]^T$, где T – знак транспонирования, таким образом, чтобы векторные сигналы не пересекались, не касались и не обращались в ноль на всем множестве их определения. НБП отображает векторный сигнал $\vec{\dot{y}}_P(n)$ в скалярный сигнал $\tilde{\dot{x}}(n)$.

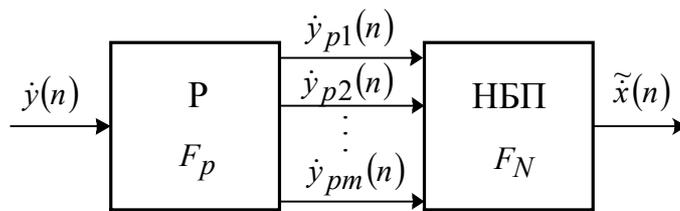


Рис. 2

Оператор F_N НБП описывается многомерным многочленом.

Для восстановления сигнала $\tilde{\dot{x}}(n)$ с квадратурной амплитудной модуляцией используем известный факт [3]: для однозначного преобразования сигнала $\dot{y}(n)$ в сигнал $\tilde{\dot{x}}(n)$ необходимо расщепить сигнал $\dot{y}(n)$ по переменной $\dot{h}_1(n)$, где $\dot{h}_1(n)$ – импульсная характеристика линейной составляющей модели (1) КС. Расщепитель конструируем в виде линии задержки, число элементов которой равно числу параметров линейной составляющей модели КС.

Оператор F_N НБП формируем согласно следующему положению: низкочастотный комплексный сигнал $\tilde{\dot{x}}(n)$ применяется для восстановления модулированного сигнала $\tilde{\dot{x}}(n)$ с несущей частотой ω_0 , следовательно, базисные функции полинома НБП задаются аналогично базисным функциям дискретной низкочастотной модели Вольтерры (1) КС [3]. В итоге многомерный полином НБП имеет вид

$$\tilde{x}(n) = \sum_{k=1}^P \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_1} \dots \sum_{i_k=0}^{I_1} \sum_{i_{k+1}=0}^{I_1} \dots \sum_{i_{2k-1}=0}^{I_1} \dot{c}_{2k-1}(i_1, i_2, \dots, i_k, i_{k+1}, \dots, i_{2k-1}) \times \\ \times y(n-i_1) y(n-i_2) \dots y(n-i_k) y^*(n-i_{k+1}) \dots y^*(n-i_{2k-1}). \quad (2)$$

Выражение (2) описывает нелинейную дискретную низкочастотную модель НК, параметры которой находятся в результате решения задачи аппроксимации

$$\|\dot{x}(n) - \tilde{x}(n)\|_{L_2} \rightarrow \min_{\vec{c}}. \quad (3)$$

в среднеквадратичной метрике.

Пример компенсации нелинейных искажений цифрового спутникового КС. Модель спутникового КС задана в виде отрезка ряда Вольтерры 5-й степени с нечетными степенными составляющими [3, 4].

Синтез нелинейного компенсатора выполнен на классе низкочастотных сигналов с 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ-16), формируемых из выражения

$$\dot{x}(n) = i_{n_re} + j \times i_{n_im},$$

где $i_{n_re} = (2i_n - 1 - MR)d$, $i_{n_im} = (2i_\ell - 1 - MR)d$, $i_n, i_\ell = 1, 2, \dots, MR$, ($M = 16$, $MR = 4$, $d = 0,25$).

Результаты компенсации представлены на рис. 3. На рис. 3, а, б, в изображены точечные выходные сигналы КС, линейного компенсатора и НК 5-й степени соответственно. Круглыми маркерами на рис. 3, а обозначен низкочастотный входной сигнал $\dot{x}(n)$ КС.

Для оценки качества компенсации вычислена среднеквадратичная погрешность

$$\varepsilon = \frac{1}{Q - Q_n} \sqrt{\sum_{n=Q_n}^Q \delta_a^2(n)}, \quad Q_n = 5, \quad Q = 5000.$$

Значения погрешности ε , полученные при разной степени нелинейности модели НК, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Среднеквадратичная погрешность

Погрешность	Линейная модель	Нелинейная модель	
		3-й степени	5-й степени
$\varepsilon \times 10^{-5}$	32.87	11.33	4.91

Анализ рис. 3 и табл. 1 показывает, что НК более точно восстанавливает сигнал по сравнению с линейным компенсатором. С

увеличением порядка НК погрешность компенсации уменьшается (достигает наименьшего значения при НК 5-го порядка). Модель компенсатора при этом усложняется: линейная модель содержит 4 параметра, нелинейная модель 3-й и 5-й степени – 44 и 244 параметра соответственно. На сложность модели НК влияет степень ее нелинейности и размер вектора расщепленных сигналов.

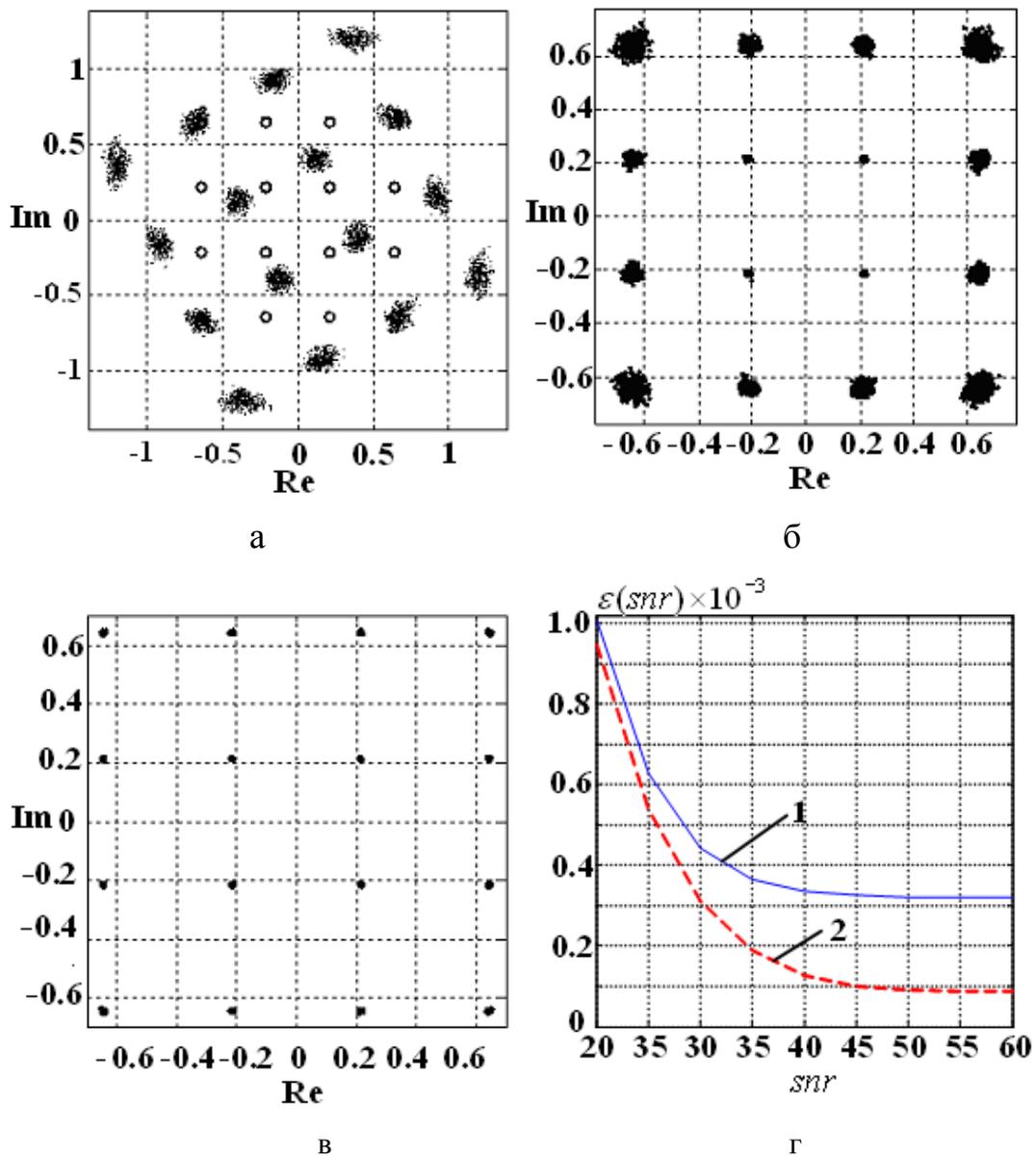


Рис. 3

Качество компенсации оценивалось также при действии в КС гауссовского шума. В этом случае выходной сигнал КС описывался выражением

$$\dot{y}_g(n) = \dot{y}(n) + \xi(n), \quad (4)$$

где $y(n)$ – низкочастотный комплексный выходной сигнал КС, формируемый моделью Вольтерры (1), $\xi(n)$ – комплексный гауссовский процесс со среднеквадратичным отклонением $\sigma = \sqrt{\frac{1}{R} \sum_{n=1}^R |\xi(n)|^2}$,

определяемым из отношения сигнал/шум:

$$snr = 20 \lg \left(\sqrt{\sum_{n=Q_n}^Q |y(n)|^2} / \sqrt{\sum_{n=Q_n}^Q |\xi(n)|^2} \right) \text{ дБ.}$$

Для компенсации нелинейных искажений сигналов цифрового спутникового КС, описываемого выражением (4) с учетом модели (1), построена модель (2) НК при $I_1 = 3$, $R = 5000$, $Q_n = 7$, $Q = 5000$ и snr , принимающим значения 20, 30, 40, 50, 60 дБ. Параметры модели НК вычислялись путем решения задачи аппроксимации (3) в метрике L_2 .

Результаты компенсации нелинейных искажений сигналов КС с гауссовской помехой при 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции входного сигнала КС показаны на рис. 3, г. Кривая 1 характеризует зависимость $\varepsilon(snr)$ при линейной компенсации, кривая 2 – при нелинейной компенсации 5-го порядка. Из рис. 3, г видно, что при различных значениях snr качество нелинейной компенсации превосходит качество линейной компенсации.

Заключение. При синтезе НК методом расщепления конструируется операторное уравнение, описывающее однозначное соотношение вход-выход НК. Эффективность использования метода расщепления для компенсации нелинейных искажений сигналов иллюстрирует пример синтеза НК для цифрового спутникового КС с функциональной моделью Вольтерры. В процессе синтеза НК проявляются следующие свойства метода расщепления: 1) адаптированный к классу входных сигналов расщепитель упрощает полиномиальную модель (сокращает размерность модели) НК; 2) многочлен расщепленных сигналов содержит линейно-входящие параметры, поэтому решение задачи аппроксимации дает глобальный оптимум (оптимальный вектор параметров модели НК); 3) модель НК работоспособна в существенно нелинейном режиме, поскольку многочлен расщепленных сигналов свободен от проблемы сходимости, присущей для функционального ряда Вольтерры.

Построенная полиномиальная модель НК сохраняет свои свойства в условиях гауссовской помехи, действующей в нелинейном КС.

Литература

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000.

2. Ланнэ А.А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация. Л.: ВАС, 1985.

3. Соловьева Е.Б. Компенсация нелинейных искажений сигналов в каналах связи методом расщепления // Цифровая обработка сигналов.– 2005.– № 4.– С. 2–8.

4. Benedetto S., Biglieri E., Daffara R. Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links – a Volterra series approach // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1979. Vol.15, № 4. P. 494–506.

Соловьева Елена Борисовна – д.т.н., профессор кафедры ТОЭ, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
Адрес: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ, каф. ТОЭ. Тел.: (812) 346-17-96, selenab@hotmail.ru

Жеребцов Алексей Павлович – аспирант кафедры ТОЭ, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
Адрес: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ. Тел.: (812) 346-17-96.

О РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ

Ш. Н. Хусаинов

Понятие реактивной мощности в несинусоидальных режимах обсуждается давно, но никакого четкого обоснованного решения по этому поводу не принято. Пожалуй, наиболее полный анализ различных подходов к понятию реактивной мощности был сделан еще в 80-е годы в работах Солодухо Я.Ю. [1,2]. В последующие годы ничего принципиально нового, по сути, не было предложено.

При определении понятия реактивной мощности можно выделить 2 основных направления при решении вопроса о том, что понимать под реактивной мощностью: 1) возможности компенсации реактивной мощности; 2) возможности характеризовать колебания энергии, запасенной в реактивных элементах цепи, с помощью понятия реактивной мощности.

В цепи синусоидального тока подключение емкости или индуктивности параллельно заданной цепи позволяет сделать реактивную мощность равной нулю и $\cos \varphi = 1$.

С другой стороны, если цепь рассматривать как параллельное соединение некоторой эквивалентной активной проводимости и реактивной проводимости, то мгновенную мощность можно записать как

$$p = p_{II} + p_p = Gu + Q \sin 2(\omega t + \psi) \quad (1)$$

В последнем выражении реактивная мощность Q выступает как амплитуда реактивной составляющей мгновенной мощности, характеризующей обмен энергией между реактивными элементами цепи (B) и остальной цепью. С этим связано введение в несинусоидальных режимах понятия обменной мощности [3] и использование ее вместо реактивной.

Однако, подключение емкости или индуктивности параллельно рассматриваемой цепи в несинусоидальных режимах не позволяет по понятным причинам сделать коэффициент мощности равным единице и получить полную компенсацию реактивной мощности. С этим связаны попытки определять реактивную мощность с помощью соотношения

$$S_C = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} Q_{(k)}, \quad (2)$$

где $Q_{(k)}$ – реактивная мощность k -й гармоники, которую подключением соответствующей емкости или индуктивности можно сделать равной нулю (полностью компенсировать), или соотношения

$$S_L = \sum_{k=1}^{\infty} k Q_{(k)}, \quad (3)$$

которое можно сделать равным нулю (полностью компенсировать), параллельным подключением индуктивности.

В указанных выше случаях можно было максимально повысить коэффициент мощности, но нельзя сделать его равным единице. Коэффициент мощности становится равным единице, когда

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}, \quad (4)$$

то есть реактивная мощность по Фризе становится равной единице. Соответственно именно величину, определяемую выражением (4) следует рассматривать как реактивную мощность.

К этому утверждению можно подойти с другой стороны, если потребовать, чтобы понятие реактивной мощности в несинусоидальных режимах максимально соответствовали этому понятию для синусоидальных режимов.

В синусоидальных режимах реактивная мощность определяется с одной стороны выражением (4), с другой стороны по формуле

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (5)$$

Эта формула применима для реактивной мощности и в несинусоидальных режимах, если несинусоидальные напряжения и ток заменить эквивалентными синусоидами, сдвинутыми на угол

$$\varphi = \arccos \frac{P}{S}.$$

Теперь, что касается реактивной мощности по Брунэ

$$Q_B = \sum_{l=1}^{\infty} Q_{(k)}, \quad (6)$$

то в литературе не удается найти ничего конкретного о том, что она характеризует и с чем связана. Разве, что можно, как в работе Зиновьева Г.С. [4], определять ее как ортогональную составляющую, не учитывающую взаимного влияния гармоник. На самом деле формула (6) записана формально по аналогии с формулой для активных мощностей.

Введение реактивной мощности по Брунэ приводит к необходимости введения дополнительной ортогональной составляющей – так называемой «мощности искажения»

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \quad (7)$$

Название мощности претендует на то, что она связана с искажением синусоидальности форм кривых напряжения и тока.

Выразим величину T через напряжения и токи гармоник как

$$T = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^n U_k^2\right)\left(\sum_{k=1}^n I_k^2\right) - \left(\sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k\right)^2 - \left(\sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k\right)^2}. \quad (8)$$

Заменяя напряжение k-й гармоники согласно равенству $U_k = z_k I_k$, $z_k \cos \varphi_k$ на R_k и $z_k \sin \varphi_k$ на x_k , получим

$$T = \sqrt{\sum_{k=1}^n \sum_{l=1, l > k}^n [(R_k - R_l) + (x_k - x_l)] I_k^2 I_l^2}. \quad (8)$$

Если подобрать параметры цепи таким образом, чтобы $R_k = R_l$ и $x_k = x_l$, то получим $T = 0$, однако при этом будут налицо все искажения: напряжения и ток несинусоидальны, форма кривой тока отличается от формы кривой напряжения. Таким образом «мощность искажения» никак не характеризует искажения форм кривых.

Приведенный анализ показывает, что под реактивной мощностью следует понимать реактивную мощность по Фризе. Она имеет то же физическое содержание, что и реактивная мощность при синусоидальных

режимах. Как и при синусоидальных режимах под полной компенсацией реактивной мощности понимается такая компенсация, при которой мощность по Фризе равна нулю. В работе [5] приведена методика компенсации, при которой достигается значение мощности по Фризе равной нулю. Что касается мощности по Брунэ, то ее изменение не связано непосредственно с применяемыми компенсирующими устройствами.

Процессы при несинусоидальных режимах более многообразны, чем при синусоидальных. Соответственно, при несинусоидальных режимах могут быть использованы, кроме реактивной мощности, иные понятия, характеризующие энергетические процессы в цепи несинусоидального тока. Например, в работе [6] величину S_C из уравнения (2) рекомендовано использовать как критерий емкостной компенсации в том смысле, что при достижении $S_C = 0$ достигается максимальное значение коэффициента мощности

$$\lambda = \frac{P}{S}.$$

Аналогично величину S_L из уравнения (3) рекомендовано использовать как критерий индуктивной компенсации.

Как было отмечено выше, реактивная мощность Q в синусоидальных режимах дает амплитуду колебаний мощности между реактивными элементами и остальной цепью. Эти процессы предлагается в несинусоидальных режимах характеризовать обменной мощностью, под которой рекомендуется понимать среднее значение реактивной составляющей мгновенной мощности p_p за положительную половину периода

$$Q_{об} = \frac{2}{\pi} \int_{-\psi_u}^{\pi-\psi_u} Q \sin 2(\omega t + \psi_u) d\omega t = \frac{2}{\pi} Q.$$

Более подробно см. в работе [7].

Литература

1. Солодухо Я.Ю. Состояние и перспективы внедрения в электропривод статических компенсаторов реактивной мощности (обобщение отечественного и зарубежного опыта). Реактивная мощность в сетях с несинусоидальными токами и статические устройства для их компенсации. М.: Информэлектро, 1981. – 89 с.
2. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Часть 1. Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. М.: Информэлектро, 1987, вып. 2. – 51 с.
3. Демирчян К.С. Реактивная или обменная мощность? //Изв. АН СССР: «Энергетика и транспорт». – №2. – 1984. – С. 66 – 72.

4. Зиновьев Г.С. О реактивной мощности электрической цепи. Изв. АН СССР: Энергетика и Транспорт. – № 4. – 1986. – С. 80 – 86.

5. Хусаинов Ш.Н. О компенсации реактивной мощности в несинусоидальных режимах /Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Энергетика», вып. 1. – № 4 (04). – 2001. – С. 27 – 33.

6. Хусаинов Ш.Н. Мощностные характеристики несинусоидальных режимов // Электричество, 2005, №9, С. 63-70.

Хусаинов Шамиль Нагимович – д.т.н., профессор, зав. кафедры ТОЭ Южно-Уральского государственного университета. г. Челябинск, 454080, пр. им. В.И. Ленина, 76, р.т. (8-351)264-91-51, д.т. (8-351)742-98-45, e-mail: shanh@susu.ac.ru.

АКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ СТАТИЗМА

Б.В. Цыпин, Н.Е. Кузнецов

Для преобразования параметров электрических цепей широкое распространение получили устройства на базе операционного усилителя, в цепь обратной связи которого включают преобразуемый и опорный элементы.

Высокая точность и низкая чувствительность таких преобразователей к паразитным емкостным связям (емкость на землю) достигается при высоком коэффициенте усиления, что трудно реализуемо в широком частотном диапазоне из-за проблемы устойчивости. Это противоречие разрешается в двухканальных итерационных усилителях [1], непосредственное применение которых в преобразователях пассивных величин невозможно, так как коэффициент передачи усилителя корректирующего канала, задаваемый преобразуемым и опорным элементом, неизвестен.

На рис. 1 представлена схема двухканального усилителя с суммированием выходных сигналов каналов по замкнутому циклу. На выходе второго усилителя формируется основной сигнал, на выходе - второго сигнал поправки.

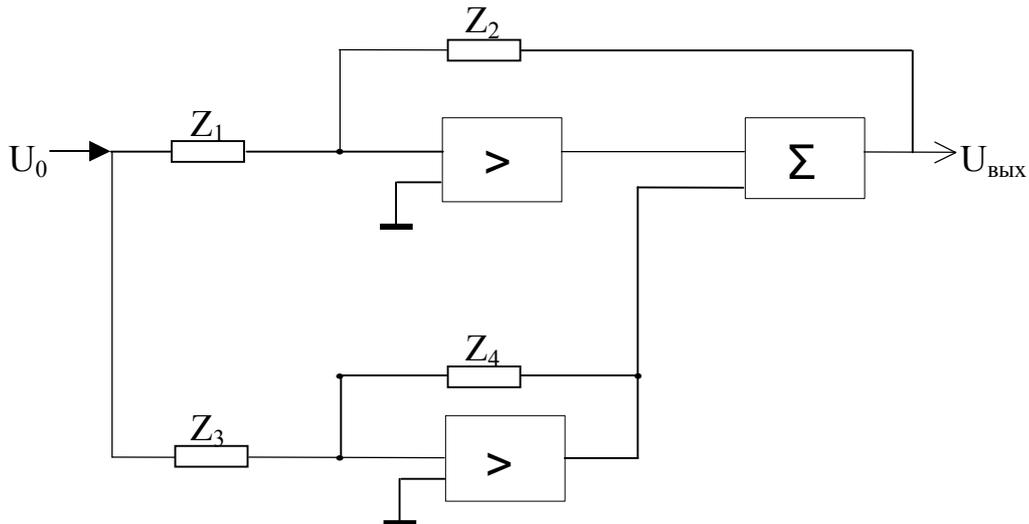


Рис. 1. Двухканальный усилитель с суммированием выходных сигналов каналов по замкнутому циклу

Напряжение на выходе и погрешность преобразования определяется выражениями:

$$U_{\text{вых}} = -U_0 \frac{Z_2}{Z_1} \frac{\frac{1}{k\beta_1} + \frac{Z_2 Z_3}{Z_1 Z_4} \frac{1}{k\beta_2}}{\left(1 + \frac{1}{k\beta_1} + \frac{\delta\Sigma}{k\beta_1}\right) \left(1 + \frac{1}{k\beta_2}\right)}. \quad \delta U_{\text{вых}} \cong \frac{1}{k^2 \beta_1 \beta_2} - \frac{\delta\Sigma}{k\beta_1} - \frac{1}{k\beta_2} \left(\frac{Z_2 Z_3}{Z_1 Z_4} - 1\right).$$

где $\beta_1 = \frac{Z_1}{Z_2 + Z_1}$, $\beta_2 = \frac{Z_3}{Z_4 + Z_3}$, k - коэффициент усиления, $\delta\Sigma$ - погрешность сумматора.

При выполнении условия настройки $\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_4}{Z_3}$ погрешность становится

величиной второго порядка малости по сравнению с обычным усилителем.

В [2] предложено при преобразовании параметров датчиков использовать в дополнительном канале второй датчик, что предполагает аппаратную избыточность для достижения эффекта коррекции. В [3] предложено регулировать коэффициент передачи дополнительного по критерию равенства нулю выходного напряжения корректирующего канала, что предполагает снижение быстродействия. В [4] предложен преобразователь для трех электродного емкостного датчика, в котором емкость на экран, меняющаяся пропорционально проходной емкости, используется в дополнительном канале для формирования его выходного сигнала.

Структурная схема преобразователя представлена на рис. 2.

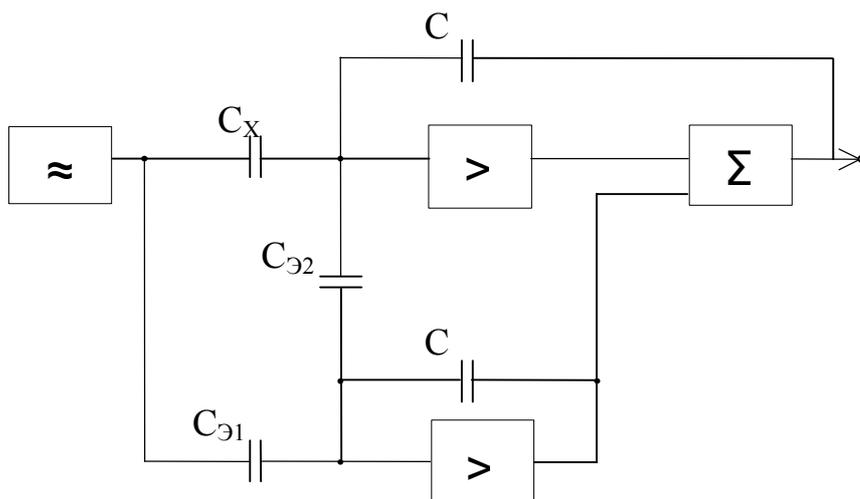


Рис. 2. Структурная схема преобразователя емкости в напряжение

Напряжение на выходе и погрешность преобразователя определяется выражениями:

$$U_{\text{вых}} = -U_0 \frac{C_x}{C_{01}} \frac{\frac{1}{k\beta_1} + \frac{C_x}{C_{01}} \frac{C_{02}}{C_9} \frac{1}{k\beta_2}}{\left(1 + \frac{1}{k\beta_1} + \frac{\delta\Sigma}{k\beta_1}\right) \left(1 + \frac{1}{k\beta_2}\right)}$$

$$\delta U_{\text{вых}} \cong \frac{1}{k^2 \beta_1 \beta_2} - \frac{\delta\Sigma}{k\beta_1} - \frac{1}{k\beta_2} + \frac{C_x}{C_{01}} \frac{C_{02}}{C_9} \frac{1}{k\beta_2}$$

При соблюдении условия $\frac{C_x}{C_{01}} \frac{C_{02}}{C_9} \frac{1}{k\beta_2} = 1$, что выполняется выбором

элемента C_{02} , погрешность преобразования становится величиной второго порядка малости по сравнению с одноканальным устройством, что позволяет расширить частотный диапазон применением широкополосных усилителей с умеренными значениями коэффициента усиления.

Если в структуре преобразователя имеется АЦП, то появляются дополнительные возможности коррекции и при преобразовании параметров пассивных комплексных величин.

Схема двухканального преобразователя для этого случая приведена на рисунке 3, где в дополнительном канале включен умножающий ЦАП, осуществляющий обратное преобразование и формирующий выходной сигнал грубого канала. Для обеспечения устойчивой работы разрядность ЦАП должна быть ниже, чем у АЦП.

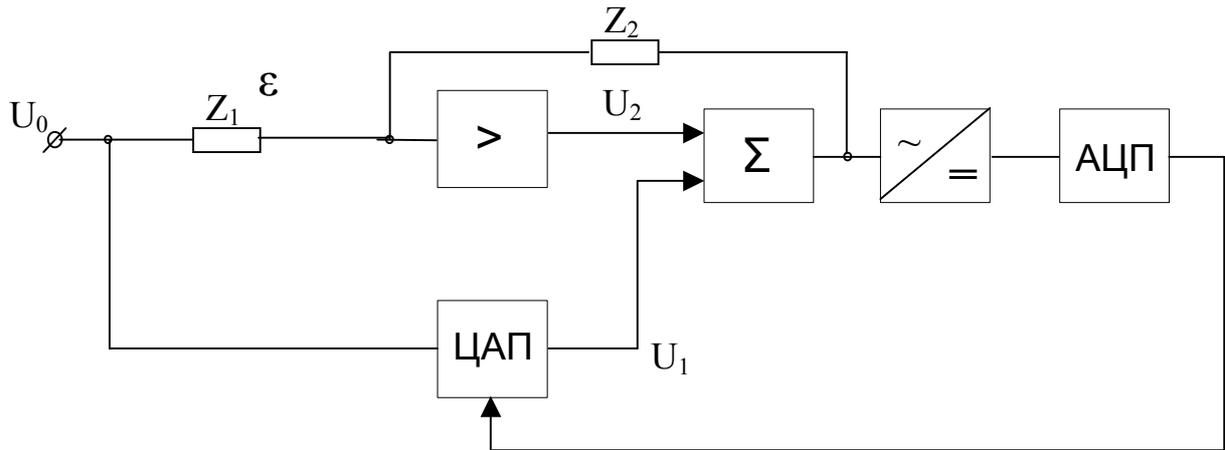


Рис. 3. Цифровой преобразователь с коррекцией погрешности

Пренебрегая погрешностью суммирования, можно записать

$$\begin{cases} \varepsilon = U_{\text{вых}} \beta + U_0 (1 - \beta) \\ U_2 = \varepsilon \cdot k \\ U_1 = U_{\text{вых}} + \Delta \\ U_{\text{вых}} = U_1 + U_2 \end{cases}$$

где Δ – погрешность ЦАП и АЦП. Отсюда $U_{\text{вых}} = -U \frac{Z_2}{Z_1} - \frac{\Delta}{k\beta}$.

Погрешность такого преобразователя является величиной второго порядка малости по сравнению с погрешностью $\frac{1}{k\beta}$ обычного преобразователя.

Литература

1. Волгин Л.И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. – М., Сов. Радио, 1971
2. Кузнецов Е.Н., Осадчий Е.П., Фельдберг С.М. Повышение точности преобразования выходных сигналов параметрических датчиков // Цифровая информационно-измерительная техника: Межвузовский сб. науч. трудов.– Пенза, 1979.– Вып.9.– С. 98–101.
3. Кузнецов Е.Н., Фельдберг С.М., Чернецов К.Н. Преобразователь параметров элементов электрических цепей: А.С. 540225, Б.И. 1976г, №47.
4. Кузнецов Н.Е. Преобразователь для трехэлектродного емкостного датчика: Решение о выдаче патента по заявке 200410635/28(006775) от 03.03.2004г.

Цыпин Борис Владимирович – д.т.н., профессор Пензенского Государственного Университета. Домашний адрес: 440046 г. Пенза, ул. Мира 33-20, e-mail: cyпин@yandex.ru;

Кузнецов Николай Евгеньевич – аспирант кафедры «Информационно-измерительная техника» Пензенского Государственного Университета. Домашний адрес: 440600 г. Пенза, ул. Плеханова 10-96; Служебный адрес: 440026, г.Пенза, ул. Красная – 40. E-mail: IIT@stup.ac.ru

ЛИКВИДАТОР ИЗБЫТОЧНЫХ СКОБОК И ЕДИНИЦ В СЛОЖНЫХ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ВЫРАЖЕНИЯХ

Д. В. Шеин

Разработанная к настоящему времени надежная технология формульного вывода схемных функций и символьных откликов электронных цепей сопряжена с появлением избыточных операций в формируемых выражениях [1–10]. Здесь предлагается программа для удаления лишних пар скобок и подвыражений типа '*1' в формуле.

Основная идея алгоритма: при первом просмотре исходной формулы вычисляются пары скобок внутри которых нет знаков '+' и '-'. Адреса таких скобок заносятся в таблицу. Туда же заносятся и адреса символов в подвыражений типа '*1'. При втором проходе из исходной формулы исключаются символы, адреса которых в таблице. Один проход использовать затруднительно, так как формула может быть весьма компактной и одна лишняя скобка может быть в начале нее, а вторая в середине или конце.

Можно реализовать алгоритм в один проход, если вытирать куски исходного файла, но это приведет к существенному усложнению алгоритма. Однако при работе с динамическим выделением памяти, такой подход требует исследования. Предпочтительно работать с исходным файлом на низком уровне, но не вытирать нежелательные элементы, а заменять их, ну хотя бы на символ '?', вытирание проводить во второй проход. При этом отпадет надобность в таблице адресов (хотя бы частично) и будут снижены требуемые объемы оперативной памяти. В настоящее время находится в эксплуатации следующая программа-ликвидатор избыточных операций в алгебраических выражениях.

```
#include <stdio.h> #include <alloc.h> #include <string.h>
#include <dos.h> #include <stdlib.h>
#define VERSION "1.1"
#define VDATE "10.10.2005"
void analysis(int *plusfl, int *multfl); //поиск неугодных элементов в формуле
void ReadFile(); //считать очередной блок исходной формулы
void optimize(); //удаление неугодных элементов согласно списка
/* Таблица адресов скобок и выражений типа '*1', подлежащих удалению
Скорее даже не таблица, а массив, но изначально планировалась таблица, так и буду
называть. Адреса в таблицу заносятся парами (открывающая-закрывающая) по мере
выявления, то есть не по порядку, потому как знать, что первая встретившаяся скобка
лишняя, иногда можно узнать только в конце формулы, а в середине повстречать кучу
других кандидатов на удаление. Перед удалением таблица сортируется. Таблица
хранит значения адресов в 32-битных ячейках, поэтому адресовать скобки
находящиеся дальше 4млн байт вряд ли получится - скорее всего порушится формула.
Размером этого массива и определяется кол-во пар скобок которое можно вычистить
за один запуск программы */
unsigned long huge likvtabl[100000];
//описатели входного и выходного файлов
```

```

FILE *in,*out;
unsigned long lkol=0; /* Кол-во адресов в таблице удаления */
unsigned long num=0; /* номер текущего символа в формуле*/
int MultFlag=0; /* флаг, =1 если в подформуле есть '*' */
/* дополнительная переменная для хранения адреса символа '*'
при обнаружении выражений типа '*1' (на случай, когда
встречается подвыражение *(1)*/
unsigned long MultNum;
char str[170]; /* Строка для ввода информации из файла */
char *b; /* Указатель на текущий символ в строке str */
char buf[512]; /* для буферизации считывания файла */
int EndInputFileFlag=0; /* Флаг = 1 когда входной файл прочитан полностью */
struct time timen,timek; /* структура для снятия временных характеристик */
void main()
{ int j,i;
printf("\n\rЛиквидатор избыточных скобок. ");
printf("\n\r Версия %s Copyright (c) 2005 by Dmitry Shein \n",VERSION);
// если не можешь открыть файл - на выход
if ((in=fopen("out.", "r"))==NULL) {printf("\n\rНе могу открыть входной файл 'input.' \n");
exit(1);}
gettime(&timen); // начать учет времени
// считываем первую строку формулы
setvbuf(in, buf, _IOFBF, 512); ReadFile();
//поехали выявлять нежелательные элементы, подлежащие ликвидации
analysis(&i,&j);
// после отработки этой процедуры либо прочитана вся формула
// либо переполнилась таблица адресов нежелательных элементов
//вернулись на начало исходной формулы
fseek(in,0,SEEK_SET); }InputFileFlag=0;
// собственно ликвидация нежелательных элементов методом
// игнорирования, то есть если элемент указан в таблице, то он
// игнорируется и не переносится в результирующий файл
optimize();
// на выходе - оптимизированная формула, если таблица не
// переполнилась, ну или частично оптимизированная
// можно зациклить связку analysis и optimize до полного
// удаления всех скобок, но это как-то не по спортивному
// каждый раз исходная формула будет считываться дважды
//вывод временных характеристик
printf("\n lkol = %d",lkol); printf("\n num = %u \n",num);
gettime(&timek);
if(timen.ti_hund>timek.ti_hund) {timen.ti_sec++;timek.ti_hund+=100;}
if(timen.ti_sec>timek.ti_sec) {timen.ti_min ++;timek.ti_sec+=60;}
if(timen.ti_min>timek.ti_min) {timen.ti_hour++;timek.ti_min+=60;}
if(timen.ti_hour>timek.ti_hour) timek.ti_hour+=24;
printf("\n\n Время вычислений = %02d час. %02d мин. %02d.%02d сек \n",
timek.ti_hour-timen.ti_hour,timek.ti_min-timen.ti_min,
timek.ti_sec-timen.ti_sec,timek.ti_hund-timen.ti_hund);
}

```

/* Подпрограмма для выявления избыточных скобок и единиц.

Основная рекурсивная подпрограмма, возвращаемые значения: *plusfl - флаг, говорящий о том, есть ли в подформуле плюсы и минусы, multf - есть ли знаки умножения и деления */

```

void analysis(int *plusfl,int *multfl)

```

```

{while(!InputFileFlag) // пока не достигнут конец формулы {
    switch (b[0]) // взять текущий символ
    {case '%':
        case '\0': ReadFile(); break; //если это комментарий - пропустить
        case '(': // если это открывающая скобка, то:
            { int pl=0,ml=0;
              unsigned long first;
              first=++num; //сохранить номер этой скобки, на всякий случай
              //отправить оставшуюся подформулу на анализ
              b++;
              analysis(&pl,&ml);
                // анализ должен выявить, есть ли в оставшейся подформуле
                // плюсы или минусы pl, умножения или деления ml
                //если подформула проанализирована, а закрывающей скобки нет -
                // страшная ошибка (нет закрывающей скобки в исходной формуле,
                // ну или еще какой сбой
                if(b[0]!='') {printf("\n\nr Error 1 '%c' %u \n",b[0],num);exit(1); break;}
                num++; //в num - адрес закрывающей скобки
                //если в проанализированной подформуле нет плюсов и не
                // переполнена таблица с адресами, то записать в таблицу адреса
                // открывающей (не зря мы ее сохранили) и закрывающей скобки
                if(!pl&&!kol<9900) { likvtabl[++kol]=first; likvtabl[++kol]=num; }
                // при значениях больших 9900 программа работает неустойчиво
                b++; // и пошли дальше по формуле
                break;}
            // если встретилась закрывающая скобка - возвращаемся
            // на уровень выше, там с ней разбираться
            case ')': return;
            // встретились плюсы(минусы) устанавливаем флаг Plusfl=1
            // и продолжаем анализировать
            case '+':
            case '-': *plusfl=1; b++; num++; MultFlag=0; break;
            // встретились умножения(деления) устанавливаем флаг multfl=1,
            // запоминаем его адрес в MultNum, на всякий случай
            // и продолжаем анализировать
            case '*':
            case '/': *multfl=1; b++; MultFlag=1; MultNum=++num; break;
            // если встретилась единица и перед ней знак умножения, а за ней
            // нет других чисел (т.е. это не число '10') и не переполнена таблица
            // то заносим в таблицу адрес этой единицы и адрес предшествующего // знака
            // умножения (не зря же запоминали) и продолжаем анализ
            case '1':
                {b++;
                  num++;
                  if (MultFlag&&(b[0]=='+'||b[0]=='-
                    ||b[0]=='*'||b[0]=='/'||b[0]=='')||b[0]=='('||b[0]=='\0')&&!kol<9900)
                    { likvtabl[++kol]=MultNum; likvtabl[++kol]=num; } MultFlag=0; break; }
            //по умолчанию, то есть если встретился любой другой символ,
            // отличный от определенных выше скорее всего идентификатор или
            // число, то продолжаем анализ
            default : b++;num++;MultFlag=0;} }
/* Подпрограмма для чтения из входного файла очередной строки для анализа. Строка
помещается в *str, указатель *b указывает на начало строки. Если достигнут конец
файла, то EndInputFileFlag=1 */
void ReadFile(){

```

```

str[0]='\0';
fgets(str,160,in);
if(str[strlen(str)-1]=='\n') str[strlen(str)-1]='\0';
while(str[strlen(str)-1]==' ') str[strlen(str)-1]='\0';
while(str[0]==' ') strcpy(str,str+1);
if(strlen(str)>155) { printf("\n\n\rНеверный формат входных данных \n");exit(1);}
if (feof(in)&&!strlen(str)) }InputFileFlag=1;
else b=str;}
/* Подпрограмма вырезающая лишние скобки, умножения и единицы */
void optimize(){
    unsigned long i,j; unsigned long temp;
    char outstr[170]=""; // здесь будет формироваться строка новой формулы
    /* здесь сортируется таблица удаления, адреса удаляемых элементов сортируются по
    возрастанию, методом всплывающего пузырька */
    for(i=2;i<=lkol;i++){
        j=i;
        while (likvtabl[j]<likvtabl[j-1]&j>1){
            temp=likvtabl[j-1]; likvtabl[j-1]=likvtabl[j]; likvtabl[j]=temp;
            j--;} }
    /открывается выходной файл на запись, если нет такого файла, то выход
    if ((out=fopen("newout","w"))==NULL) {printf("\n\n\rНе могу открыть выходной файл
    'newout.' \n"); exit(1);}
    // снова читается исходный файл
    i=1; j=0; num=0;
    ReadFile();
    while(!EndInputFileFlag) // и пока не конец исходного файла:{
        switch (b[0]) //анализируем посимвольно:{
            //если комментарии, то записать строку в выходной файл целиком
            case '%':
                fprintf(out,"%s%s\n",outstr,b);
                j=0;
                outstr[j]='\0'; ReadFile(); break;
            //если конец строки - записать результирующую строку
            // в новый файл и считать из исходного файла следующую строку
            case '\0':
                outstr[j]=b[0];
                if (strlen(outstr)||!strlen(str)) fprintf(out,"%s\n",outstr);
                j=0;
                outstr[j]='\0'; ReadFile(); break;
            // если элемент имеет сходство с предполагаемым нежелательным
            // элементом (фэйс-контроль:), сверяемся с таблицей и если адрес текущего //
            // элемента есть в таблице – элемент в результирующую строку не
            // попадает, если нет – соответственно попадает
            case '(' : case ')' : case '1' : case '*' : case '/' :
                num++;
                if (likvtabl[i]==num) i++; else utstr[j++]=b[0];
                b++; break;
            // по умолчанию переходим на следующий элемент
            default : outstr[j++]=b[0]; b++;num++;} } }

```

Представленная программа очистки алгебраических выражений от избыточных символов и операций реализована в среде Borland C++, v. 3.1 и используется в составе системы SCAD [10].

Литература

1. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Адаптивный алгоритм и программа генерации сверхкомпактных символьных выражений схемных функций // Проблемы автоматизированного моделирования в электронике: Тез. докл. международ. конф.– Киев: Об-во «Знание» Украины, 1993.– С. 28–29.
2. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Машинная генерация оптимальных формул для функций пассивных схем // Проблемы автоматизированного моделирования в электронике: Сб. докл. международ. конф.– Киев: Политехн. ин-т, 1994.– С. 28–32.
3. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьная машинная программа вывода формул для функций активных и пассивных электрических цепей // Тез. докл. 30-й науч.-техн. конф.– Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 1996.– Ч. 1.– С. 43–44.
4. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Компьютерный интеллектуальный справочник схемных функций активных электрических цепей // Методы и средства преобразования и обработки аналоговой информации: Тез. докл. международ. конф.– Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 1999.–С. 13.
5. Шеин Д.В. Интерпретатор сложных символьных выражений схемных функций // Тез. докл. 34 науч.-техн. конф.– Ульяновск: УлГТУ, 2000.– С. 6–7.
6. Вольнов В.Е., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Формирование символьных функций для сложных электронных схем // Тез. докл. 34 науч.-техн. конф.– Ульяновск: УлГТУ, 2000.– Ч. 1.– С. 5–6.
7. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Формирование, интерпретация и компиляция символьных функций электронных схем // Логико-алгебраические методы, модели, прикладные применения: Тр. международ. конф.–Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 2001.–С. 10-12.
8. Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Схемно-символьный и матрично-численный анализ установившихся режимов линейных электрических цепей: Метод. указания.– Ульяновск: УлГТУ, 2002.– 56 с.
9. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей // Гос. координационный центр информационных технологий.– 2004.– №ОФАП 3981; № ГР 50200401291.
10. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 4.– С. 3–10.

Шеин Дмитрий Владимирович – инженер-программист Ульяновского автомобильного завода, e-mail: D.Shein@uaz.ru.

ДИСКУССИИ И РЕЦЕНЗИИ

ОТВЕТ НА КРИТИКУ СТАТЬИ «ПРИМЕНЕНИЕ СИМВОЛЬНЫХ СХЕМНЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ»

Г. А. Белов, В. Г. Захаров

Статья «Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей» опубликована в [1]. Критика этой статьи опубликована в [2].

Замечание 1. С помощью формулы Мезона (1957 г.), именуемой формулой Фойснера (1904 г.), авторы доказывают центральное положение своей статьи о том, что слагаемые для выражения числителя передаточной функции могут быть получены из выражения ее знаменателя. Вызывает удивление те обстоятельства, что доказанному положению более полутора веков, соответствующая статья Кирхгофа (1847 г.) содержится в упомянутом выше переводе работ Кирхгофа [3], который цитируется в обсуждаемой статье (ссылка 4 в списке литературы)! Ниже приведена соответствующая цитата из указанной статьи Кирхгофа [3, с. 177]:

«Если упорядочить члены числителя величины I_λ по величинам E_1, E_2, \dots, E_n , то коэффициент при E_k окажется суммой взятых частью со знаком «плюс», частью со знаком «минус» сочетаний из $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ по $\mu-1$ тех элементов, которые входят в знаменатель величин I , умноженные как на ω_λ , так и на ω_k . Именно эти сочетания $\omega_{k_1}, \omega_{k_2}, \dots, \omega_{k_{\mu-1}}$ обладают тем свойством, что после удаления проводников $k_1, k_2, \dots, k_{\mu-1}$ остается только одна замкнутая фигура и что в эту фигуру входят и проводник λ , и проводник k . Сочетание $\omega_{k_1}, \omega_{k_2}, \dots, \omega_{k_{\mu-1}}$ следует брать со знаком «плюс», если в остающейся фигуре положительное направление I_λ совпадает с положительным направлением электродвижущей силы E_λ , и со знаком «минус» в противном случае».

Ответ. Оригинал вышеприведенной цитаты имеет вид [4]:

«Ordnet man die Glieder des Zählers von I_λ nach den Grössen $E_1, E_2 \dots E_n$, so wird der Coefficient von E_k die Summe der, theils positiven, theils negativen, Combinationen von $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, zu je $\mu-1$, welche im Nenner der I 's sowohl mit ω_λ als mit ω_k multiplicirt vorkommen; es sind dieses ja gerade die Combinationen $\omega_{k_1} \cdot \omega_{k_2} \dots \omega_{k_{\mu-1}}$, welche die Eigenschaft haben, dass nach Fortnahme der Drähte $k_1, k_2 \dots k_{\mu-1}$ nur eine geschlossene Figur übrig bleibt, und

dass in dieser sowohl λ als k vorkommt; positiv ist $\omega_{k_1} \cdot \omega_{k_2} \cdots \omega_{k_{\mu-1}}$ zu nehmen, wenn in der übrigbleibenden Figur die positive Richtung von I_λ mit der Richtung von E_k zusammenfällt, negativ im entgegengesetzten Falle.»

К сожалению, в оригинале этой цитаты имеется неточность относительно элемента ω_k , который не должен входить в коэффициент при E_k , что обнаруживается при практической проверке. Доказательство с помощью формулы Мезона, приведенное в [2], выявило указанную неточность.

Замечание 2. Таким образом, приоритет Кирхгофа на правило 7 можно признать установленным

Ответ. Мы не претендуем на приоритет, а даем развитие его метода и называем восемь правил, приведенных в [2], модифицированными правилами Кирхгофа, которые отличаются от формулировки Кирхгофа уточнением.

Замечание 3. Для получения правил 1-4 из правил 5-6 используется хорошо известное соотношение между контурным и узловым определителями, о чем авторам тоже следовало бы отметить.

Ответ. Соотношение между контурным и узловым определителем приведено в [2, с. 38, левый столбец, 25 строка].

Замечание 4. На двух примерах (без теоретической проработки!) авторы обсуждают применение сформулированных правил для анализа схем с управляемыми источниками (УИ) и взаимными индуктивностями, ... Исходным является выражение узлового или контурного определителя схемы с нейтрализованными УИ. О том, как получить это выражение без взаимно уничтожающихся слагаемых авторы не говорят, ...

Ответ. Мы согласны с этим замечанием. Нахождение символьных выражений с УИ по сформулированным правилам без составления и решения системы уравнений является материалом дальнейших исследований, над которым авторы работают в настоящее время.

Замечание 5. Непонятно утверждение, что выражение (11), полученное по методике авторов, «качественно и количественно совпадает с результатом (13)», полученным методом схемных определителей. Действительно в выражении (11) содержится 44 операции умножения и 19 операций сложения, а в выражении (13) – соответственно 13 и 13 операций.

Ответ. В выражении (11) содержится 18 операций умножения, а не 44, так как узловой определитель Δ_g найден на первом шаге расчета, и 5 операций сложения и две операция вычитания, а не 19.

Замечание 6. В третьем (заключительном) выводе к статье [2, с.41] утверждается, что «в отличие от метода топологического анализа электрических цепей на основе схемного подхода предложенные правила позволяют рассчитывать переходные процессы, а также цепи с индуктивно связанными элементами». Замечание относительно расчета переходных

процессов непонятно, поскольку метод схемных определителей предназначен и для получения операторных выражений. Кроме того, анализ цепи с взаимными индуктивностями может быть сведен к анализу схемы с источниками напряжения, управляемыми током, что собственно и делают сами авторы в примере 10.

Ответ. Мы согласны с этим замечанием и намерены направить в редакцию ж. «Электричество» соответствующее сообщение.

Замечание 7. В качестве недостатков метода схемных определителей ... авторы указывают «отсутствие математического аппарата анализа и замена его логическими правилами...», что увеличивает вероятность ошибок и недостижимо для современных пакетов компьютерной алгебры», «необходимость проверки результатов другим методом». Данные утверждения лишены основания, поскольку метод схемных определителей использует свой собственный схемно-алгебраический аппарат и не нуждается в каком-либо другом математическом аппарате.

Ответ. В статье [5] в формулах (12, 13), полученных методом схемных определителей, допущены ошибки: в знаменателе формулы (12) у второго слагаемого должен быть знак «минус», а в третьем слагаемом символ R_{k2} необходимо заменить символом R_1 ; в знаменателе формулы (13) в первых двух слагаемых отсутствует сомножитель R_{k1} , а в третьем – сомножитель R_1 .

Литература

1. Королев Ф.А., Филаретов В.В. О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г.А. Белова, В.Г. Захарова в журнале «Электричество»). Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика. Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике» (18-20 мая 2005 г.). Том 3.

2. Белов Г.А., Захаров В.Г. Применение символьных схемных функций для расчета линейных электрических цепей. Электричество, 2003, №8.

3. Кирхгоф Г. Избранные труды.– М.: Наука, 1988.

4. Kirchhoff G. Ueber die Auflösung der Gleichungen, auf welche man bei der Untersuchen der linearen Vertheilung galvanischer Ströme geführt wird. Gesammelte Abhandlungen. Leipzig: Johan Ambrosius Barth, 1882.– S. 22–33.

5. Курганов С.А. Символьный подход к решению задачи диагностики электрических цепей // Электричество.– 2002.–№8.

Белов Геннадий Александрович – д.т.н., проф. каф. промышленной электроники Чувашского госуниверситета (Чув ГУ).

Захаров Валерий Григорьевич – к.т.н., доц. каф. радиотехники и радиотехнических систем ЧувГУ.

ПРАВИЛО КИРХГОФА ДЛЯ НАХОЖДЕНИЯ ЧИСЛИТЕЛЯ СХЕМНОЙ ФУНКЦИИ ПО ЕЕ ЗНАМЕНАТЕЛЮ

(по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале
«Электричество»)

Т. Миланцей, В. В. Филаретов

До формулирования законов электрического равновесия анализ разветвленных цепей, более сложных, чем «мостик Уитстона» представлял собой непростую задачу [1]. После опубликования Кирхгофом своих законов в 1845 году [2] появилась возможность использовать для анализа произвольной электрической цепи достаточно разработанный к этому времени аппарат определителей или метод Гаусса. Однако спустя два года Кирхгоф, очевидно, желая сделать процесс получения решения более наглядным и приблизиться к физической сущности поведения анализируемой схемы, предложил метод анализа z-схем без управляющих связей [3]. Этот метод предусматривает использование непосредственно схемы замещения цепи и не требует предварительного составления ее уравнений. Так полтора с лишним века назад был выдвинут схемный подход к анализу электрических цепей.

Работа [3] продолжает нас удивлять своей глубиной, эта небольшая статья Кирхгофа до сих пор остается в центре дискуссий при разработке символично-топологических методов, прочитывается вновь и вновь, а доказательство предложенного в ней топологического метода бережно реконструируется исследователями спустя сто шестьдесят лет [4].

В приведенном выше ответе Г.А.Белова и В.Г.Захарова на рецензию к статье [5] утверждается, что формулировки правила о нахождении числителя схемной функции из ее знаменателя, приведенные как в оригинале, так и русском переводе знаменитой статьи Кирхгофа, неточны. Разумеется, публикация научных статей нередко (и даже, как правило) сопровождается значительными или малозначительными, когда не искажается смысл, ошибками, описками, опечатками и т.д. Однако в обсуждаемом случае выявленная «неточность» не является таковой, а претензии авторов на «уточнение» формулировки Кирхгофа безосновательны и порождены недостаточной проработкой вопроса.

Ошибка авторов состоит в том, что они сравнивают две различных модификации правила Кирхгофа: правила Кирхгофа в классической формулировке, которая приведена выше на немецком и русском языке, и этого правила в формулировке, предложенной авторами. Обе формулировки правила Кирхгофа для нахождения числителя схемной функции по ее знаменателю имеют право на жизнь и является заблуждением считать одну из этих формулировок ошибочной (!). В чем же состоит отличие этих формулировок? Классическая формулировка предусматривает нахождение пересечения двух множеств: 1) множества

слагаемых знаменателя, содержащего в качестве сомножителя ветвь k ; 2) множества слагаемых знаменателя, содержащего в качестве сомножителя ветвь γ (сами ветви k и γ не учитываются) [6,7].

«Формулировка Белова и Захарова» (назовем ее так, хотя для этого нет достаточных оснований – пласт исследований в топологическом анализе очень велик [7,8]) предусматривает получение из знаменателя слагаемых только одного (второго) подмножества, то есть выбор из знаменателя слагаемых, содержащих сопротивление ветви γ с искомым током. Выбранные слагаемые (без ветви γ) рассматриваются на предмет образования контура после их удаления из схемы. Контур должен содержать как ветвь с искомым током, так и ветвь с источником напряжения.

Таким образом, классическая формулировка заключается в предварительном выявлении (через операцию пересечения множеств) слагаемых числителя и последующем определении их знака. Достоинство этой формулировки состоит в том, что она содержит простейший алгоритм нахождения слагаемых знаменателя, не требующий проверки наличия пути или контура (!). Вдумайтесь в смысл предложения Кирхгофа из упомянутого правила: «...Именно эти сочетания $\omega_{k_1}, \omega_{k_2}, \dots, \omega_{k_{\mu-1}}$ обладают тем свойством, что после удаления проводников $k_1, k_2, \dots, k_{\mu-1}$ остается только одна замкнутая фигура и что в эту фигуру входят и проводник λ , и проводник k ...» В формулировке Белова и Захарова заложена визуальная проверка наличия пути или контура, что роднит эту формулировку с формулой Фойснера–Мэйсона для нахождения числителя через перечисление всех контуров, содержащих источник и приемник с искомым током. Последнее обстоятельство объясняет высокопарную «новую трактовку формулы Мэйсона в теории цепей» [9].

Что отличает правило, сформулированное Беловым и Захаровым, от формулы Фойснера–Мэйсона? Указанное правило позволяет не перечислять все контура по схеме, а проверять множество комбинаций ветвей на предмет образования контура (выполнять констатацию контура). Говорить о том, что при этом обеспечивается лучшая формализация процесса анализа схем нельзя, поскольку в теории графов предложено множество алгоритмов, как перечисления, так и констатации контуров на графе (см. почти одновременно подготовленные диссертации Т.Миланцей [7] и Р.Дмитришина), а из алгоритма перечисления можно получить алгоритм констатации и наоборот. Оценка новых алгоритмов, если на их разработку претендуют авторы, должна проводится специалистами в области дискретной математики, но даже при удовлетворительных заключениях соответствующие результаты не могут рассматриваться как вклад в теоретическую электротехнику.

Ничем не оправданы претензии на авторство соотношения между контурным и узловым определителем. В замечании 3, которое они исказили, была указана ссылка на учебник [10]. Вместо того, чтобы заглянуть в этот учебник, удостоенный Ленинской премии, авторы указывают точные координаты указанного соотношения в своей статье [5]: «с. 38, левый столбец, 25 строка»! В том, что этому соотношению почти полвека, можно убедиться, посмотрев учебное пособие [8], которое хорошо известно среди специалистов по символьно-топологическим методам и было предложено еще в [11].

Топологические правила 1–8, предложенные авторами [5] имеют методическое значение и могут быть использованы для анализа схем без управляемых источников (УИ). Однако предпринятую попытку обобщения этих правил для анализа схем с управляемыми источниками путем их замещения независимыми источниками следует признать крайне неудачной. Для подтверждения этого в следующей статье приведем подробное решение примера, взятого из [5].

Литература

1. Wheatstone C. Beschreibung verschiedener neuen Instrumente und Methoden zur Bestimmung der Constanten einer Volta'schen Kette // *Annalen der Physik und Chemie.*- Leipzig, 1844.- Bd 62.- S. 499-543.
2. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды.- М.: Наука, 1988.- 428 с.
3. Kirchhoff G. Ueber die Auflösung der Gleichungen, auf welche man bei der Untersuchen der linearen Vertheilung galvanischer Ströme geführt wird. *Gesammelte Abhandlungen.* Leipzig: Johan Ambrosius Barth, 1882, S.22-33.
4. Ерохов И.В. Реконструкция первого топологического метода расчета электрических цепей, созданного Г.Кирхгофом // *Настоящий сборник.*
5. Белов Г.А., Захаров В.Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // *Электричество.*– 2003.– № 8.– С. 34–41.
6. Milancej T. Analiza liniowych aktywnych ukladow metoda liczb strukturalnych zorientowanych // *Archiwum elektrotechniki.*– 1972.– Т. 21, zeszyt 3.– S. 541–552.
7. Milancej T. Metody topologiczne analizy liniowych aktywnych ukladow elektronicznych z zastosowaniem liczb strukturalnych zorientowanych: Praca doktorska / Politechnika Warszawska, Promotor: Doc. Dr inz. W.Gruszczynski, Recenzenci: Prof. nadzw. Dr hab inz. S. Bellert.– Gdansk, 1974.–102 S.
8. Сешу С., Рид М.Б. Линейные графы и электрические цепи.– М.: Высш. шк., 1971.– 448 с.
9. Захаров В.Г. Новая трактовка формулы Мэсона в теории цепей // *Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез,*

анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 71–73.

10. Теоретические основы электротехники: В 2 т. Т. 1. Основы теории линейных цепей / П.А.Ионкин, А.И.Даревский, Е.С.Кухаркин, В.Г.Миронов, Н.А.Мельников.– М.: Высшая школа, 1976.– 544 с.

11. Tsang N.F. On electrical network determinants // J. Math. and Phys.– 1954.– Vol. 33 (July).– P. 185–193.

Milancej Tadeusz – Ph.Dr., consulter.
Polska, 80–419 Gdansk, ul. Dubois 39. Tel. 341–03–41.

О МЕТОДЕ ЗАМЕЩЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ НЕЗАВИСИМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

(по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале
«Электричество»)

Ф. А. Королев, В. В. Филаретов

Замещение управляемых источников независимыми источниками предусматривает нахождение управляющих токов и напряжений из решения дополнительной системы уравнений, размерность которой равна числу УИ в схеме [1]. В схеме замещения, которая рассматривалась в [1,2,3] и показана на рис. 1,а, взаимные индуктивности представлены четырьмя источниками напряжения, управляемыми током (ИНУТ). Здесь $H_1 = j\omega M_1$, $H_2 = j\omega M_2$.

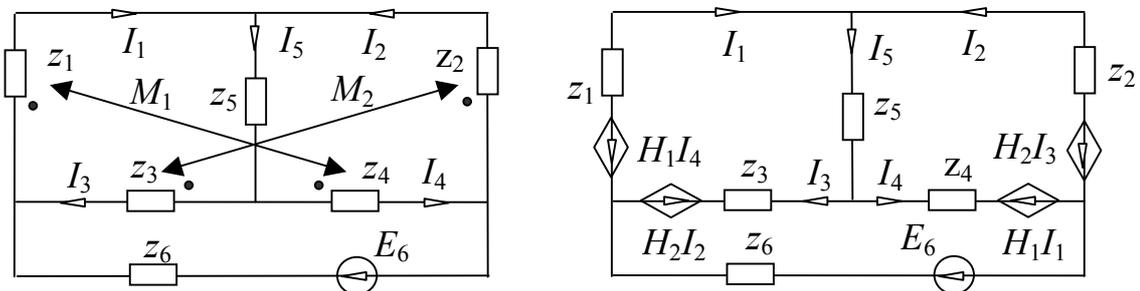


Рис. 1. Схема с взаимными индуктивностями (а) и ее схема замещения (б)

При анализе схемы на рис. 1,а обсуждаемым методом используется замещение ИНУТ (рис. 1,б) независимыми источниками: $U_1 = H_1 I_4$, $U_2 =$

$H_2I_3, U_3 = H_2I_2, U_4 = H_1I_1$. Тогда, используя метод наложения, можно записать выражения для токов I_1, I_2, I_3, I_4 в следующем виде

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= U_1 \frac{N_{11}}{\Delta_z} + U_2 \frac{N_{21}}{\Delta_z} + U_3 \frac{N_{31}}{\Delta_z} + U_4 \frac{N_{41}}{\Delta_z} + E_6 \frac{N_{61}}{\Delta_z} \\ I_2 &= U_1 \frac{N_{12}}{\Delta_z} + U_2 \frac{N_{22}}{\Delta_z} + U_3 \frac{N_{32}}{\Delta_z} + U_4 \frac{N_{42}}{\Delta_z} + E_6 \frac{N_{62}}{\Delta_z} \\ I_3 &= U_1 \frac{N_{13}}{\Delta_z} + U_2 \frac{N_{23}}{\Delta_z} + U_3 \frac{N_{33}}{\Delta_z} + U_4 \frac{N_{43}}{\Delta_z} + E_6 \frac{N_{63}}{\Delta_z} \\ I_4 &= U_1 \frac{N_{14}}{\Delta_z} + U_2 \frac{N_{24}}{\Delta_z} + U_3 \frac{N_{34}}{\Delta_z} + U_4 \frac{N_{44}}{\Delta_z} + E_6 \frac{N_{64}}{\Delta_z} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

После группировки слагаемых относительно неизвестных токов из системы (1) получаем

$$\left. \begin{aligned} I_1 f_1 + I_2 f_2 + I_3 f_3 + I_4 f_4 &= E_6 f_5 \\ I_1 f_6 + I_2 f_7 + I_3 f_8 + I_4 f_9 &= E_6 f_{10} \\ I_1 f_{10} + I_2 f_{11} + I_3 f_{12} + I_4 f_{13} &= E_6 f_{15} \\ I_1 f_{16} + I_2 f_{17} + I_3 f_{18} + I_4 f_{19} &= E_6 f_{20} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} f_1 &= \Delta_z - H_1 N_{41}; & f_2 &= -H_2 N_{31}; & f_3 &= -H_2 N_{21}; & f_4 &= -H_1 N_{11}; & f_5 &= N_{61}; \\ f_6 &= -H_1 N_{42}; & f_7 &= \Delta_z - H_2 N_{32}; & f_8 &= -H_2 N_{22}; & f_9 &= -H_1 N_{12}; & f_{10} &= N_{62}; \\ f_{11} &= -H_1 N_{43}; & f_{12} &= -H_2 N_{33}; & f_{13} &= \Delta_z - H_2 N_{23}; & f_{14} &= -H_1 N_{13}; & f_{15} &= N_{63}; \\ f_{16} &= -H_1 N_{44}; & f_{17} &= -H_2 N_{34}; & f_{18} &= -H_2 N_{24}; & f_{19} &= \Delta_z - H_1 N_{14}; & f_{20} &= N_{64}. \end{aligned}$$

Контурный определитель находится как определитель схемы без индуктивных связей

$$\Delta_z = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{c} z_1 \\ \text{---} \\ z_3 \\ \text{---} \\ z_6 \end{array} \\ \begin{array}{c} \text{---} \\ z_5 \\ \text{---} \\ z_4 \\ \text{---} \\ z_2 \end{array} \end{array} \right| = z_1 [(z_2+z_5)(z_3+z_6+z_4)+z_4(z_3+z_6)] + \\ + (z_2+z_6)[z_3(z_4+z_5)+z_4z_5]+z_2z_6(z_3+z_5).$$

Найдем числители передачи из выражений (2) тремя способами: 1) по правилу Кирхгофа извлечения числителя из знаменателя [4]; 2) по формуле Фойснера–Мэйсона [5,6]; 3) с помощью метода схемных определителей (МСО) [7].

Рассмотрим, как формируется первое уравнение системы (2) по первому способу, предусматривающему выбор слагаемых из контурного определителя Δ_z .

Для получения коэффициентов $f_1 - f_5$, необходимо найти соответствующие числители передачи (табл. 1). Как видно, учет сопротивления, включенного последовательно с источником E_k , в соответствии с оригинальным правилом Кирхгофа позволяет избежать проверки и отбраковки слагаемых знаменателя на предмет образования контура при удалении соответствующих ветвей.

Для сравнения получим ранее найденные числители передачи с помощью формулы Фойснера [8] (табл. 2). Здесь числители ССФ находятся минуя рассмотрение слагаемых знаменателя, посредством перечисления контуров передачи между независимым источником и ветвью с искомым откликом по формуле

$$\Delta_N = \sum_{i \in \rho} P_i \Delta_i, \quad (3)$$

где ρ – множество контуров передачи схемы; P_i – произведение проводимостей, входящих в i -й контур передачи; Δ_i – определитель схемы, образованной из исходной схемы в результате стягивания всех ветвей i -го контура передачи.

Сформированные выражения обладают существенно меньшей вычислительной сложностью, но не являются минимальными. Кроме того, формула (3) требует перечисления контуров, то есть при нахождении числителя и знаменателя используются разные процедуры. Этих недостатков лишен МСО. Схемы и выражения, необходимые для получения коэффициентов $f_1 - f_{20}$, для них представлены в табл. 3. Следует отметить, что выражения для коэффициентов $f_2, f_3, f_6, f_9, f_{10}, f_{11}, f_{14}, f_{15}, f_{17}, f_{18}$ системы (2) приведены в [1, с. 40–41] с противоположными знаками.

Диагональным элементам системы (2), то есть для коэффициентов f_1, f_7, f_{13}, f_{19} соответствуют схемы, которые приведены в табл. 4. Для недиагональных элементов такие схемы получаются из схем табл. 3 путем замены НУИ с параметром 1 на НУИ с параметром H , имеющим противоположный знак.

Из системы уравнений (2) определяются токи I_1, I_2, I_3, I_4 по правилу Крамера. Используя метод наложения, выражение для тока I_5 можно представить в следующем виде

$$I_5 = U_1 \frac{N_{15}}{\Delta_z} + U_2 \frac{N_{25}}{\Delta_z} + U_3 \frac{N_{35}}{\Delta_z} + U_4 \frac{N_{45}}{\Delta_z} + E_6 \frac{N_{65}}{\Delta_z}. \quad (4)$$

Схемы и соответствующие выражения для числителей представлены в табл. 5.

После подстановки определителей из табл. 5 в выражение (4), получаем

$$I_5 = [-H_1 I_1(z_1 z_3 + z_2 z_3 + z_3 z_6 + z_1 z_6) - H_2 I_2(z_1 z_4 + z_2 z_4 + z_4 z_6 + z_2 z_6) - H_2 I_3(z_1 z_3 + z_1 z_4 + z_1 z_6 + z_3 z_6) - H_1 I_4(z_2 z_3 + z_2 z_4 + z_2 z_6 + z_4 z_6) + E_6(z_2 z_3 - z_1 z_4)] / \Delta_z. \quad (5)$$

Выражение (5) в статье [1] приводится с опечатками: 1) противоположные знаки у второго и третьего слагаемых; 2) неправильное выражение в скобках у четвертого слагаемого.

В дальнейших расчетах используем математическую систему Maple. Выражение для тока I_5 , полученное с помощью Maple 7.0 [9] без специальных преобразований, размещается приблизительно на 27 (!) страницах формата А4. После преобразований с помощью функции `simplifications (size)` получается следующее выражение

$$\begin{aligned} > -((((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+ \\ & z2*z1)*z4+z2*z3*z1)^2*H1^2-(z3+z2)*dz*(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+ \\ & (z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)*H1-((((z4+z3+z2+z1)*z5+ \\ & (z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)^2*H2^2+ \\ & (z1+z4)*dz*(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+ \\ & z2*z1)*z4+z2*z3*z1)*H2-dz^2*(-z2*z3+z4*z1))*E6/(2*(((z4+z3+z2+z1)*z5+ \\ & (z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)*H2+1/2* \\ & dz*(z3+z2+z6+z5))*(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+ \\ & z2*z1)*z4+z2*z3*z1)*H1^2+(2*(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+ \\ & (z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)^2*H2^2+2*dz*(z6+z5))*(((z4+z3+ \\ & z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3* \\ & z1)*H2-2*dz^2*(z2*z3-z5*z6))*H1+dz*(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)* \\ & (z1+z4+z5+z6)*H2^2-2*dz*(-z5*z6+z4*z1)*H2-dz^2)). \quad (6) \end{aligned}$$

Выполнив замену подвыражений $(((z4+z3+z2+z1)*z5+(z4+z2)*(z1+z3))*z6+(z3+z4)*(z2+z1)*z5+((z2+z1)*z3+z2*z1)*z4+z2*z3*z1)$ в выражении (6) на dz (здесь dz – контурный определитель схемы), получаем с помощью Maple окончательное выражение:

$$\begin{aligned} > I5:=(H1^2-(z3+z2)*H1-H2^2+(z1+z4)*H2+z2*z3-z4*z1)*E6/(dz+2*((z2*z3- \\ & z6*z5)*H1+(z1*z4-z5*z6)*H2-(z5+z6)*H1*H2-H1^2*H2-H1*H2^2)- \\ & H1^2*(z3+z2+z6+z5)-H2^2*(z1+z4+z5+z6)). \quad (11) \end{aligned}$$

Как видно, приведенное выше решение в отличие от решения методом схемных определителей [10] практически неосуществимо без использования символьной математической системы.

Таблица 1. Схемы, соответствующие числителям передачи, и их определители, полученные из знаменателя

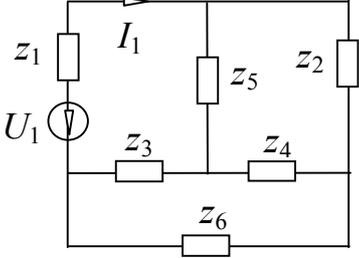
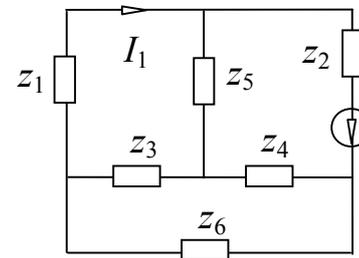
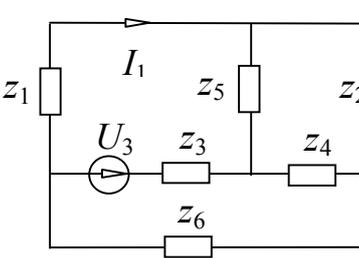
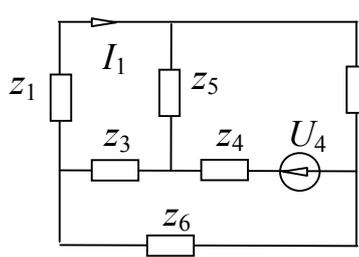
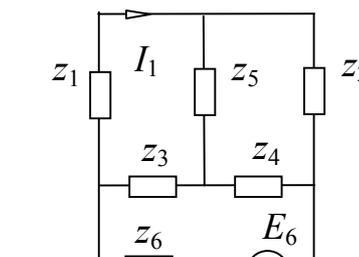
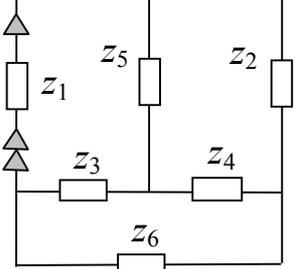
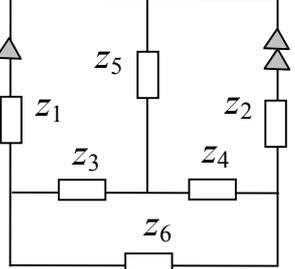
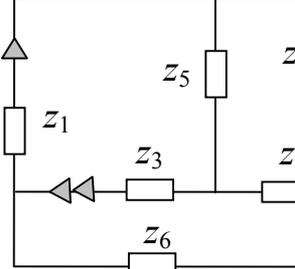
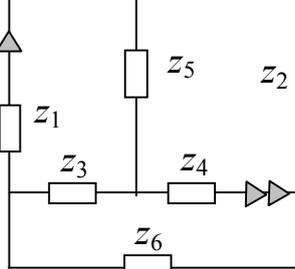
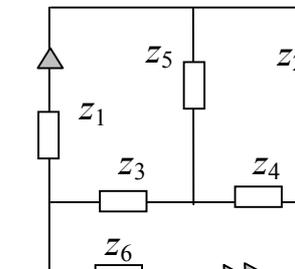
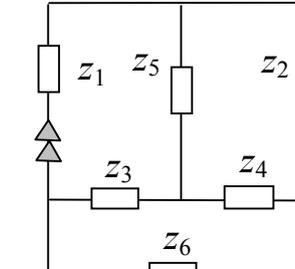
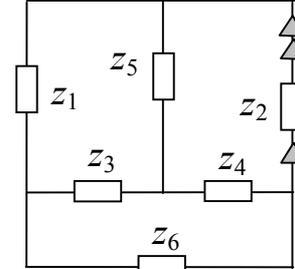
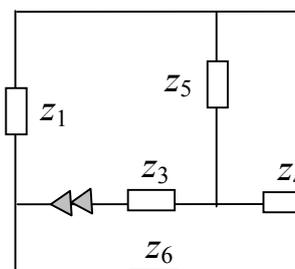
Числители передачи	Схема	Символьное выражение
N_{11}		$-(z_2z_3 + z_2z_4 + z_2z_6 + z_4z_6 + z_3z_4 + z_5z_6 + z_3z_5 + z_4z_5)$
N_{21}		$(z_3z_4 + z_5z_6 + z_3z_5 + z_4z_5)$
N_{31}		$-(z_2z_4 + z_2z_6 + z_4z_6 + z_5z_6)$
N_{41}		$(z_5z_6 - z_2z_3)$
N_{61}		$(z_2z_3 + z_3z_4 + z_3z_5 + z_4z_5)$

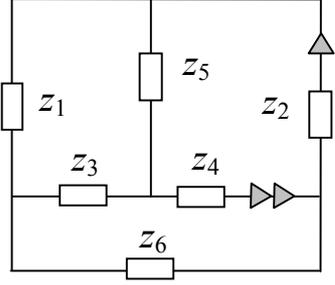
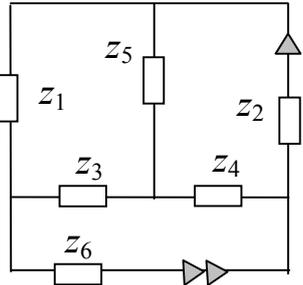
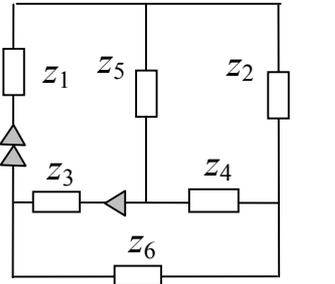
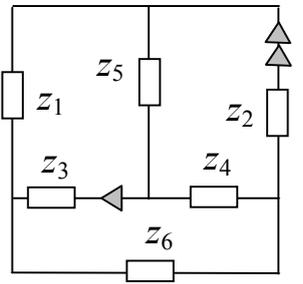
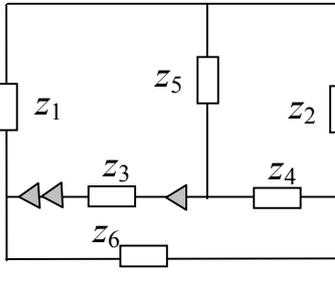
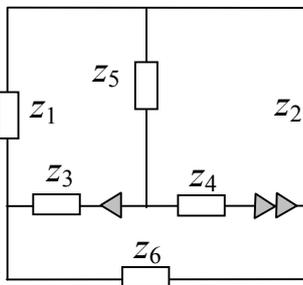
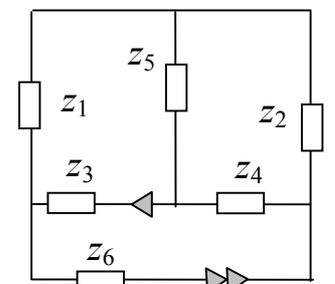
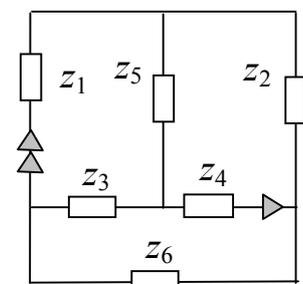
Таблица 2. Схемы, соответствующие числителям передачи, и их определители, полученные по формуле (3)

Числители передачи	Схема	Символьное выражение
N_{11}		$-(z_2(z_4 + z_6) + z_4z_6 + z_2z_3 + z_3(z_4 + z_5) + z_4z_5 + z_5z_6)$
N_{21}		$(z_3(z_4 + z_5) + z_4z_5 + z_5z_6)$
N_{31}		$-(z_2(z_4 + z_6) + z_4z_6 + z_5z_6)$
N_{41}		$(z_5z_6 - z_2z_3)$
N_{61}		$(z_3(z_4 + z_5) + z_4z_5 + z_2z_3)$

Таблица 3. Схемы, соответствующие числителям передачи, и их определители

<p>N_{11}</p>  <p>$-(z_4(z_2 + z_3 + z_5 + z_6) + (z_2 + z_5)(z_3 + z_6))$</p>	<p>N_{21}</p>  <p>$z_5(z_3 + z_4 + z_6) + z_3z_4$</p>
<p>N_{31}</p>  <p>$-z_6(z_2 + z_4 + z_5) - z_2z_4$</p>	<p>N_{41}</p>  <p>$z_5z_6 - z_2z_3$</p>
<p>N_{61}</p>  <p>$z_3(z_2 + z_4 + z_5) + z_4z_5$</p>	<p>N_{12}</p>  <p>$z_5(z_3 + z_4 + z_6) + z_3z_4$</p>
<p>N_{22}</p>  <p>$-(z_3(z_1 + z_4 + z_5 + z_6) + (z_1 + z_5)(z_4 + z_6))$</p>	<p>N_{32}</p>  <p>$-z_1z_4 + z_5z_6$</p>

Продолжение табл. 3

<p>N_{42}</p>  <p>$-z_6(z_1 + z_3 + z_5) - z_1z_3$</p>	<p>N_{62}</p>  <p>$-z_4(z_1 + z_3 + z_5) - z_3z_5$</p>
<p>N_{13}</p>  <p>$-z_6(z_2 + z_4 + z_5) - z_2z_4$</p>	<p>N_{23}</p>  <p>$-z_1z_4 + z_5z_6$</p>
<p>N_{33}</p>  <p>$-(z_2(z_1 + z_4 + z_5 + z_6) + (z_1 + z_6)(z_4 + z_5))$</p>	<p>N_{43}</p>  <p>$z_5(z_1 + z_2 + z_6) + z_1z_2$</p>
<p>N_{63}</p>  <p>$-z_1(z_2 + z_4 + z_5) - z_2z_5$</p>	<p>N_{14}</p>  <p>$z_5z_6 - z_2z_3$</p>

Окончание табл. 3

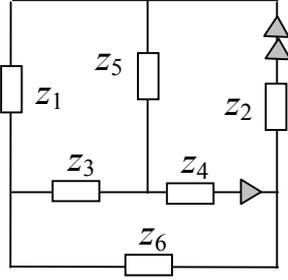
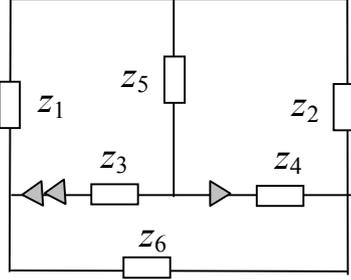
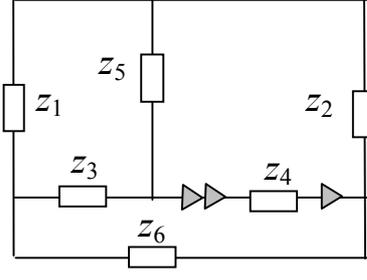
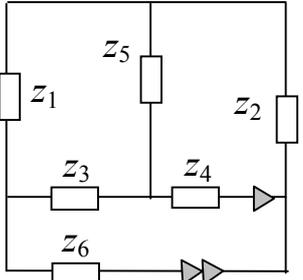
<p>N_{24}</p>  <p>$-z_6(z_1 + z_3 + z_5) - z_1z_3$</p>	<p>N_{34}</p>  <p>$z_5(z_1 + z_2 + z_6) + z_1z_2$</p>
<p>N_{44}</p>  <p>$-(z_1(z_2 + z_3 + z_5 + z_6) + (z_3 + z_5)(z_2 + z_6))$</p>	<p>N_{64}</p>  <p>$z_2(z_1 + z_3 + z_5) + z_1z_5$</p>

Таблица 4. Схемы, соответствующие диагональным коэффициентам, и их определители

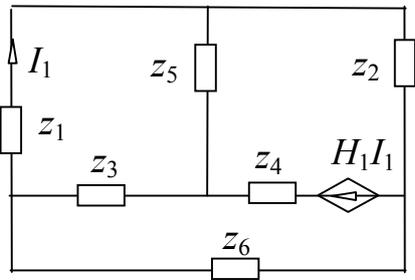
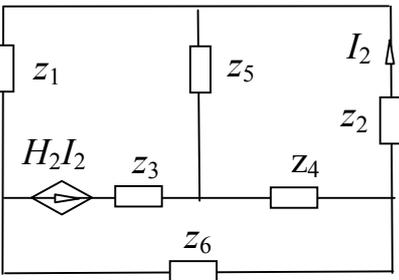
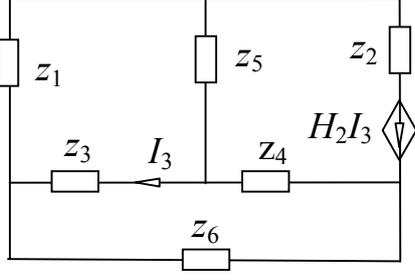
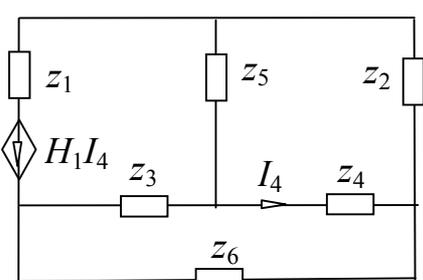
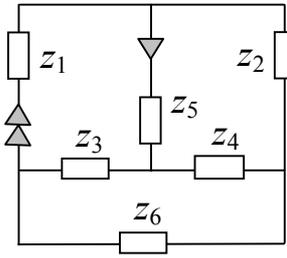
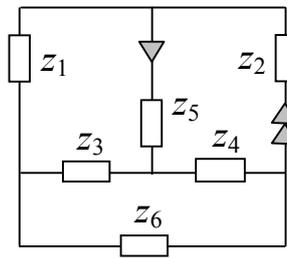
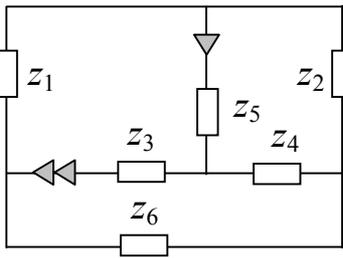
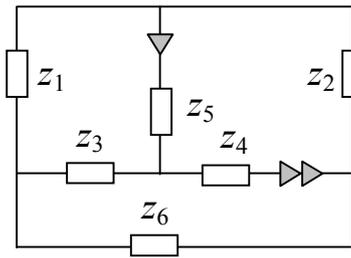
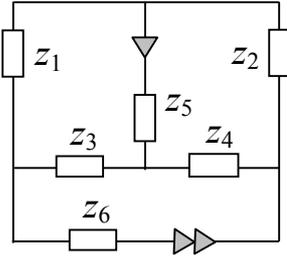
<p>f_1</p>  <p>$\Delta_z - H_1(z_5z_6 - z_2z_3)$</p>	<p>f_7</p>  <p>$\Delta_z + H_2(z_1z_4 - z_5z_6)$</p>
<p>f_{13}</p>  <p>$\Delta_z + H_2(z_1z_4 - z_5z_6)$</p>	<p>f_{19}</p>  <p>$\Delta_z - H_1(z_5z_6 - z_2z_3)$</p>

Таблица 5. Схемы, соответствующие числителям для тока I_5 , и их определители

<p>N_{15}</p>  <p>$-z_2(z_3 + z_4 + z_6) - z_4z_6$</p>	<p>N_{25}</p>  <p>$-z_1(z_3 + z_4 + z_6) - z_3z_6$</p>
<p>N_{35}</p>  <p>$-z_4(z_1 + z_2 + z_6) - z_2z_6$</p>	<p>N_{45}</p>  <p>$-z_3(z_1 + z_2 + z_6) - z_1z_6$</p>
<p>N_{65}</p>  <p>$z_2z_3 - z_1z_4$</p>	

Выводы

1. Метод замещения УИ независимыми источниками не является прямым методом анализа электрических цепей, поскольку требует составления и решения системы уравнений.

2. При использовании математических систем, на которые ориентирован этот метод, проще решить систему контурных или узловых уравнений с символьными параметрами, чем найти определитель схемы – знаменатель схемных функций, а затем использовать правило извлечения числителя из знаменателя.

Литература

1. Белов Г. А., Захаров В. Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // Электричество. – 2003. – № 8. – С. 34 – 41.

2. Теоретические основы электротехники: В 2 т. Т. 1. Основы теории линейных цепей / П. А. Ионкин, А. И. Даревский, Е. С. Кухаркин и др. – М.: Высшая школа, 1976. – 544 с.
3. Миланцей Т., Филаретов В. В. От идеального усилителя Теллегена до многомерного неудаляемого управляемого источника // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 140 – 154.
4. Кирхгоф Г. Р. Избранные труды. – М.: Наука. – 1988. – 428 с.
5. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1904. – Bd 15, N 12. – S. 385 – 394.
6. Mason S. J. Topological analysis of linear non-reciprocal networks // Proc. Institute of Radio Engineers. – 1957. – Vol. 45. – № 6. – P. 829 – 838.
7. Курганов С. А. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей / С. А. Курганов, В. В. Филаретов : учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
8. Филаретов В. В. Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // Электричество. – 1992. – № 9. – С. 64 – 67.
9. Дьяконов В. П. Математическая система Maple V R3/R4/R5. – М.: Солон, 1998. – 399 с.
10. Королев Ф. А., Филаретов В. В. О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале «Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика : Тр. междунар. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 76 – 80.

О ТЕСТИРОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ СИМВОЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

(ответ на замечание Г. А. Белова и В. Г. Захарова)

С. А. Курганов

В [1] отмечается, что в статье [2] «в формулах (12, 13), полученных методом схемных определителей, допущены ошибки: в знаменателе формулы (12) у второго слагаемого должен быть знак «минус», а в третьем слагаемом символ R_{k2} необходимо заменить символом R_1 ; в знаменателе формулы (13) в первых двух слагаемых отсутствует сомножитель R_{k1} , а в третьем – сомножитель R_1 ».

Действительно, формулы для сопротивлений R_{b1} (12) и R_{b2} (13) электронного усилителя приведены в работе [2], опубликованной в 2002 году, с ошибками, хотя, третье слагаемое в знаменателе (12), вопреки

утверждению авторов настоящего замечания, является верным, что будет показано ниже. Аналогичные формулы для той же схемы усилителя получены в 2005 году одним из авторов замечания (В.Г.Захаровым совместно с А.Г.Чертановским) в [3] и также с ошибками: в третьем слагаемом знаменателя для R_{b1} вместо R_{k2} напечатано R_{k1} , а в знаменателе для R_{b2} даны противоположные знаки у всех трех слагаемых.

Благодарим уважаемых коллег Г.А.Белова и В.Г.Захарова за внимание к нашей работе и приносим извинения всем читателям за допущенные опечатки. Выражения для R_{b1} и R_{b2} без ошибок приведены нами в 2003 году в работе [4, с. 156–159], причем как в каноническом (относительно источников), так и свернутом виде. Эти формулы получены как вручную, так и с помощью программы CIRSYMD [4, с. 194], реализующей метод схемных определителей и компенсационные методы диагностики.

Результат программы CIRSYMD [4, с. 194] проверен в режиме самотестирования. Этот режим имеется в программе и заключается в том, что для рассматриваемой схемы сначала проводится анализ при условии, что все параметры схемы известны, а затем полученные результаты анализа для напряжений (токов) используются для диагностики параметров. Если полученные при диагностике значения параметров элементов совпадают с соответствующими значениями, заданными в режиме анализа, то сформированная символьная функция верна. Для рассматриваемой схемы электронного усилителя проведено самотестирование и получен результат, подтверждающий правильность формулы. Результат самотестирования показан в [4, с. 194], где приведены как выражения для параметров R_{b1} и R_{b2} , так и функции для напряжений U_1 и U_2 , используемые для диагностики схемы.

Программа CIRSYMD свободно распространяется через Интернет-сайт <http://astrometric.sai.msu.ru/~symbol>, указанный в [4], а также через интернет-сайт <http://www.berezuev.hotbox.ru/SCAD.zip>. В комплект поставки программы входит, как раз, файл для диагностики и самотестирования рассматриваемой схемы электронного усилителя.

Отметим, что работа [4] одному из авторов настоящего замечания (В.Г.Захарову) хорошо известна, поскольку на нее есть ссылка в [3], где утверждается, что получены выражения для R_{b1} и R_{b2} , совпадающие с [4]. В то же время в выражениях из [3] имеются 4 уже упомянутые выше ошибки (несовпадения с [4]).

Тождественность формул для R_{b1} и R_{b2} , полученных в [4, с. 156, с. 158–159] вручную, и выражений, сформированных с помощью программы CIRSYMD [4, с. 194], доказана путем эквивалентных преобразований с помощью программы Maple по методике, которая рассмотрена ниже.

Докажем, что метод передаточных функций, который используется в [3], приводит к результату, тождественному [4], то есть найдем ошибочные операции в решении [3].

Для этого сформулируем рассматриваемую задачу символьной диагностики электронной цепи [5], представленной на рис. 1,а. Схема замещения цепи в режиме малого сигнала приведена на рис. 1,б. В этой схеме известны параметры всех элементов, кроме сопротивлений R_{b1} и R_{b2} , которые нужно определить. Дополнительно известны напряжения U_1 и U_2 . Поскольку схема не содержит реактивных элементов, то для упрощения записи напряжения и токи можно представить только действующими значениями без учета их начальных фаз.

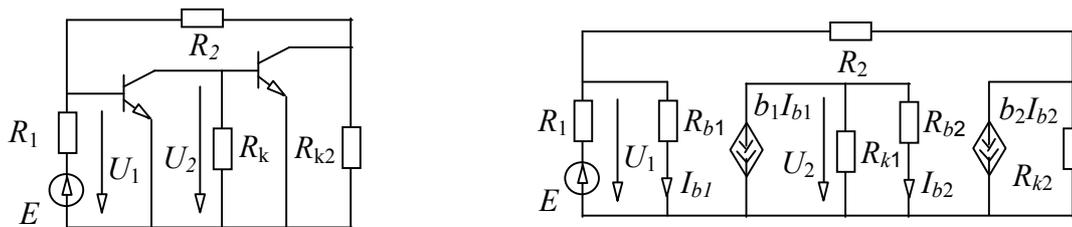


Рис. 1

Решение будем выполнять в системе Maple [6] v.9.5, поэтому примем правила при написании формул, которые существуют в этой системе. Формулы, которые вводятся в программу, будем писать после знака $>$, а формулы, сформированные системой – без этого знака. Индексы параметров и переменных будем писать в составе идентификаторов.

Повторим с подробным изложением решение рассматриваемой задачи методом передаточных функций [3]. Найдем контурные определители подсхем (с учетом преобразования управляемых источников в независимые по теореме компенсации), имеющих один общий узел (рис. 1,б).

```
> dk1 := R1*Rb1+R1*R2+R1*Rk2+Rb1*R2+Rb1*Rk2; dk2 := Rk1+Rb2;
    dk1 := R1 Rb1 + R1 R2 + R1 Rk2 + Rb1 R2 + Rb1 Rk2 dk2 := Rk1 + Rb2
```

Запишем с использованием передаточных функций на основе принципа наложения систему уравнений [3] для токов I_{b1} и I_{b2} :

```
> sys := Ib1 = ((R2+Rk2)*E-R1*Rk2*b2*Ib2) / dk1, Ib2 = -
    Rk1*b1*Ib1 / dk2;
```

$$sys := Ib1 = \frac{(R2 + Rk2) E - R1 Rk2 b2 Ib2}{dk1}, Ib2 = - \frac{Rk1 b1 Ib1}{dk2}$$

Решаем систему уравнений относительно I_{b1} и I_{b2} , получаем

```
> solve({sys}, {Ib1, Ib2});
    ? Ib1 = \frac{dk2 E (R2 + Rk2)}{dk2 dk1 - R1 Rk2 b2 Rk1 b1}, Ib2 = - \frac{Rk1 b1 E (R2 + Rk2)}{dk2 dk1 - R1 Rk2 b2 Rk1 b1} ?
```

Записываем систему уравнений [3] относительно неизвестных параметров R_{b1} и R_{b2} .

$$\begin{aligned} > \text{sys1} := R_{b1} = U_1 / I_{b1}, R_{b2} = U_2 / I_{b2}; \\ \text{sys1} := R_{b1} = \frac{U_1}{I_{b1}}, R_{b2} = \frac{U_2}{I_{b2}} \end{aligned} \quad (1)$$

Следует особо обратить внимание на то, что полученная система *нелинейная*, поскольку в ней имеются взаимные произведения неизвестных. Таким образом, линейная задача диагностики [5] решается здесь в отличие от [2,4,5] нелинейными методами. Трудоемкость такого решения значительно выше.

Решаем эту систему уравнений относительно R_{b1} и R_{b2} :

$$\begin{aligned} > \text{solve}(\{R_{b1} = U_1 / (dk_2 * (R_2 + R_{k2}) * E / (dk_1 * dk_2 - R_1 * R_{k1} * R_{k2} * b_1 * b_2)), \\ R_{b2} = U_2 / (-R_{k1} * b_1 * (R_2 + R_{k2}) * E / (dk_1 * dk_2 - \\ R_1 * R_{k1} * R_{k2} * b_1 * b_2))\}, \{R_{b1}, R_{b2}\}); \\ ? R_{b1} = \frac{(R_2 - R_{k2} b_2 b_1 + R_{k2}) U_1 R_1 R_{k1}}{E R_{k1} R_2 - U_1 R_{k1} R_2 + E R_{k1} R_{k2} - U_1 R_{k1} R_1 - U_1 R_{k1} R_{k2} + U_2 R_1 R_{k2} b_2}, R_{b2} = - \end{aligned} \quad (2)$$

$$R_{b2} := - \frac{(R_2 - R_{k2} b_2 b_1 + R_{k2}) U_2 R_{k1} R_1}{R_{k1} b_1 E R_2 - U_1 R_{k1} b_1 R_2 + U_2 R_1 R_2 + R_{k1} b_1 E R_{k2} - U_1 R_1 R_{k1} b_1 + U_2 R_1 R_{k2} - U_1 R_{k2} R_{k1} b_1} \quad (3)$$

Для сравнения полученных выражений (2) и (3) для R_{b1} и R_{b2} с аналогичными выражениями из [4] преобразуем их к виду [4, с. 156]. Применим к числителю R_{b1} (обозначим его n_1) несколько раз оператор collect. Получающиеся при этом эквивалентные выражения числителя обозначим n_{11}, \dots, n_{14} .

$$\begin{aligned} > n_1 := (R_2 - R_{k2} * b_2 * b_1 + R_{k2}) * U_1 * R_1 * R_{k1}; \\ n_1 := (R_2 - R_{k2} b_2 b_1 + R_{k2}) U_1 R_1 R_{k1} \\ > n_{11} := \text{collect}(n_1, R_{k2}); n_{12} := \text{collect}(n_{11}, U_1); n_{13} := \text{collect}(n_{12}, R_1); \\ n_{14} := \text{collect}(n_{13}, R_{k1}); \\ n_{11} := (-b_2 b_1 + 1) U_1 R_1 R_{k1} R_{k2} + U_1 R_{k1} R_1 R_2 \\ n_{12} := ((-b_2 b_1 + 1) R_1 R_{k1} R_{k2} + R_{k1} R_1 R_2) U_1 \\ n_{13} := ((-b_2 b_1 + 1) R_{k1} R_{k2} + R_{k1} R_2) U_1 R_1 \\ n_{14} := ((-b_2 b_1 + 1) R_{k2} + R_2) U_1 R_1 R_{k1} \end{aligned}$$

В результате получили числитель n_{14} для R_{b1} , который совпадает с соответствующим числителем из [4, с. 156].

Аналогичным образом свернем числитель для R_{b2} . Его выражения будем обозначать аналогично.

$$\begin{aligned} > n_2 := (R_2 - R_{k2} * b_2 * b_1 + R_{k2}) * U_2 * R_{k1} * R_1; n_{21} := \text{collect}(n_2, R_{k2}); n_{22} := \text{collect}(n_{21}, U_2); \\ n_{23} := \text{collect}(n_{22}, R_1); n_{24} := \text{collect}(n_{23}, R_{k1}); \\ n_2 := (R_2 - R_{k2} b_2 b_1 + R_{k2}) U_2 R_{k1} R_1 \\ n_{21} := (-b_2 b_1 + 1) U_2 R_{k1} R_1 R_{k2} + U_2 R_{k1} R_1 R_2 \end{aligned}$$

$$n_{22} := ((-b_2 b_1 + 1) R_1 R_{k1} R_{k2} + R_{k1} R_1 R_2) U_2$$

$$n_{23} := ((-b_2 b_1 + 1) R_{k1} R_{k2} + R_{k1} R_2) U_2 R_1$$

$$n_{24} := ((-b_2 b_1 + 1) R_{k2} + R_2) U_2 R_1 R_{k1}$$

Полученный числитель n_{24} для R_{b_2} совпадает с соответствующим числителем в [4, с. 156].

Преобразуем знаменатели у R_{b_1} и R_{b_2} также к виду [4, с. 156]. Рассмотрим сначала знаменатель d_1 для R_{b_1} . Обозначения эквивалентных знаменателей примем аналогичными обозначениям числителей.

```
> d1 := E*Rk1*R2 - U1*Rk1*R2 + E*Rk1*Rk2 - U1*Rk1*R1 -
U1*Rk1*Rk2 + U2*R1*Rk2*b2;
d1 := E Rk1 R2 - U1 Rk1 R2 + E Rk1 Rk2 - U1 Rk1 R1 - U1 Rk1 Rk2 + U2 R1 Rk2 b2
> d11 :=
simplify(d1, 'size'); d12 := collect(d11, U1); d13 := collect(d12, E);
d11 := ((E - U1) Rk2 + (-R2 - R1) U1 + E R2) Rk1 + U2 R1 Rk2 b2
d12 := (-Rk2 - R1 - R2) Rk1 U1 + (E R2 + E Rk2) Rk1 + U2 R1 Rk2 b2
d13 := (R2 + Rk2) Rk1 E + (-Rk2 - R1 - R2) Rk1 U1 + U2 R1 Rk2 b2
(4)
```

Таким образом, выражение d_{13} для знаменателя R_{b_1} совпадает с соответствующим выражением из [4, с. 156].

Рассмотрим знаменатель d_2 для R_{b_2} .

```
> d2 := -(Rk1*b1*E*R2 - U1*Rk1*b1*R2 + U2*R1*R2 + Rk1*b1*E*Rk2 -
U1*R1*Rk1*b1 + U2*R1*Rk2 - U1*Rk2*Rk1*b1);
d2 := -Rk1 b1 E R2 + U1 Rk1 b1 R2 - U2 R1 R2 - Rk1 b1 E Rk2 + U1 R1 Rk1 b1 - U2 R1 Rk2 + U1 Rk2 Rk1 b1
> d21 :=
simplify(d2, 'size'); d22 := collect(d21, U1); d23 := collect(d22, E);
d21 := -(E - U1) Rk2 + (-R2 - R1) U1 + E R2) b1 Rk1 - U2 R1 (R2 + Rk2)
d22 := (-Rk2 - R1 - R2) b1 Rk1 U1 - (E R2 + E Rk2) b1 Rk1 - U2 R1 (R2 + Rk2)
d23 := -Rk1 b1 E (R2 + Rk2) - (-Rk2 - R1 - R2) b1 Rk1 U1 - U2 R1 (R2 + Rk2)
```

Выражение d_{23} для знаменателя R_{b_2} совпадает с соответствующим выражением в [4, с. 156].

В результате проведенных преобразований показано, что полученные здесь методом передаточных функций выражения (2) и (3) для R_{b_1} и R_{b_2} тождественны соответствующим выражениям [4], а в [3] при решении задачи тем же методом допущены указанные выше ошибки. При чем сделаны они на этапе решения системы нелинейных уравнений (1), поскольку результаты всех операций [3] до этого этапа совпадают с полученными результатами в настоящей работе.

Вернемся к замечанию [1], которое процитировано выше. Как видно из (4), третье слагаемое знаменателя R_{b_1} из [2], которое подвергается сомнению в [1], является верным.

Выводы

1. Приведенные в [2, 3] выражения для искомых сопротивлений в задаче диагностики электронного усилителя содержат ошибки. Не содержат ошибок выражения, представленные в [4]. Это доказано там же с помощью программы CIRSYMD в режиме самотестирования, а также с помощью эквивалентных преобразований.

2. В настоящей работе получены верные, в отличие от [3], выражения для искомых сопротивлений по методу передаточных функций. Тождественность этих выражений по отношению к соответствующим формулам в [4] доказана путем эквивалентных преобразований с помощью программы Maple. Показано, что в [3] ошибки допущены на этапе решения системы нелинейных уравнений.

3. Применение метода передаточных функций [3] для решения линейных задач диагностики, каковой является задача диагностики электронного усилителя [5], является неэффективным, поскольку требует трудоемких операций формирования множества передаточных функций и решения системы нелинейных уравнений. Целесообразнее использовать для этих целей систему линейных узловых или контурных уравнений [5], построение которых не представляет сложности.

4. Наиболее эффективными для решения линейных задач диагностики являются компенсационные методы с использованием схемных определителей [2, 4], которые не требуют построения каких-либо уравнений и позволяют получить решение непосредственно по схеме, причем выражение получается в свернутом компактном виде. При этом метод схемных определителей не образует в отличие методов решения систем уравнений избыточных взаимно сокращающихся слагаемых, а программа CIRSYMD, реализующая компенсационные методы диагностики электрических цепей, превосходит по сложности диагностируемых цепей известные математические системы типа Maple (символьные уравнения для них приходится составлять вручную).

Литература

1. Белов Г.А., Захаров В.Г. Ответ на критику статьи «Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей» // Настоящий сборник.

2. Курганов С. А. Символьный подход к решению задачи диагностики электрических цепей // Электричество.– 2002.– № 8.– С. 49–52.

3. Захаров В.Г., Чертановский А.Г. Применение символьных схемных функций для диагностики электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 73–76.

4. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– 228 с.

5. Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А. Диагностика электрических цепей.– М.: Энергоатомиздат, 1983.– 192 с.

6. Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5.– М.: Солон.– 399 с.

ОБОЗНАЧЕНИЕ АНОМАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

С.А. Курганов, Т. Миланцей, В.В. Филаретов

Аномальные элементы – нуллятор и норатор – являются составными частями идеального усилителя *Теллегена* [1], который введен в теорию цепей в 1954 году как управляемый источник (УИ), параметр которого (коэффициент передачи напряжения μ или передаточная проводимость S) стремится к бесконечности. При этом входное напряжение и ток УИ становятся равными нулю. *Б.Телlegen* не предложил какого-либо условного графического обозначения идеального усилителя.

Графическое обозначение (рис. 1,а) и термины нуллятор и норатор (как аномальные ненаправленные элементы) введены *Г.Карлином* и *Д.Йолой* в 1961 году [2,3]. В 1964 году *Я.Браун* [4] упростил (рис. 1,б) обозначение нуллятора и норатора. Такое же упрощенное обозначение используется *П.А.Ионкиным*, *В.Г.Мироновым* [5], *А.В.Бондаренко* [6], *М.А.Шакировым* и *Лыпарем Ю.И.*[7]. В 1976 году *В.П.Сигорский* и *А.И.Петренко* [8] применяют комбинированное обозначение (рис. 1,в), в котором нуллятор обозначен как у *Г.Карлина* и *Д.Йолы*, а норатор как источник тока с неизвестным параметром. Более простое обозначение (рис. 1,г) предложено в 1989 году *Г.Гиленом*, *Г.Вальшартом* и *В.Сансеном* [9].

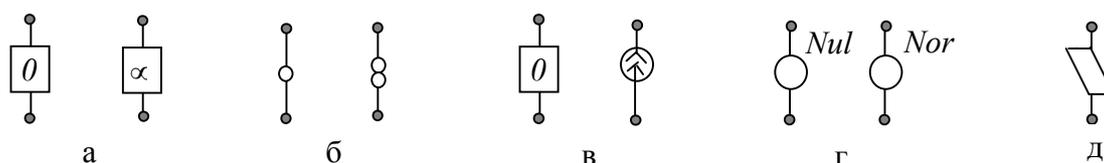


Рис. 1. Графические обозначения ненаправленных нуллаторов и нораторов: а (слева – нуллятор, справа – норатор) – *Г.Карлина* и *Д.Йолы*; б – *Я.Брауна*; в – *В.П.Сигорского* и *А.И.Петренко*; г – *Г.Гилена*, *Г.Вальшарта* и *В.Сансена*; д – обобщенное обозначение аномального элемента *М.А.Шакирова*.

Обобщенное упрощающее обозначение аномальных элементов введено в 2006 году *М.А.Шакировым* (рис. 1,д) [10]. Это обозначение используется для иллюстрации частных случаев выделения двухполюсных элементов, когда последние параллельны или последовательны направленным нумерованным нуллаторам (нораторам)

Ненаправленные нуллы применяются для матричного анализа [7], синтеза [5,6] и расчета параметров [8] электрических цепей. Для топологического анализа цепей *Я.Браун* [11] в 1965 году вводит понятие направленного нумерованного нуллора и его графическое обозначение (рис. 2,а). Такой нулор позволяет, используя метод выделения элементов, сформировать определитель схемы и его алгебраические дополнения без построения уравнений.

В 2001 году *В.В.Филаретовым* [12] обобщается нулор *Я.Брауна* путем введения понятия направленного взвешенного нуллора (рис. 2,б), который в отличие от направленного нуллора *Я.Брауна* имеет параметр χ , принимающий значение, равное параметру выделяемого УИ или единице. В последнем случае взвешенный нулор преобразуется в направленный нулор *Я.Брауна*. Взвешенный нулор необходим для получения более эффективных алгоритмов выделения параметров УИ [13]. Обозначение нуллатора и норатора на рис. 2,б является более простым, поскольку они содержат меньшее число графических элементов, чем на рис. 2,а. Графическое обозначение на рис. 2,б прошло апробацию не только в отечественных изданиях [12,13 и др.], но и за рубежом [14,15], в том числе на Европейской конференции по теории цепей и проектированию.



Рис. 2. Условные графические обозначения направленных нуллаторов и нораторов:
а – *Я.Брауна*; б – *В.В.Филаретова*.

Вывод

В настоящее время не существует стандартных графических обозначений аномальных элементов, более того, нет общепринятых обозначений. Процесс изменения обозначений нуллаторов и нораторов шел и идет, как правило, по пути упрощения их графического начертания. Важность понятия идеального усилителя Теллегена (нуллора) для теории активных электрических цепей [3] не позволяет считать вопросы изображения аномальных элементов несущественными.

Литература

1. Tellegen B.D.H. La recherche pour una série complète d'éléments de circuit idéaux non-linéaires (23 *aprile* 1954) // Rendiconti del seminario matematico e fisico di Milano: Sotto gli auspice dell'università e del politecnico.– Milano, 1955. Vol. 25 (1953–1954).– P. 134–144.
2. Carlin H.J., Youla D.C. Network synthesis with negative resistors // Proceedings of the IRE.– 1961 (May).– P. 907–920.
3. Kumar P., Senani R. Bibliography on nullors and their applications in circuit analysis, synthesis and design // Analog integrated circuits and signal processing.– 2002.– Vol. 33.– P. 65–76.
4. Braun J. Equivalent NIC networks with nullators and norators // IEEE Transactions on circuit theory.– 1965.– September.– P. 441–442.
5. Ионкин П.А., Миронов В.Г. Синтез RC -схем с активными невзаимными элементами (вопросы реализации).–М.: Энергия, 1976.–240 с.
6. Бондаренко А.В. Синтез иммитансных матриц с нуллорами.– Изв. вузов. Энергетика.– 1977, № 2.– С. 28–34.
7. Шакиров М.А., Лыпарь Ю.И. Анализ электрических цепей с аномальными элементами: Метод. указания.– Л.: ЛПИ, 1987.– 40 с.
8. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем.– М.: Сов. Радио.– 1976.– 608 с.
9. Gielen G.E., Walscharts H.C.C., Sansen W.M.C. ISAAC: A symbolic simulator for analog integrated circuits // IEEE Journal of solid-state circuits.– 1989.– Vol.24, N 6.– P.1588–1597.
10. Шакиров М.А., Кияткин Р.П., Модулина А.Н., Лопатин В.С., Боронин В.Н., Важнов С.А., Калимов А.Г., Козлов В.Н., Королева Т.И., Миневи́ч Т.Г., Новгородцев А.Б., Юринов В.М. Практикум по ТОЭ. Ч. 1.– Санкт-Петербург: Изд-во политехн. ун-та, 2006.– 252 с.
11. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // Electronics letters.– 1966.– Vol. 2, No. 11.– P. 427–428.
12. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество.– 2001.– № 4.– С. 43–51.
13. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество.– 2003.– № 6.– С. 52–65.
14. Filaretov V.V., Korotkov A.S. Generalized parameter extraction method in network symbolic analysis // Proceedings of the European conference on circuit theory and desing (ECCTD–2003).– Kraków, Poland, 2003.– Vol. 2.– P. 406–409.
15. Filaretov V.V., Korotkov A.S. Generalized parameter extraction method in case of multiple excitation // Proceedings of the 8-th international workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design.– Wroclaw (September 23–24).– 2004.– P. 8–11.

Международная конференция КЛИН-2007
«КОНТИНУАЛЬНЫЕ АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ЛОГИКИ,
ИСЧИСЛЕНИЯ И НЕЙРОИНФОРМАТИКА В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ»
(«CONTINUAL ALGEBRAIC LOGIC, CALCULIS AND NEUROINFORMATICS
IN SCIENCE AND TECHNICS») планируется в мае 2007 года

Оргкомитет конференции КЛИН-2006

Председатель:

Волгин д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки и
Леонид Иванович техники РФ, президент Ульяновского отделения
МАИ и председатель Ульяновского отделения РФО,
УлГТУ

Члены оргкомитета:

Абрамов д.т.н., профессор, зав. кафедрой БРА ТГАС
Геннадий
Николаевич

Вельмисов д.ф.-м.н., профессор, зав. кафедрой ВМ УлГТУ
Петр Александрович

Климовский к.ф.-м.н., профессор, начальник управления
Андрей Борисович аппарата Правительства Ульяновской области

Мишин д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки
Валерий Алексеевич РФ, директор департамента аппарата
Правительства Ульяновской области

Почкайло ведущий инженер СНТИ УлГТУ
Наталья Анатольевна

Шишкин к.т.н., доцент, декан ФИСТ УлГТУ, ученый
Вадим Викторович секретарь Ульяновского отделения РФО

Сергеев д.т.н., профессор, директор УФ ИРЭ РАН
Вячеслав Андреевич

Филаретов д.т.н., профессор каф. «Электроснабжение»,
Владимир
Валентинович УлГТУ

Ярушкина д.т.н., профессор, проректор по НР, заф. каф. ИС
Надежда Глебовна УлГТУ

УЧАСТИЕ В КОНФЕРЕНЦИИ

- Заявки на участие в конференции принимаются **до 31 марта 2007г.:**
- заявку на участие (в произвольной форме);
 - тексты докладов до 3 полных страниц в Word;
 - копию платежного поручения.

Предусмотрены две формы участия в работе конференции – очная и заочная (форму участия необходимо указать в заявке). Для установления заочных контактов в докладах после списка литературы необходимо поместить контактный адрес и данные об авторах. При заочном участии доклады рассматриваются как стендовые и сборник «Трудов конференции» высылается по указанному автором адресу. На время работы конференции обеспечивается по предварительным заявкам платное проживание в университетской гостинице или профилактории.

Адрес Оргкомитета:

432027, г. Ульяновск (Ulyanovsk), ул. Северный Венец (Severny Venetz), 32, УлГТУ
(UISTU), КЛИН-2007 (CLIN-2007); тел. (8422) 43-91-07 (Почкайло Н.А.);
e-mail: clin@ulstu.ru

Организационный взнос

Оргвзнос – 400 рублей должен быть перечислен на р/с УлГТУ или внесен при регистрации (указать в заявке). Банковские реквизиты (необходимо уточнить по электронной почте перед перечислением):

ИНН 7300000170 УФК МФ РФ по Ульяновской области

(ИНН 7325000052/ КПП 730301001 ГОУ ВПО УлГТУ л/с 06075259510)

Банк: ГРКЦ ГУ ЦБ РФ по Ульяновской обл. г. Ульяновск БИК 047308001
р/сч. 40503810900001000001 Назнач.платежа: ОФК 6825 (5020000) 075/13,

Оргвзнос на конференцию КЛИН-2007

Требования к оформлению текстов докладов

- Объем текста **1, 2 или 3 ПОЛНЫХ** страницы формата А4. Поля по 2,5 см.
- С первой строки – НАЗВАНИЕ (прописными буквами, от левого края, полужирным шрифтом), с новой строки – И.О.Фамилия авторов (строчными буквами, от левого края), далее – пустая строка, далее – текст.
- Последними в текст помещаются данные об авторах: фамилия, имя, отчество полностью; ученая степень и звание; академические и почетные звания; должность; кафедра (для ВУЗов); наименование организации, где работают авторы; адрес для переписки; контактный телефон, адрес электронной почты.

СОДЕРЖАНИЕ

Агаева Р.М.	Доказательство схемно-алгебраических тождеств методом бисекции	3
Афанасьев Г.Ф., Афанасьева О.В., Еремин А.Н.	К возможности построения параметрического одноконтурного усилителя с коммутируемыми индуктивностями	7
Афанасьев Г.Ф., Афанасьева О.В., Еремин А.Н.	Одноконтурный параметрический усилитель низких частот на коммутируемых емкостях	10
Афанасьев Г.Ф., Еремин А.Н., Афанасьева О.В.	Электромагнитные преобразователи для нетрадиционных источников энергии	13
Белолопотков Д.А., Добровинский И.Р., Медведик Ю.Т.	Использование интегрирующего аналого-цифрового преобразования для активного контроля размеров деталей машиностроения	16
Березуев Р.И.	Конкретный и абстрактный уровни объектного подхода при проектировании графических интерфейсов САПР	19
Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В.	Реализация структурных схем высокостабильных усилительных устройств на базе транскондуктивных усилителей	28
Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В.	Схемно-алгебраический анализ и расчет погрешностей операционных преобразователей ..	38
Гнатюк В.И.	Закон оптимального построения техноценозов в решении задачи моделирования процесса электропотребления инфраструктурного объекта	60
Горшков К.С., Чижиков В.Д.	Автоматизированное проектирование высокочастотных узлов на основе схмотехнического моделирования	63
Гришкевич А.А., Ларицкая Е.А.	Алгоритм перечисления квазимиимальных разрезов графа	70
Добровинский И.Р., Громиков К.В.	К вопросу компенсации методической погрешности косвенных совокупных измерений параметров двухполюсников	72

Ерохов И.В.	Реконструкция первого топологического метода расчета электрических цепей, созданного Г.Кирхгофом	76
Заламанова С.С., Артюшенко В.М. Абрамов Г.Н.	Факторы, определяющие качество сигнала в цифровых электротехнических системах	83
Зарукин А.И.	Измерение входного сопротивления повторителей тока	86
Кальников В.В., Панкратов П.А.	Имитационное моделирование цифрового линейного тракта	90
Камедин Т.П., Филаретов В.В.	Графический вывод схемно-алгебраических выражений для символьного анализа электронных цепей	93
Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В.	Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул подсхем	98
Коротков А.С., Курганов С.А., Филаретов В.В.	Схемно-алгебраический анализ электрических схем с переключаемыми конденсаторами в частотной области	115
Кузнецов Е.Н.	Методы и средства измерения параметров электрических цепей	127
Курганов С.А.	Схемно-алгебраический анализ чувствительности линейных электрических цепей	129
Курганов С.А., Филаретов В.В.	Эффективность анализа контурных сетей при диагональном способе деления их на части ...	135
Лыпарь Ю.И.	Синтез баз знаний аналоговых электронных устройств	138
Малевич И.Ю.	Синтез многокаскадного высоколинейного адаптивного усилителя	143
Меньшов Е.Н.	Пути решения проблем при исследовании электромагнитных процессов	149
Минаков В.А., Шеин Д.В., Яфаров Л.Ш.	Генерация формул схемных определителей с учетом одинаковых параметров	153

Мясникова М.Г., Цыпин Б.В.	Определение параметров гармонических сигналов с помощью нейронных сетей	161
Петуров В.И.	Использование метода симметричных составляющих при определении параметров изоляции в рудничных электрических сетях	166
Портнягин А.В.	Математическое моделирование электромеханических процессов в асинхронном электродвигателе	168
Прищепов Г.Ф.	Методика расчета усилителей постоянного тока на персональном компьютере	172
Прокопенко Н.Н., Будяков А.С.	Способ повышения быстродействия операционных усилителей с непосредственной связью каскадов	178
Смирнов В.С.	Символьный анализ линейных моделей мощных ключевых устройств в программе FASTMEAN ...	181
Смирнов В.И. Урлапов О.В.	Математическое моделирование индуктивных датчиков в среде MicroCap 7.2	188
Соловьева Е.Б.	Полиномиальный перцептронный эквалайзер с расщепителем	189
Соловьева Е.Б., Жеребцов А.П.	Полиномиальные компенсаторы нелинейных искажений сигналов в цифровых каналах связи ...	196
Хусаинов Ш.Н.	О реактивной мощности в несинусоидальных режимах	201
Цыпин Б.В., Кузнецов Н.Е.	Активные преобразователи параметров электрических цепей с коррекцией погрешности статизма	205
Шеин Д.В.	Ликвидатор избыточных скобок и единиц в сложных алгебраических выражениях	209
	<i>Рецензии и дискуссии</i>	214
Белов Г.А., Захаров В.Г.	Ответ на критику статьи «Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей»	214

Миланцей Т., Филаретов В.В.	Правило Кирхгофа для нахождения числителя схемной функции по ее знаменателю (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале «Электричество») 217	217
Королев Ф.А., Филаретов В.В.	О методе замещения управляемых источников независимыми источниками (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале «Электричество») 220	220
Курганов С.А.	О тестировании результатов символьной диагностики электрических цепей (ответ на замечание Г. А. Белова и В. Г. Захарова) 230	230
Курганов С.А., Миланцей Т., Филаретов В.В.	Обозначения аномальных элементов в теории электрических цепей 236	236
Международная конференция КЛИН-2007 «КОНТИНУАЛЬНЫЕ АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ЛОГИКИ, ИСЧИСЛЕНИЯ И НЕЙРОИНФОРМАТИКА В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ» 239		239

Научное издание

**Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей:
Синтез, анализ, диагностика**

Труды международной конференции «Континуальные алгебраические
логики, исчисления и нейроинформатика в науке, технике и экономике –
КЛИН-2006» (16–18 мая 2006 г.)
Под общей редакцией Л. И. Волгина
Том 3

Подписано в печать 22.04.06. Формат 60×84/16. Бумага писчая.
Уч.-изд.л. 13,20 . Усл. печ. л. 14,18. Тираж 200 экз. Заказ

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, Северный Венец, 32

Типография УлГТУ. 432027, Ульяновск, Северный Венец, 32.