

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

Труды международной конференции
«Континуальные алгебраические логики,
исчисления и нейроинформатика
в науке и технике»
(17–19 мая 2005 года)

Том 3

Ульяновск 2005

MINISTRY OF EDUCATION OF THE RUSSIAN FEDERATION
ULYANOVSK STATE TECHNICAL UNIVERSITY

**Circuitry-algebraic models
for active networks:
Synthesis, analysis, diagnosis**

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

Volume 3

Ulyanovsk 2005

Федеральное Агентство по образованию Российской Федерации
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»
(17–19 мая 2005 года)

Том 3

Ульяновск 2005

УДК 621.372.061 (076)

Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике – КЛИН-2005» (г. Ульяновск, 17–19 мая 2005 г.) / Под общей редакцией Л. И. Волгина.–Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Том 3.– 196 с.

СОДЕРЖАНИЕ ТРУДОВ КОНФЕРЕНЦИИ ПО ТОМАМ

1. Прикладная философия и социология: Труды международной конференции КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 1.

2. Алгебраические логики, имплекативная и предикатная алгебры выбора в задачах науки и техники: Труды международной конференции КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 2.

3. Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Труды международной конференции КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.

4. Математические методы и модели в прикладных задачах науки и техники: Труды международной конференции КЛИН-2005.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 4.

ПРОГРАММА ПЛЕНАРНОГО ЗАСЕДАНИЯ

1. Приветственное выступление ректора УлГТУ
– **Горбоконенко Александр Дмитриевич**
2. Тенденции и направления развития вузовской науки
– **Мишин Валерий Алексеевич**
проректор по научной работе УлГТУ
3. Алгебраические логики
как основа интеллектуальных информационных технологий
– **Волгин Леонид Иванович**
зав. научной лабораторией «Наукоемкий инжиниринг» УлГТУ

Редакционная коллегия:

Вельмисов П. А.,

Волгин Л. И. (научный редактор), Климовский А. Б., Мишин В. А.,

Почкайло Н. А. (секретарь), Шишкин В.В.,

Филаретов В. В. (ответственный редактор третьего тома).

© Авторы, 2005

© Климовский А.Б., 2005 (оформление)

**60-ю Победы Советского народа и Советского оружия
в Великой Отечественной войне,
организатору этой Победы –
Всесоюзной коммунистической партии (большевиков)
посвящается**

**SCAD – СИСТЕМА СИМВОЛЬНОГО АНАЛИЗА
И ДИАГНОСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ**

Р. И. Березуев, С. А. Курганов, В. В. Филаретов, Д. В. Шеин

Система SCAD [1] предназначена для автоматизированного формирования символьных выражений откликов (СВО) и символьных выражений параметров (СВП) элементов для электрических цепей в комплексной или операторной форме. Электрическая схема может содержать независимые источники напряжения и тока, сопротивления и проводимости, конденсаторы и катушки индуктивности, взаимоиндуктивности, 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) [2,3], диакоптическом методе двоичных векторов [4], неявном принципе наложения воздействий [5], методе схемно-алгебраического выделения многополюсников (схемно-алгебраической редукции) [6,7] и методе косвенной компенсации для символьной

диагностики цепей [8,9]. 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 [5,9], а для диагностики – еще и принципу косвенной, прямой или комбинированной компенсации элементов с неизвестными параметрами [8,9]. 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 [10].

Символьные выражения откликов и параметров формируются программой в виде дробно-рациональных выражений, исследование которых проводится с помощью детально разработанных в математическом анализе методов. Рациональные выражения числителя и знаменателя СВО и СВП представляются в неканоническом свернутом виде, что позволяет получить компактные и экономичные по числу вычислительных операций формулы.

Предельная сложность исследуемых схем для процессора AMD Duron 1.1 ГГц составляет 150 узлов и 250 элементов, в том числе управляемых источников произвольного типа. Эти возможности программы подтверждены при исследовании электрических сетей и систем [5,11,12].

Система SCAD содержит в своем составе символьные процессоры CIRSMD, SECIRSYM и REDSYM, реализованные В.В.Филаретовым на алгоритмическом языке Си. Предусматривается получение формул как в виде единых выражений, так и в виде последовательностей выражений [4,13]. Численный интерпретатор CALCSYM, написанный Д.В.Шеиным, позволяет проводить численные расчеты по сформированным символьным выражениям.

Графический интерфейс SCAD реализован Р.И.Березуевым. Схемный редактор предусматривает создание многоуровневых схем (схема, ее подсхемы, подсхемы подсхем и т. д.). При работе с редактором обеспечивается сохранение истории 30 предыдущих операций редактирования схемы с возможностью отмены операций. Допускается копирование и вставка любого выделенного участка схемы вместе со всеми подсхемами, сохранение на диске в виде отдельной схемы и чтение с диска любой части схемы вместе с подсхемами, превращение фрагмента схемы в подсхему и возвращение элементов из подсхемы и т. д. Для удобства комментирования набираемой схемы и ее подсхем предусматривается вставка на рабочее поле произвольного текста.

Пользовательское меню предлагает удобный доступ ко всем функциональным возможностям редактора схем. На рис. 1 показано рабочее поле системы SCAD, где набрана схема полосового фильтра на 13

операционных усилителях [13]. Рис. 2 и 3 иллюстрируют возможности вложенных меню. Рис. 4 иллюстрирует заход внутрь подсхемы X1, выделенной пятиугольником.

Исследование аналитических выражений и получение численных рациональных дробей может осуществляться с помощью математической системы Maple [11, 14]. Эта программа, имеющая один из самых мощных символьных процессоров [13], не в состоянии получить символьное решение системы размерностью более 15-ти линейных алгебраических уравнений из-за очень больших вычислительных затрат. В то же время эта программа может обработать в символьном или символьно-целочисленном виде алгебраические формулы объемом в сотни килобайт. Этот объем соответствует символьным выражениям сложных электрических цепей, сетей и систем, полученным с помощью системы SCAD.

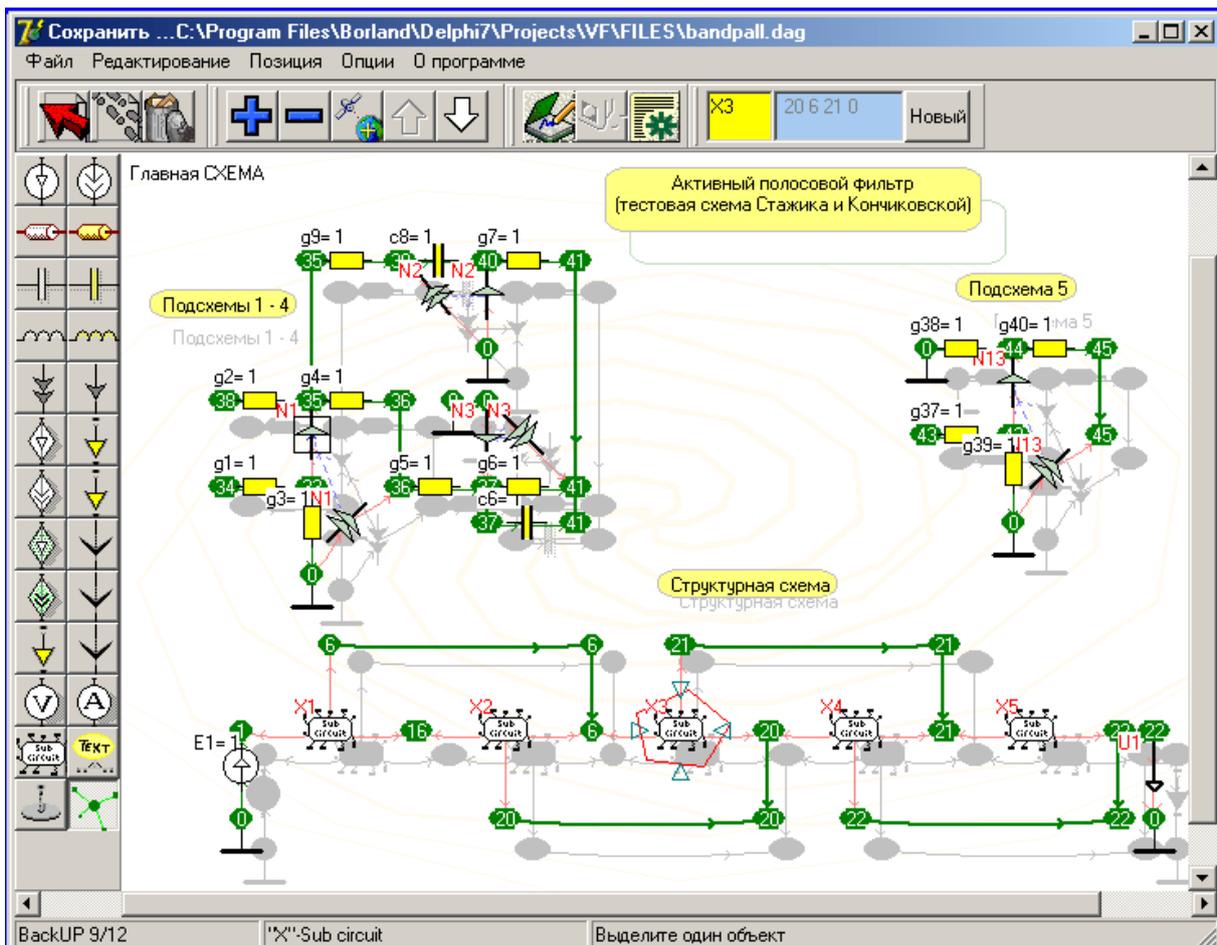


Рис. 1. Графический интерфейс программы SCAD

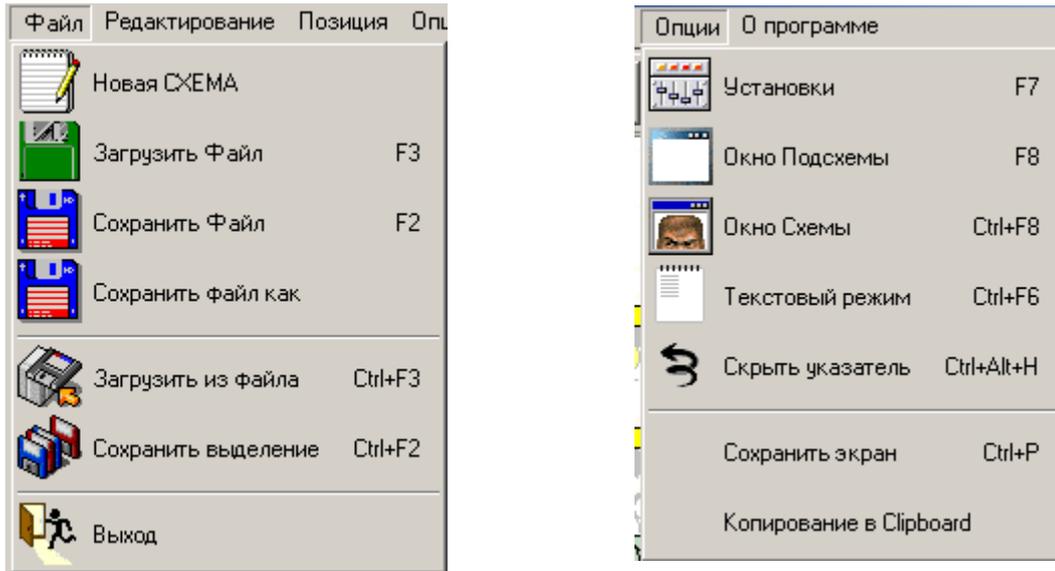


Рис. 2. Вложенные меню «Файл» и «Опции»

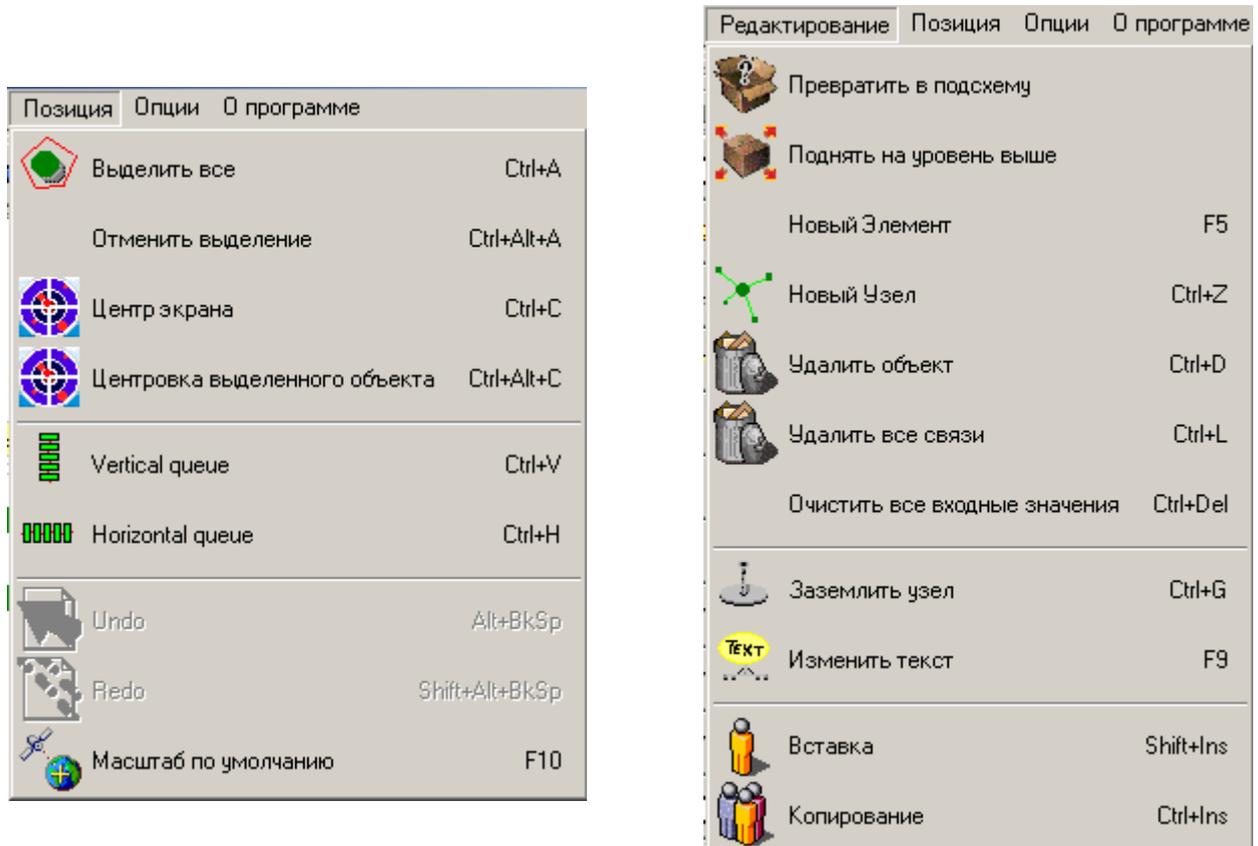


Рис. 3. Вложенные меню «Позиция» и «Редактирование»

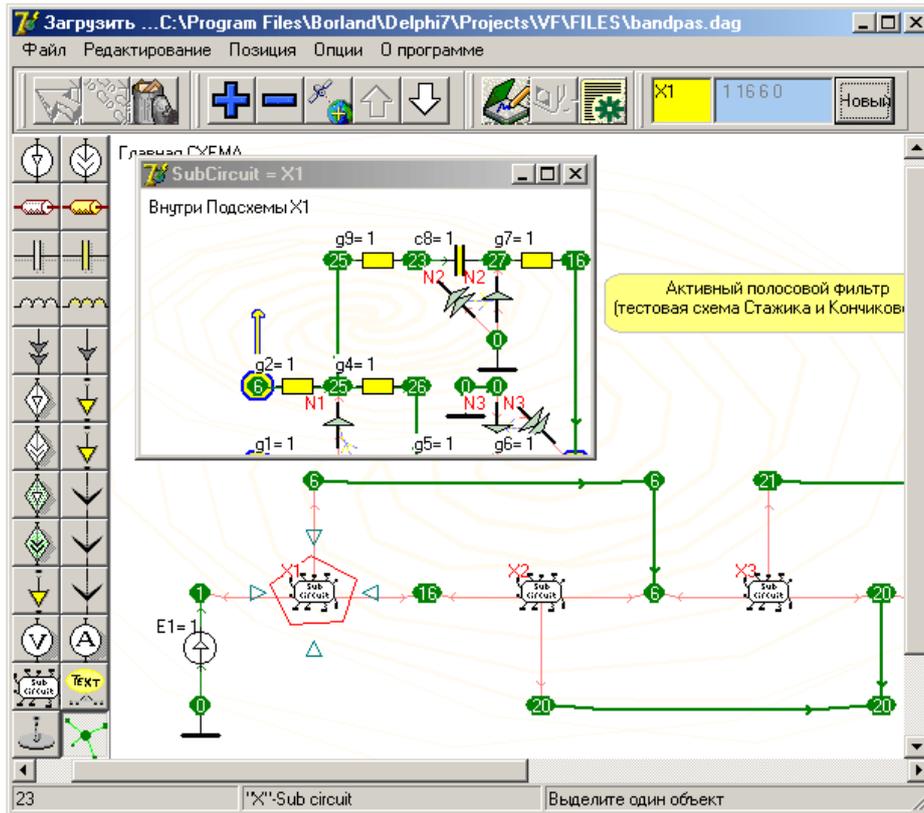


Рис. 4. Двухуровневое представление схемы полосового фильтра

Рассмотрим применение системы SCAD для анализа активного полосового фильтра [13]. Cir-файл этой схемы приводится ниже (для краткости записи некоторые строки cir-файла записаны одной строкой):

Полосовой фильтр (тестовая схема Стажика и Кончиковской)

.AC LIN 1 1

* Подсхема 1

g1 1 2 1 g2 8 12 1 g3 0 2 1 g4 8 3 1 g5 3 4 1 g6 4 5 1 g7 5 6 1 g9 7 8 1
c6 4 5 1 c8 6 7 1 N1 3 0 2 8 N2 5 0 0 4 N3 7 0 0 6

* Подсхема 2

g10 9 5 1 g11 19 15 1 g12 0 9 1 g13 10 15 1 g14 10 11 1 g15 11 12 1 g16 12 13 1
g18 14 15 1 c15 11 12 1 c17 13 14 1 N4 10 0 9 15 N5 12 0 0 11 N6 14 0 0 13

* Подсхема 3

g19 12 16 1 g20 22 26 1 g21 0 16 1 g22 17 22 1 g23 17 18 1 g24 18 19 1 g25 19 20
1

g27 21 22 1 c24 18 19 1 c26 20 21 1 N7 17 0 16 22 N8 19 0 0 18 N9 21 0 0 20

* Подсхема 4

g28 23 19 1 g29 31 29 1 g30 0 23 1 g31 24 29 1 g32 24 25 1 g33 25 26 1 g34 26 27
1

g36 28 29 1 c33 25 26 1 c35 27 28 1 N10 24 0 23 29 N11 26 0 0 25 N12 28 0 0 27

* Подсхема 5

g37 26 30 1 g38 0 32 1 g39 0 30 1 g40 31 32 1 N13 31 0 30 32

* Вход напряжения (E=1) и выход напряжения

E 0 1 1 U 31 0 .END

Результат работы программы CIRSYMD имеет вид:

f=1.000000; s=2*3.14159265358979323j*f; g1=1; g2=1; g3=1; g4=1; g5=1; g6=1; g7=1; g9=1; y6=s*1; y8=s*1; g10=1; g11=1; g12=1; g13=1; g14=1; g15=1; g16=1; g18=1; y15=s*1; y17=s*1; g19=1; g20=1; g21=1; g22=1; g23=1; g24=1; g25=1; g27=1; y24=s*1; y26=s*1; g28=1; g29=1; g30=1; g31=1; g32=1; g33=1; g34=1; g36=1; y33=s*1; y35=s*1; g37=1; g38=1; g39=1; g40=1; E=1;

U =

$$\frac{(-g1*(E)*(g40+g38)*g37*g32*y35*(g36+g31+g29)*g28*g23*y26*(g27+g22+g20)*g19*g14*y17*(g18+g13+g11)*g10*g5*y8*(g9+g4+g2))}{((g3+g1)*((g21*(((g22*y26)*(-y24+g24)*(g30+g28))+g27)*(-g23*g25*(g30+g28))*((-g31*y35)*(-y33+g33))+g36)*(-g32*(y33+g33))+g36)*(g32*(y33+g33+g34))))*(-(g39+g37)*g40)+(-g32*y35)*(g29*g37*(g40+g38)))+(-g23*y26*g28)*(g20*g32*y35*(g39+g37)*g40*(g36+g31+g29)))*(((g9*g7*(g12+g10))*(-g5)+(-y8*(g12+g10))*(g4*(y6+g6)))*(-(-g13*y17)*(-y15+g15))+g18)*(-g14*(y15+g15))+g18)*(g14*(y15+g15+g16)))+(-g5*y8*g10)*(-g2*g14*y17*(g18+g13+g11)))+(g23*y26*(g30+g28))*((-g27+g22+g20)*(g39+g37)*g40)*(-(-g31*y35)*(-y33+g33))+g36)*(-g32*(y33+g33))+g36)*(g32*(y33+g33+g34)))+(-g40+g38)*g37*(g27+g22+g20)*(g29*g32*y35)))*(g11*g14*y17*g19*(g9*g7*(g12+g10))*(-g5)+(-y8*(g12+g10))*(g4*(y6+g6)))+(((g22*y26)*(-y24+g24)*(g30+g28))+g27)*(-g23*g25*(g30+g28))*((-(-g31*y35)*(-y33+g33))+g36)*(-g32*(y33+g33))+g36)*(g32*(y33+g33+g34)))*(-g39+g37)*g40)+(-g32*y35)*(g29*g37*(g40+g38)))+(-g23*y26*g28)*(g20*g32*y35*(g39+g37)*g40*(g36+g31+g29)))*g19*(((g9*g7*(g12+g10))*(-g5)+(-y8*(g12+g10))*(g4*(y6+g6)))*(-(-g13*y17)*(-y15+g15))+g18)*(-g14*(y15+g15))+g18)*(g14*(y15+g15+g16)))+(-g5*y8*g10)*(-g2*g14*y17*(g18+g13+g11))));$$

Система SCAD может применяться в радиоэлектронике, электротехнике и энергетике при анализе и диагностике электронных цепей, энергетических сетей и систем, где требуется аналитическое и численно-аналитическое исследование функций откликов (параметров) и получение точных численных значений искомым величин в виде обыкновенных дробей. Последнее особенно важно для исследования плохообусловленных моделей электрических цепей и оценки точности численных методов.

Система работает на компьютерах класса IBM 586 под управлением ОС Windows 95/98/2000/XP, занимает места на диске около 1Мб. Требуемый объем оперативной памяти для программы до 32 Мбайт.

Выводы

1. Система SCAD позволяет формировать символьные выражения для откликов и параметров линейных электрических цепей, сетей и систем сложностью в десятки-сотни узлов и элементов, в том числе управляемых источников всех четырех типов.

2. Система SCAD благодаря использованию неявного принципа наложения [5] дает возможность при анализе и диагностике цепей с несколькими воздействиями или измеренными откликами сократить число формируемых числителей схемных функций кратно числу источников и измеренных откликов, что уменьшает во столько же крат время формирования числителя (в режиме анализа) или числителя и знаменателя (в режиме диагностики) искомого символьного выражения. Неявный принцип наложения позволяет также уменьшить число трудоемких операций умножения в соответствующих символьных выражениях до 50%.

3. Система SCAD обладает современным удобным для пользователя интерфейсом, что позволяет рекомендовать ее для широкого использования в практике научного и инженерного исследования электронных цепей.

Литература

1. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей // Государственный координационный центр информационных технологий.– 2004.– №ОФАП 3981; № ГР 50200401291.

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

3. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество.– 2001.– № 4.– С. 43–51.

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

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 линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // Электричество.– 2003.– № 6.– С. 52–65.

7. Курганов С.А. Схемно-алгебраические формулы для определения цепных параметров четырехполюсников // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. межд. конф. «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроиформатика в науке, технике и экономике».– Ульяновск: Ульян. гос. тех. ун-т. 2003.– Т.4.– С. 52–55.

8. Курганов С. А. Символьный подход к решению задачи диагностики электрических цепей // Электричество.– 2002.– № 8.– С. 49–52.

9. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– 228 с.

10. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.– 1995.– № 4.– С. 36–43.

11. 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 и анализ: Тр. межд. конф. «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке, технике и экономике».– Ульяновск: Ульян. гос. тех. ун-т. 2003.– Т.4.– С. 27–30.

12. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ электронных цепей и электрических систем методом схемно-алгебраической редукции // См. настоящий сборник.

13. Starzyk J.A., Konczykowska A. Flowgraph analysis of large electronic networks // Circuits and systems.– 1986.– Vol. CAS–33, N 3.– P. 302–315.

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

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>

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.

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ, секретарь по идеологии Ульяновского областного отделения КПРФ.
432027, Ульяновск, ул. Северный венец, д. 32, УлГТУ.
Тел.: (8422) 43-91-05. Домашний адрес: 432035, г. Ульяновск, ул. Локомотивная, д. 203, кв. 5. Тел.: (8422) 38-17-34. E-mail: vvfil@mail.ru.
Web: <http://astrometric.sai.msu.ru/~symbol>,
<http://www.lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>,
<http://www.lev-ul.narod.ru/kprf/vfilaretov.htm>.

Шейн Дмитрий Владимирович – инженер-программист Ульяновского автомобильного завода, e-mail: D.Shein@uaz.ru.

ПРЯМОЙ ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СХЕМ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Л. Н. Бондаренко, И. Р. Добровинский

В статье рассматривается унисторно-гираторная схема замещения операционного усилителя с сингулярным внутренним узлом, которая позволяет достаточно просто проводить инженерный расчет схем с операционными усилителями и их моделирование с использованием компьютера.

В настоящее время интегральные операционные усилители (ОУ) обладают высокими техническими характеристиками, имеют низкую стоимость и широко используются в различных функциональных узлах аналоговой и аналого-цифровой техники. В большинстве случаев характеристики статической и динамической точности этих устройств находятся в сильной зависимости от технических параметров ОУ. Из-за отсутствия эквивалентной схемы ОУ как усилителя напряжения, описываемого α -параметрами четырехполюсника [1], значительно усложняется компьютерное имитационное моделирование и инженерный расчет этих характеристик. Практическая необходимость расчета схем с ОУ привели к широкому применению для этих целей сигнальных графов Мейсона [2] и обобщенных сигнальных графов [3], представляющих графическое отображение описания схем с ОУ системами линейных уравнений [4].

Более естественным является непосредственный переход от схемы с ОУ, без использования ее промежуточного описания в виде системы линейных уравнений, к топологической структуре в форме графа. Для расчета электрических цепей, не обладающих свойством взаимности, Мейсон ввел специальные линейные элементы цепи унистор и гиристор, изображенные на рис. 1

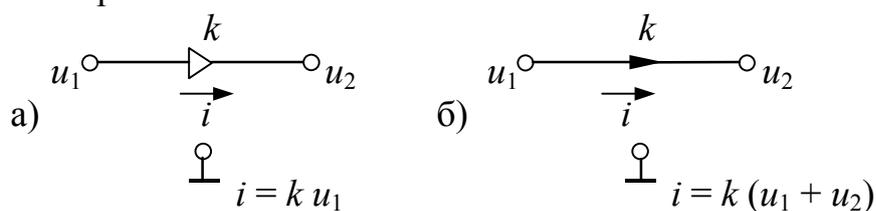


Рис. 1. Унистор (а) и гиристор (б)

Эти элементы являются управляемыми источниками тока, не подчиняются принципу взаимности, и для них необходимо также указывать направление ветви и заземленный узел. Гиристор, также как и проводимость, заменяются параллельным соединением двух противоположно направленных унисторов.

Анализ унисторных и гиристорных схем замещения пассивных и активных цепей сводится к применению топологического закона передачи Мейсона для определения передачи T , т. е. отношения показания измерительного прибора, подключенного к анализируемой ветви схемы и имеющего единичную проводимость, к величине активного параметра источника:

$$T = \Delta^{-1} \sum_i P_i \Delta_i, \quad (1)$$

где Δ – определитель цепи; P_i – величина i -го пути передачи, т. е. произведение передач ветвей в i -м пути с учетом знака показания прибора; Δ_i – алгебраическое дополнение пути передачи, т. е. определитель цепи, остающейся после замыкания накоротко i -го пути передачи, включая измерительный прибор.

Для вычисления определителя цепи имеется ряд простых правил, например: при вычислении определителя источники напряжения и амперметры замыкаются накоротко, а источники тока и вольтметры исключаются из схемы. Для применения формулы (1) в унисторных и гиристорных схемах вводятся ограничения: а) заземленным узлом должен быть один из зажимов измерительного прибора; б) величина передачи пути равна нулю (путь разрывается), если любой унистор в этом пути имеет направление от земли [2].

В отличие от ОУ существует идеальный активный элемент цепи – гиратор, описываемый a -параметрами четырехполюсника. Гиратор – симметричный трехполюсник, состоящий из гиристоров, показан на рис. 2

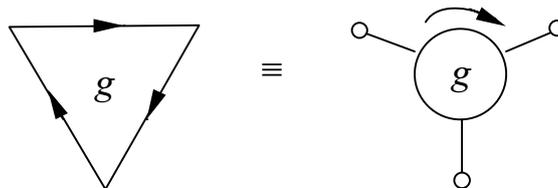


Рис. 2. Гиратор.

Гиратор не обладает свойством взаимности и не ограничивает выбора заземленного узла, а определитель цепи с гиратором находится по формуле

$$\Delta = \Delta_0 + g^2 \Delta_\infty, \quad (2)$$

где Δ_0 и Δ_∞ – определители, вычисляемые соответственно при исключенном из схемы и замкнутом накоротко гираторе [2].

В случае, когда схема состоит из подсхем 1 и 2, как показано на рис. 3, имеющих общие узлы и содержащих по одному гиратору, то наряду с формулой (2) используется следующее разложение определителя [2]:

$$\Delta = \Delta'_0 \Delta''_\infty + \Delta''_0 \Delta'_\infty, \quad (3)$$

где штрихи указывают номер подсхемы рис. 3, а индексы "0" и " ∞ " показывают соответственно вычисление определителя подсхемы при разомкнутых внешних зажимах и короткозамкнутых.

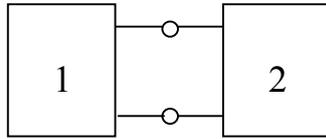


Рис. 3. Разложение определителя

Единичный гиратор преобразует без потерь ток в напряжение. Поэтому в соответствии с правилами вычисления а-параметров каскадного соединения четырехполюсников можно предположить, что схема на рис. 4 должна замещать идеальный ОУ с коэффициентом усиления напряжения k . На этом рисунке внешние узлы схемы пронумерованы цифрами 1, 2, 3, причем узел 3 заземляется. Внутренний (закрашенный) узел "*" схемы замещения назовем сингулярным, так как при соединении унистора k и единичного гиратора напряжение в этом узле является неопределенным.

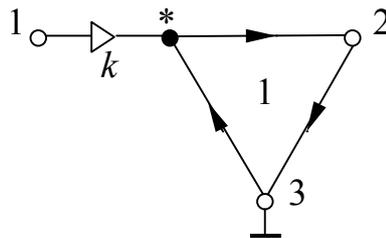


Рис. 4. Схема замещения ОУ

Для использования топологического закона передачи Мейсона в схемах, имеющих сингулярные узлы, в [5] предложены следующие правила:

а) при вычислении алгебраического дополнения Δ_i пути P_i , проходящего через сингулярный узел, все входящие в этот узел унисторы, остающиеся после замыкания накоротко i -го пути, полагаются равными нулю, т. е. исключаются;

б) если сингулярный узел является унисторным стоком, то входящие в него унисторы полагаются равными нулю, т. е. исключаются.

в) вычисление определителя цепи, включающей схему рисунка 4, производится с использованием соотношения

$$\Delta = \sum_i P'_i \Delta'_i + \Delta_\infty, \quad (4)$$

где P'_i – путь, соединяющий разомкнутый с гиристорами выход (узел "2") схемы рисунка 3 с заземленным узлом "3" и проходящий через

сингулярный узел " $*$ "; Δ'_i – алгебраическое дополнение пути P'_i ; Δ_∞ – определитель цепи при замыкании накоротко гиратора схемы рисунка 3 и исключении по правилу б) унисторов, входящих в сингулярный узел. Формула (4) находится на базе (2) и особенностей использования схем замещения с сингулярными узлами.

Из рис. 4 получается схема замещения идеального ОУ с инвертирующим и неинвертирующим входами, если к сингулярному узлу подключить не один, а два унистора с коэффициентами передачи соответственно $-k$ и k . В эту схему легко включаются другие параметры, перечисленные в [4] и необходимые для расчета схем с ОУ. Так входное ($r_{вх}$) и выходное ($r_{вых}$) сопротивления ОУ, э.д.с. смещения ($e_{см}$), входные токи i_- и i_+ , а также другие подобные параметры учитываются подключением к внешним узлам идеального ОУ соответствующих проводимостей и источников напряжения (тока). При учете коэффициента ослабления синфазного сигнала ($M_{сф}$) передачи $-k$ и k унисторов заменяются соответственно на передачи $(0,5/M_{сф} - 1)k$ и $(0,5/M_{сф} + 1)k$.

Для примера найдем коэффициент усиления инвертирующего усилителя, показанного на рис. 5. Топологическая схема замещения этого усилителя изображена на рис. 6 и строится на базе унисторно-гираторной схемы замещения ОУ.

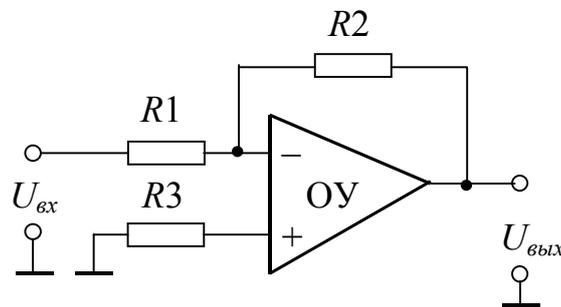


Рис. 5. Инвертирующий усилитель

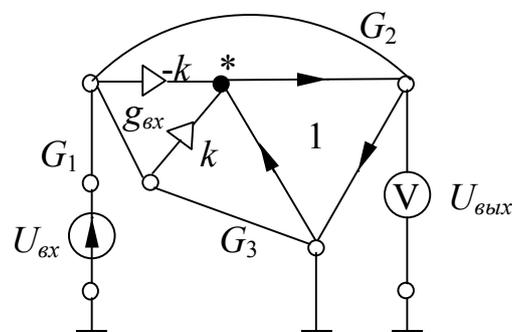


Рис. 6. Схема замещения инвертирующего усилителя

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ задается источником напряжения, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ измеряется вольтметром V , $g_{\text{вх}} = 1/r_{\text{вх}}$, а $G_i = 1/R_i$, $i = 1, 2, 3$. С учетом знака при прохождении через единичный гиристор в направлении "по стрелке" и "против стрелки" непосредственно из рис. 6 находим:

$$\begin{aligned} P_1 &= -kG_1, \Delta_1 = G_3 + g_{\text{вх}}; P_2 = kG_1g_{\text{вх}}, \Delta_2 = 1; P_3 = G_1G_2, \Delta_3 = 0; \\ P'_1 &= kG_2, \Delta'_1 = G_3 + g_{\text{вх}}; P'_2 = -kG_2g_{\text{вх}}, \Delta'_2 = 1; \\ \Delta_\infty &= (G_1 + G_2 + G_3)g_{\text{вх}} + (G_1 + G_2)G_3. \end{aligned}$$

При вычислении алгебраических дополнений Δ_1, Δ_2 соответственно для путей P_1, P_2 применяется введенное для сингулярного узла правило а). Для пути P_3 его алгебраическое дополнение $\Delta_3 = 0$, так как сингулярный узел по правилу б) будет изолирован от остальной цепи (получаются две несвязные компоненты). Используя топологический закон передачи (1) и формулу (4), получим

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{kG_1G_3}{kG_2G_3 + (G_1 + G_2 + G_3)g_{\text{вх}} + (G_1 + G_2)G_3}. \quad (5)$$

Подсчет $U_{\text{вых}}$ в (5) еще более упростится, если учесть большую величину k для выпускаемых промышленностью ОУ и положить $k \rightarrow \infty$. В этом случае при использовании (1) все величины k полагаются равными единице и рассматриваются только пути, проходящие через сингулярные узлы. Также в правой части (4) учитывается только первое слагаемое. Тогда по рисунку 6 практически устно находится $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} R_2 / R_1$, причем при некотором навыке не требуется даже перехода от схемы на рис. 5 к схеме на рис. 6.

Для сложного дифференциального усилителя [4], представленного на рис. 7, с учетом рис. 4 получаем схему замещения, изображенную на рис. 8.

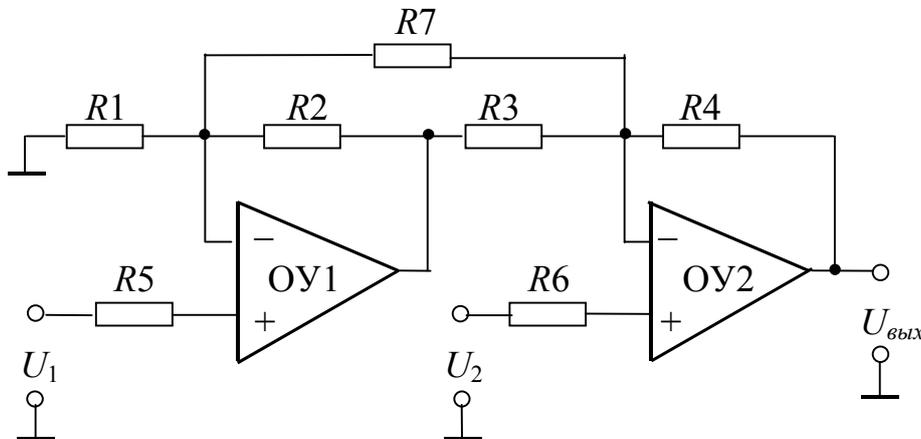


Рис. 7. Схема сложного дифференциального усилителя

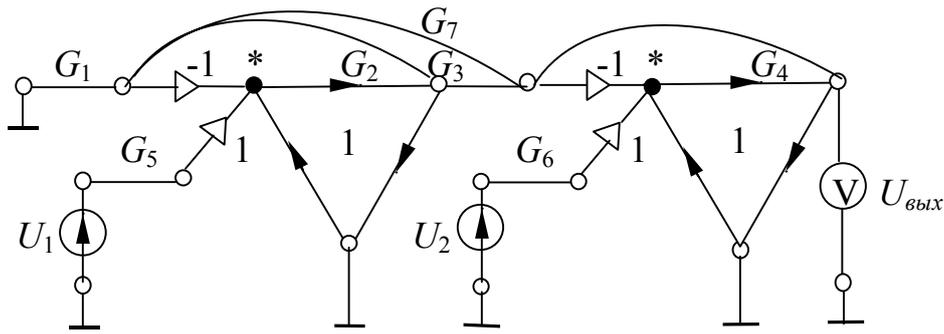


Рис. 8. Схема замещения дифференциального усилителя

Применяя принцип суперпозиции и формулу (1) для входного напряжения U_1 , получим $P_1 = -G_3 G_5$ и $\Delta_1 = G_6(G_1 + G_2 + G_7)$, а для напряжения U_2 соответственно $P_2 = G_6$ и $\Delta_2 = G_5[G_2(G_3 + G_4 + G_7) + G_3 G_7]$. При вычислении Δ_2 используется соотношение (4) и под знаком суммы в выражении (1) учитывается только двойное прохождение через сингулярные узлы.

Используя соотношение (3) для вычисления определителя схемы замещения рисунка 8, сразу находим $\Delta = G_2 G_4 G_5 G_6$. Окончательно по формуле (1) с учетом равенства $G_i = 1/R_i$, $i = 1, 2, \dots, 7$ получим

$$U_{\text{вых}} = (U_2 - U_1) \left[1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_7} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \right] + U_1 \left(1 + \frac{R_4}{R_7} - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \right). \quad (6)$$

Результат (6) показывает, что резистор R_7 следует использовать для регулировки, причем его величина $R_7 \gg R_4$. В этом случае пропорциональность $U_{\text{вых}}$ разности $U_2 - U_1$ достигается при $R_2/R_1 = R_3/R_4$.

На этом примере видны все преимущества применения унисторно-гираторной схемы замещения ОУ с сингулярным узлом, основным из которых является возможность непосредственного расчета по принципиальной схеме.

Предлагаемый метод расчета применим и в динамике, если использовать преобразование Лапласа входных и выходных величин, а емкостные и индуктивные проводимости заменять соответственно pC и $(pL)^{-1}$.

Для удобства применения рассмотренных соотношений на рис. 9 приведены простейшие примеры вычисления определителей

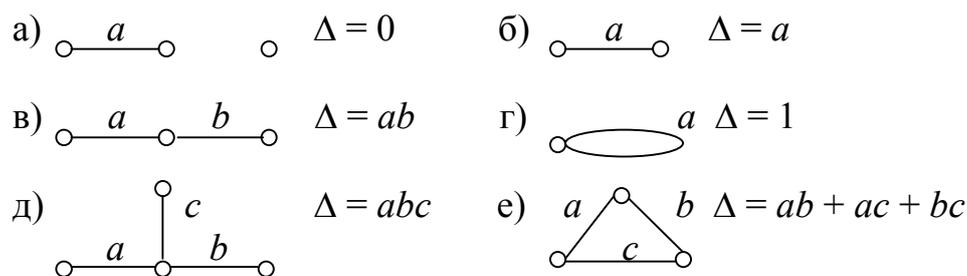


Рис. 9. Определители простейших схем

Применение к схеме рис. 9,е соотношения 3 позволяет непосредственно из рисунка получить определитель $\Delta = a(b+c) + bc$. Также на рис. 10 показаны некоторые правила преобразования унитарных и гиристорных цепей. Например, на рис. 10,г параллельное соединение противоположно направленных гиристоров эквивалентно разомкнутой цепи.

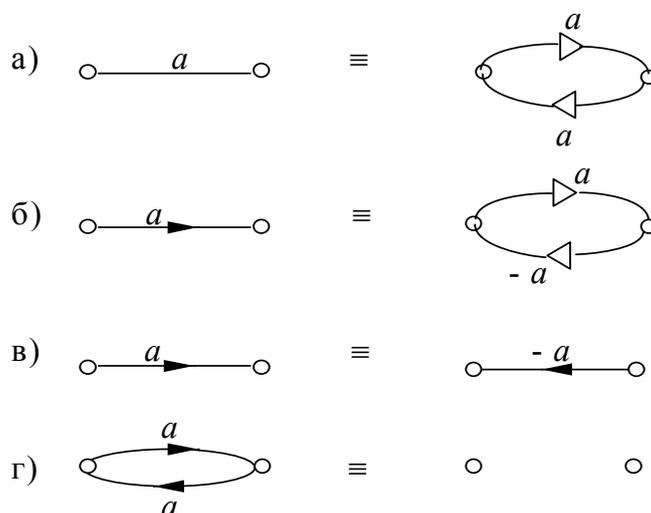


Рис. 10. Элементарные преобразования

Литература

1. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. – М.: Изд-во АН СССР, 1951. – 334 с.
2. Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы. – М.: ИЛ, 1963.
3. Анисимов В. И. Топологический расчет электронных схем. – Л.: Энергия, 1977. – 240 с.
4. Гутников В. С. Интегральная теория в измерительных устройствах. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1980. – 248 с.

5. Бондаренко Л. Н., Добровинский И. Р. Топологическая схема замещения операционного усилителя и ее использование для расчета средств измерений // Измерительные преобразователи и информационные технологии: Межвуз. сб. – Уфа, 1998. – С. 115-118.

Бондаренко Леонид Николаевич – к.т.н., доцент ПГУ, каф. ВМ, г. Пенза, 440017, ул. Красная, 40, д.т. (8-8412) 55-49-34.

Добровинский Игорь Рувимович – д.т.н., профессор, академик МАНЭБ, ПГУ, каф. ИИТ. г. Пенза, 440017, ул. Красная, 40, р.т. (8-8412) 36-82-21, д.т. . (8-8412) 31-04-31, e-mail: idoobr@tl.ru.

МЕТАСИСТЕМА ВЗАИМООТНОШЕНИЙ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ЛОГИК И СОПУТСТВУЮЩИХ ИСЧИСЛЕНИЙ, ПОРОЖДАЕМЫХ ФУНКЦИЕЙ-АКСИОМОЙ ВЗВЕШЕННЫХ СТЕПЕННЫХ СРЕДНИХ*

Л. И. Волгин

Разработана ЛА-метасистема, раскрывающая на структурном уровне взаимоотношения рассматриваемого класса алгебраических логик (предметно-ориентированных логик и специальных алгебр), охватывающая континуальную и дискретную области в едином элементном базисе реляторов.

Рассматриваются предметно-ориентированные логики и специальные алгебры (алгебраические логики) и сопутствующие логико-алгебраические (ЛА) исчисления, порождаемые функцией-аксиомой взвешенных степенных средних (ВСС) порядка μ [1-3]

$$z = f(\mu, n) = V_A^{\frac{1}{\mu}}(Y^{\mu}) = (\alpha_1 y_1^{\mu} + \alpha_2 y_2^{\mu} + \dots + \alpha_n y_n^{\mu})^{\frac{1}{\mu}} \quad (1)$$

как одно из направлений развития концепции Г. Башляра: "Мир культуры требует изменения логических ценностей, ... необходимо разработать столько логик, сколько существует типов объектов любой природы" [4, 5]. Здесь $V_A(Y^A)$ — символ скалярного произведения векторов (кортежей) $A = (\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ и $Y^{\mu} = (y_1^{\mu}, \dots, y_n^{\mu})$, т.е. векторов весовых коэффициентов α_i и степенных переменных y_i^{μ} , где μ и α_i — действительные числа; y_i — в общем случае различного типа математические объекты (предметные переменные).

На рис. 1 представлена структура взаимоотношений алгебраических логик (АЛ) развиваемой автором ЛА-метасистемы [6]. Далее по тексту будем раскрывать содержание и характер взаимосвязей между соответствующими АЛ.

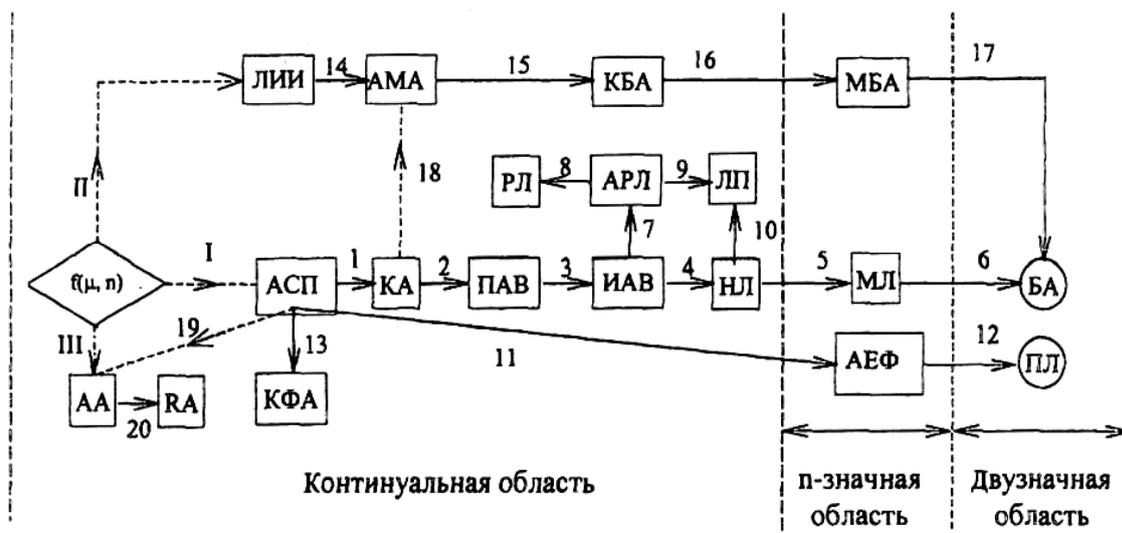


Рис. 1

Первая (базовая) ветвь метасистемы. Функция ВСС (1) при $\mu = 1$ является порождающей для алгебры скалярных произведений (АСП) с базовыми бинарными

$$\begin{aligned} Z_1 &= \wedge_A(Y) = y_1\alpha_2 + y_2\alpha_1; \\ Z_2 &= \vee_A(Y) = y_1\alpha_1 + y_2\alpha_2 \end{aligned} \quad (2)$$

и унарной $\bar{y}_i = 2y_0 - y_i$ (диаметральная инверсия) операциями, где $y_0 = 0,5(y_{\min} + y_{\max})$ — центр области определения $[y_{\min}, y_{\max}]$. Расширение класса и значности АСП-функций осуществляется через операции суперпозиции. Тогда

$$Z = \vee_A(Y) = y_1\alpha_1 + y_2\alpha_2 + \dots + y_n\alpha_n. \quad (3)$$

При выполнении условия коммутативности $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n = 1$ весовых коэффициентов α_i приходим к коммутативной алгебре (КА) с базовыми операциями (2), в которых $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ (условие коммутативности) [7-9].

При наложении второго ограничения — условия бинарности $\alpha_i \in \{0, 1\}$ (при сохранении условия коммутативности) КА вырождается в предикатную алгебру выбора (ПАВ), воспроизводящую операцию выбора одной из n предметных переменных y_1, \dots, y_n (3) [7-10].

При использовании в (2) в качестве весовых коэффициентов единичных функций $\alpha_1 = I(x_1 - x_2)$, $\alpha_2 = 1 - \alpha_1 = I(x_2 - x_1)$ КА и ПАВ вырождаются в импликативную алгебру выбора (ИАВ)* [6-10]:

$$\begin{aligned} Z_1 &= y_1 I(x_2 - x_1) + y_2 I(x_1 - x_2); \\ Z_2 &= y_1 I(x_1 - x_2) + y_2 I(x_2 - x_1), \end{aligned} \quad (4)$$

* В статьях, опубликованных автором до настоящей публикации, ИАВ, как частная реализация ПАВ, также называлась предикатной алгеброй выбора.

где $Z^{(1)} = \min(x_1, \dots, x_n)$, $Z^{(n)} = \max(x_1, \dots, x_n)$ – многоместные операции непрерывной логики.

На рис. 2 представлен демультимплексорный граф Паскаля [18,19], воспроизводящий при $n=6$ операции ранговой идентификации (5), где, согласно (4), $I_i = I(x_i - x)$, $\bar{I}_i = 1 - I_i = I(x - x_i) \in \{0,1\}$ есть передачи ветвей графа, $x = x_i$ – информационный (идентифицируемый) сигнал. Здесь идентифицирующий сигнал y проходит на r -й выход $Z^{(r)}$, порядковый номер которого совпадает с рангом r идентифицируемого сигнала $x_i \in \{x_1, \dots, x_n\}$. При $y = x$ граф Паскаля воспроизводит операции ранговой селекции информационного сигнала $x = x_i = x^{(r)}$ [а.с. СССР 1621084, 1689972].

Упорядоченная композиция $P[\cup] = P_1 \cup P_2 \cup \dots \cup P_n$ графов Паскаля при совпадении индексаций P_i -графов и $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ воспроизводит операции (5) и (6) адресно-ранговой идентификации всех компонент $x_i = x^{(r)}$ задающего кортежа (x_1, \dots, x_n) .

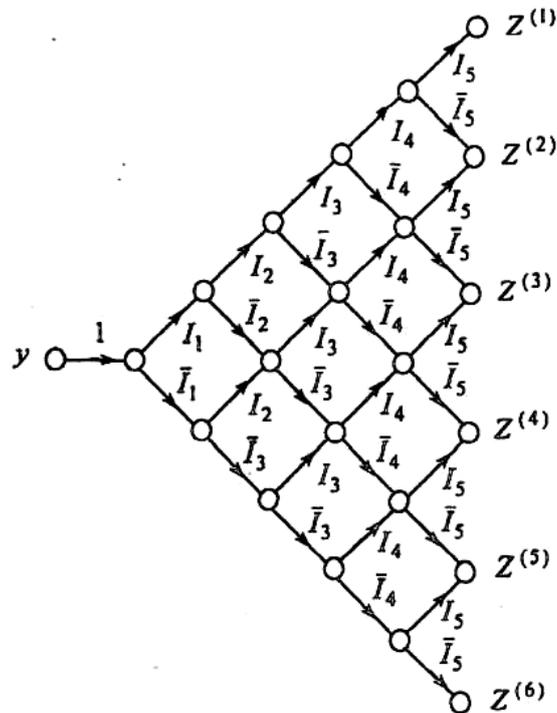


Рис. 2

При указанных условиях и параллельном соединении выходных узлов графов Паскаля $P[||] = P_1 || P_2 || \dots || P_n$ при $y_i = x_i$ воспроизводится операция ранговой сортировки (ранжирование) задающего множества аналоговых сигналов x_1, \dots, x_n :

$$\{x_1, \dots, x_n\} \rightarrow (x^{(1)}, \dots, x^{(n)})$$

Присвоение автором Р-графу персонального имени "Граф Паскаля" обусловлено замечательным свойством этого графа: набор чисел всех пу-

тей, входящих в каждый узел P -графа, образует треугольник чисел Паскаля.

P -графы, их фрагменты и комбинаторные композиции являются структурными схемами соответствующих ЛА-процессоров с глобальным параллелизмом векторной обработки аналоговых сигналов без промежуточного преобразования в цифровой код. В частности, в [а.с. СССР 1568061, 1619318, 1621054, 1689972] предложены электрические схемы демультиплексорных и мультиплексорных ранговых процессоров, построенных в элементном базисе реляторов.

Согласно (5) и (6), приходим к ранговой (РЛ) и адресно-ранговой (АРЛ) алгебраическим логикам, которые являются сопутствующими для рассмотренной базовой последовательности ЛА-метасистемы: АСП \rightarrow КА \rightarrow ПАВ \rightarrow ИАВ \rightarrow НЛ \rightarrow МЛ \rightarrow БЛ.

Отметим, что в [13] ЛА-аппарат для воспроизведения операций селекции ранговой переменной $x^{(i)}$, представленной в базисе НЛ-операций, назван порядковой логикой (ЛП), но при этом теряется возможность ее адресной идентификации (связь АРЛ $\xrightarrow{9}$ ЛП показывает, что при отождествлении $y = x_i$ АРЛ вырождается в порядковую логику ЛП).

Сопутствующей основной ветви I является также пороговая логика (ПЛ) [20], порождаемая суперпозиционным вхождением АСП-функций в оператор Хевисайда, представленного в структуре ЛА-метасистемы алгеброй единичных функций (АЕФ): $Z = I[W_A(Y)]$, где W есть либо \vee , либо \wedge . Здесь в качестве функции активизации выбраны единичные функции [21], т.е. функция $Z=I[W_A(Y)]$ является дискретной моделью нейронных сетей (НС), построенных на формальных нейронах Маккаллока-Питтса [22], в которой одна из предметных переменных выбрана в качестве порога (например, $y_i = v$ при $a_i = -1$). При выборе в качестве функции активизации в континуальной (K) области (связь АСП $\xrightarrow{13}$ КФА) соответствующие нейронные сети относятся к классу аналоговых НС.

Свойства и законы каждой алгебраической логики основной ветви ЛА-метасистемы складываются из наследственных свойств всех предшествующих АЛ и внесенных свойств самой рассматриваемой логики. Указанное справедливо и для имплицитивной алгебры выбора при условии, что множества предметных Y и предикатных X переменных не пересекаются (в противном случае часть законов и свойств ИАВ по сравнению с ПАВ видоизменяется).

Вторая ветвь метасистемы. В 1938 г. В.И. Шестаков [23-25] открыл ЛА-модель двухполюсных параллельно-последовательных (ПП) электрических цепей, состоящих из двухполюсных схемных элементов, которая в [26-28] названа логикой исчисления иммитансов (ЛИИ) – w -

логика, где w есть либо сопротивления Z , либо проводимости $Y = 1/Z = \bar{Z}$ схемных элементов $E_i = E(w_i)$.

Базовыми операциями в w -логике являются мультипликативная инверсия \bar{w}_i , бинарные w -конъюнкция (\wedge) и w -дизъюнкция (\vee):

$$\begin{aligned}\bar{w}_i &= 1/w_i = w_i^{-1}, \\ \wedge(w_1, w_2) &= w_1 \parallel w_2 = w_1 \cdot w_2 / (w_1 + w_2), \\ \vee(w_1, w_2) &= w_1 + w_2,\end{aligned}\tag{7}$$

связанные между собой преобразованиями де Моргана:

$$\overline{w_1 \parallel w_2} = \bar{w}_1 + \bar{w}_2, \quad \overline{w_1 + w_2} = \bar{w}_1 \parallel \bar{w}_2.$$

Двуместные и многоместные w -операции определяются функциями ВСС соответственно при $\mu = -1$ (гармоническое среднее) и $\mu = 1$ (арифметическое сложение)

$$f(-1, n) = \wedge_A(Y) = (\alpha_1 y_1^{-1} + \dots + \alpha_n y_n^{-1})^{-1} = \frac{y_1 y_2 \dots y_n}{\sum_{i=1}^n \alpha_i y_1 y_2 \dots y_n / y_i};\tag{8}$$

$$f(1, n) = \vee_A(Y) = y_1 \alpha_1 + y_2 \alpha_2 + \dots + y_n \alpha_n = y_1 + y_2 + \dots + y_n,\tag{9}$$

в которых $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 1$.

При этом символы конкатенации " \parallel " и арифметического (A) сложения " $+$ " одновременно являются и обозначениями топологических операций соответственно параллельного и последовательного соединения элементов ПП-схем (свойство совместимости математических и топологических ЛА-моделей). Свойства и законы w -логики описаны в работах [24-28].

В [29] в w -логику введена обобщенно-мультипликативная инверсия

$$\bar{w} = \alpha w^{-1} = \alpha / w,$$

где $\alpha = \varphi(s)$ в общем случае есть заданная константная функция комплексной переменной s . При этом сохраняются все законы и свойства модели В.И. Шестакова, для которой $\alpha = 1$. Введение обобщенно-мультипликативной инверсии позволило расширить w -логику на обобщенно-дуальные электрические цепи.

Автором обнаружена дуально-сигнатурная взаимосвязь w -логики и аддитивно-мультипликативной (АМ) алгебры (АМА). Действительно, если в базовых операциях w -логики (7) арифметические символы (сигнатура) операций деления " $/$ ", умножения " \cdot " и сложения " $+$ " заменить соответственно на A -символы операций вычитания " $-$ ", сложения " $+$ " и умножения " \cdot " ($/, \cdot, + \xrightarrow{14} (-, +, \cdot)$), то в соответствии с (7) приходим к базовым операциям АМ-алгебры:

$$\begin{aligned}\bar{p}_i &= 1 - p_i, \quad Z = \vee(p_1, p_2) = p_1 \oplus p_2 = p_1 + p_2 - p_1 \cdot p_2, \\ Z_1 &= \wedge(p_1, p_2) = p_1 \cdot p_2.\end{aligned}\tag{10}$$

Здесь операции АМ-дизъюнкции (вероятностное сложение " \oplus "), АМ-конъюнкции (A -умножение " \cdot ") и аддитивной инверсии \bar{p}_i , так же как и в предыдущих случаях, связаны преобразованиями де Моргана:

$$\overline{p_1 \oplus p_2} = \bar{p}_1 \cdot \bar{p}_2, \quad \overline{p_1 \cdot p_2} = \bar{p}_1 \oplus \bar{p}_2.$$

В другой интерпретации базовые операции АМ-алгебры можно представить как частные реализации базовых операций комлементарной алгебры (2) (связь КА $\xrightarrow{18}$ АМА):

$$Z_1 = \wedge_{(p_1, \bar{p}_2)}(0, p_2) = \vee_{(p_1, \bar{p}_2)}(p_1, 0) = p_1 \cdot p_2, \quad (11)$$

$$Z_2 = \vee_{(p_1, \bar{p}_1)}(1, p_2) = \wedge_{(p_2, \bar{p}_2)}(p_1, 1) = p_1 \oplus p_2 = p_1 + p_2 - p_1 \cdot p_2, \quad (12)$$

где $\bar{p}_i = 1 - p_i$ (обозначения w_i заменены на p_i).

В общем случае в (10)–(12) и в суперпозиционных многоместных АМ-функциях переменные p_i , как и в w -функциях, являются действительными и (или) комплексными числами.

Свойства и законы АМ-алгебры и ее прикладные применения описаны в [30,31]. В частности, на единичном интервале $[0, 1]$ действительных чисел АМ-алгебра является логикой исчисления надежности по вероятности безотказной работы $P = P(p_1, \dots, p_n)$ изделий с независимыми отказами элементов E_i и с параллельно-последовательной структурной схемой надежности [32].

В качестве другого примера укажем на алгебру совести Лефевра-Шрейдера [31], в которой в качестве функции-аксиомы использована АМ-функция "импликация p_1 ":

$$Z = p_1 \oplus \bar{p}_2 = p_1 + \bar{p}_2 - p_1 \cdot \bar{p}_2 = 1 - p_1 + p_1 \cdot p_2 \in [0,1].$$

Множество двухзначных n -местных булевых функций $B(x_1, x_2, \dots, x_n)$ может быть преобразовано в соответствующий ему подкласс континуальных АМ-функций $Z(p_1, p_2, \dots, p_n)$ заменой в порождающих двоичных функциях операций булевых конъюнкций и дизъюнкций соответственно на операции А-умножения " \cdot " и вероятностного сложения " \oplus ", которое совместно с базовыми операциями АМ-алгебры образуют континуальную булеву алгебру: КБА = $\langle Z, 0, 1; \cdot, \oplus, \bar{\ } \rangle$ (ветвь АМА $\xrightarrow{15}$ КБА).

При назначении континуальным переменным k разрешенных уровней КБА вырождается в многозначную (k -значную) булеву алгебру (МБА), которая при $k = 2$ является классической двухзначной булевой алгеброй логики (БА).

Третья ветвь метасистемы. Порождающей для бинарных ($n = 2$) и n -арных операций арифметической алгебры (АА) являются реализации функции ВСС (1) $f(\mu, n)$ с единичными весовыми коэффициентами ($\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 1$) соответственно при $\mu=0$ (А-умножение) и $\mu=1$ (А-сложение):

$$f(0, n) = y_1^{\alpha_1} y_2^{\alpha_2} \dots y_n^{\alpha_n},$$

$$f(1, n) = \alpha_1 y_1 + \alpha_2 y_2 + \dots + \alpha_n y_n.$$

В другой интерпретации бинарные операции А-алгебры являются частными реализациями АСП:

$$Z_1 = \wedge_{(y_1,0)}(y_1, y_2) = y_1 y_2 = 0,5[y_1 + y_2 + y_1 y_2 - (y_1 + y_2 - y_1 y_2)]; \quad (13)$$

$$Z_2 = \vee_{(1,1)}(y_1, y_2) = y_1 + y_2 = 0,5[y_1 + y_2 + y_1 y_2 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)] \quad (14)$$

(связь АСП $\xrightarrow{19}$ АА).

A -алгебра приобретает формальные признаки алгебраических алгебр при введении закона спуска инверсии на переменные [33]:

$$\text{Inv}_n(y) = \text{Inv}_n(y_1 + y_2 + \dots + y_n) = \text{Inv}_1(y_1) + \text{Inv}_1(y_2) + \dots + \text{Inv}_1(y_n). \quad (15)$$

Здесь $\text{Inv}_n(y) = n - y$ является A -инверсией суммы $y = y_1 + y_2 + \dots + y_n$ чисел y_1, \dots, y_n , которая при $n = 1$ вырождается в булеву континуальную инверсию $\text{Inv}_1(y_i) = 1 - y_i = \bar{y}_i$.

Но введение A -инверсии не увеличивает содержательность и не расширяет функциональные и логические возможности A -алгебр.

Дальнейшее развитие A -алгебра получила в работах В.Л. Рвачева [34,35] (связь $AA \xrightarrow{20} RA$), который вместо аксиомы Архимеда, приводящей к бесконечному ряду натуральных чисел $N = 0, 1, 2, \dots, n, n + 1, \dots$, вводит аксиому существования наибольшего числа C . Для этого он вводит бинарные операции релятивистского вычитания и сложения:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 \ominus x_2 = \frac{x_1 - x_2}{1 - \alpha^2 x_1 x_2}, \\ z_2 &= x_1 \oplus x_2 = \frac{x_1 + x_2}{1 + \alpha^2 x_1 x_2}, \quad \alpha = \frac{1}{C}. \end{aligned} \quad (16)$$

Из наложенного требования выполнимости дистрибутивного закона $(x_1 \oplus x_2) \circ x_3 = (x_1 \circ x_3) \oplus (x_2 \circ x_3)$ в [32,33] определены релятивистские умножение $x_1 \circ x_2$ и деление $x_1 // x_2$.

В результате был получен релятивистский ряд чисел $\overset{\circ}{N} = 0, 1, \overset{\circ}{2}, \dots, \overset{\circ}{n}, \dots, C$, бесконечно стремящийся к наибольшему числу C .

В релятивистской алгебре (РА) (R -алгебра) выполняются все законы и свойства порождающей ее A -алгебры (свойство изоморфизма A - и R -алгебр).

Выводы и заключение. Последовательность алгебраических логик, входящих в основную ветвь ЛА-метасистемы, объединяют континуальную и дискретные области в едином элементном базисе реляторов [а.с. СССР 1251114, 1262531, 1270777, 1288723], [патенты РФ 2143730, 2149451, 2170456] – аналоговых логических элементов, воспроизводящих базовые операции АСП, КА, ПАВ, ИАВ, НЛ, БА и сопутствующие им функции [36-42].

Наиболее содержательной (в смысле разнообразия прикладных применений, функциональных, логических и выразительных возможностей) является имплицативная алгебра выбора. При этом в континуальной области различные по назначению прикладные применения ИАВ непрерывно расширяются [42, 43 и др.].

С развитием информационных технологий и систем искусственного интеллекта* логика, как наука, перестала быть чисто академической и решает уже прикладные интеллектуальные задачи как на программном, так и на аппаратно реализованных уровнях. Отсюда следует, что теория переводов и погружений одних логических систем в другие, позволяющая существенно прояснить взаимоотношения различных логических систем [45], перестала быть чисто теоретико-логической задачей, что наглядно проиллюстрировано здесь на примере ЛА-метаструктуры, порождаемой функцией ВСС.

Как видим, первая и вторая ветви ЛА-метасистемы замыкаются в двузначной области на булеву алгебру логики (БА). При этом наибольшее многообразие алгебраических логик и сопутствующих исчислений порождается имплективной алгеброй выбора (ИАВ) в континуальной области.

Выявленная структура взаимоотношений алгебраических алгебр обладает свойством обратимости. Здесь использован дедуктивный подход. В [46] для построения структуры взаимоотношений АЛ первой и второй ветвей использован индуктивный подход.

Следует указать на отечественный приоритет открытия в 1935 г. Виктором Ивановичем Шестаковым (1907-1987) логико-алгебраической модели двухполюсных электрических ПП-схем, которая при $w \in \{0, \infty\}$ вырождается в булеву алгебру логики. Первая публикация К. Шеннона (1916-2001) о применимости двузначной булевой алгебры логики для анализа и синтеза релейно-контактных двухполюсных схем появилась в 1938 г. [47].

В заключение процитируем слова П.Г.Л. Дирихле (1805—1859): "Задача математики – заменить идеи вычислениями" [48] и В.А. Смирнова (1931—1996): "Цель науки – создание типовых методов, позволяющих стандартным образом решать целые классы задач" [49].

Литература

1. Волгин Л.И. Свойства и структуры функций осреднения. Таллинн: АН Эстонии, 1992.– 72 с.
2. Волгин Л.И. Континуальные логики и предметные алгебры, порождаемые функцией взвешенных степенных средних // Информационные технологии.– 1999.– № 9. С. 2–10.
3. Волгин Л.И. Континуальные логико-алгебраические исчисления, совместимые с двузначной булевой алгеброй логики // Информационные технологии.– 2000.– № 8. С. 27–33.

* Это чисто американское вульгарно-рекламное название стало практически термином для обозначения целой отрасли в современной информатике [44].

4. Башляр Г. Новый рационализм.– М.: Прогресс, 1987.– 276 с.
5. Волгин Л.И. Континуальные алгебраические логики как направление развития концепции Г. Башляра // Реляторные, непрерывнологические и нейронные сети и модели: Труды международной конф. КЛИН–2001.– Ульяновск: УлГТУ, 2001.– Т. 2. С. 3–5.
6. Волгин Л.И. ЛА-метасистема алгебраических логик, порождаемых функцией взвешенных степенных средних // Научно-технический калейдоскоп. Сер. "Приборостроение, радиотехника и информационные технологии".– Ульяновск.– 2001.– № 2.– С. 5–14.
7. Волгин Л.И. Свойства и законы комплементарной алгебры // Известия АН ЭССР. Физика, математика.– 1988.– № 4.– С. 417–427.
8. Волгин Л.И. Комплементарная алгебра и предикатная алгебра выбора.– Ульяновск: УлГТУ, 1996.– 68 с.
9. Волгин Л.И. Векторная комплементарная алгебра и ее применения. Ульяновск: УлГТУ, 1996.– 52 с.
10. Волгин Л.И. Предикатная алгебра выбора и ее модификации // Опыт, результаты, проблемы: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей.– Таллинн: Валгус, 1986.– Вып. 4.– С. 64–104.
11. Мак Нотой Р. Теорема о бесконечнозначной логике: Теория и применение // Кибернетический сборник.– М.: Изд-во ИЛ, 1961.– Вып. 3.– С. 59–78.
12. Гинзбург С.А. Математическая непрерывная логика и изображение функций. М.: Энергия, 1968.– 136 с.
13. Левин В.И. Структурно-логические методы исследования сложных систем. М.: Наука, 1987.– 304 с.
14. Волгин Л.И., Левин В.И. Непрерывная логика и ее применения.– Таллинн: АН Эстонии, 1990.– 210 с.
15. Волгин Л.И. Непрерывная логика и ее схмотехнические применения. Ульяновск: УлГТУ, 1996.– 108 с.
16. Поспелов Д.А. Логические методы анализа и синтеза схем. М.: Энергия, 1968.– 228 с.
17. Косовский Н.К., Тишков А.В. Секвенциальное исчисление для сравнения противоречивых условий различной степени достоверности // Математические вопросы кибернетики: Сб. статей.– М.: Наука, 1998.– Вып. 7.– С. 213–226.
18. Волгин Л.И. Реляторные процессоры на основе графа Паскаля для адресно-ранговой индентификации, селекции и ранжирования аналоговых сигналов. Тольятти: Изд-во ПТИС, 2000.– 82 с.
19. Volgin L.I., Klimovsky A.B. The intellectualisation information-diagnostic system on the base of predicate option algebra and graph of Pascal // Interactive system: The problems of human-computer interaction: Proceeding of the international conference. Ulyanovsk: UISTU, 2001.– P. 64–66.

20. Дертоузос М. Пороговая логика.– М.: Мир, 1967.– 343 с.
21. Волгин Л.И. Единичные функции и сети на бинарных нейронах. Ульяновск: УлГТУ, 1996.– 57 с.
22. Волгин Л.И. Реляторные нейропроцессоры и коммутационно-логические преобразователи аналоговых сигналов с кодированием номером канала. Ульяновск: УлГТУ, 1996.– 74 с.
23. Бажанов В.А., Волгин Л.И. В.И. Шестаков и К. Шеннон: Разные судьбы творцов одной великой идеи // Прикладная философия и социология: Тр. междунар. конф. КЛИН–2001.– Ульяновск: УлГТУ, 2001. Т. 1.– С. 3–7.
24. Шестаков В.И. Некоторые математические методы конструирования и упрощения двухполюсных электрических схем класса А: Дисс... канд. физ.-мат. наук. М.: НИИФ МГУ, 1938.
25. Шестаков В.И. Алгебра двухполюсных схем, построенных исключительно из двухполюсников (алгебра Л-схем) // Журнал технической физики.– 1941.– № 6. С. 532–549.
26. Волгин Л.И. Логика исчисления иммитансов многоэлементных электрических двухполюсников.– Ульяновск: УлГТУ, 1998.– 24 с.
27. Волгин Л.И. Определение сопротивлений и проводимостей двухполюсников логико-алгебраическим методом // Электричество.– 1998.– № 7.– С. 64–69.
28. Волгин Л.И. Субдистрибутивный и супрадистрибутивный законы логики исчисления иммитансов электрических двухполюсников // Электричество.–2001.–№ 2.– С. 66–67.
29. Волгин Л.И. Логика иммитансов с обобщенно-мультипликативной инверсией // Проблемы и решения современной технологии: Сб. науч. тр. ПТИС.– Тольятти: Изд-во ПТИС, 2001.–Вып. 10.– С. 4–11.
30. Волгин Л.И. Представление функций двоичной булевой алгебры на плоскости комплексных чисел // Электронное моделирование.–1995.– № 4.–С. 3–10.
31. Волгин Л.И. АМ-алгебра и ее применения.–Ульяновск:УлГТУ, 1997.–52 с.
32. Волгин Л.И. Логические основы математической теории надежности. Ульяновск: УлГТУ, 1997.– 44 с.
33. Волгин Л.И. Логические свойства арифметической алгебры // V всесоюзный семинар "Нейроинформатика и ее приложения": Тез. докл. Красноярск: Изд-во КГТУ, 1997.– С. 38.
34. Рвачев В.Л. От специальной теории относительности к математике без аксиомы Архимеда и обратно//Радиотехника.–1995.–№ 1–2.–С.58-70;№ 6. С.39-48.
35. Рвачев В.Л. Исчисление для Вселенной // Успехи современной радиоэлектроники.– 1998.– №3.– С. 66–77.

36. Волгин Л.И. Элементный базис реляторной схемотехники. Тольятти: Изд-во ПТИС, 1999.– 70 с.

37. Волгин Л.И. Синтез устройств для обработки и преобразования информации в элементном базисе реляторов. Таллинн: Валгус, 1989.– 180 с.

38. Волгин Л.И. Реляторные генераторы и формирователи нелинейных функций. Ульяновск: УлГТУ, 1998.– 76 с.

39. Волгин Л.И. Применения комплементарной алгебры и предикатной алгебры выбора // Прикладная философия и социология: Тр. междунар. конф. КЛИН–2001.– Ульяновск: УлГТУ, 2001.– Т. 1.– С. 29–34.

40. Волгин Л.И. Элементный базис комплементарной алгебры: Комплементарный релятор // Проектирование и технология электронных средств. 2001.– № 1.– С. 10–11.

41. Волгин Л.И. Коммутационные реляторы для воспроизведения бинарных операций комплементарной алгебры и сопутствующих функций // Электротехника.– 2001.– № 5.– С. 51–54.

42. Демин А.А., Масленников В.В., Мефеденко М.В. Возможности реализации реляторных структур на новом аналоговом базовом матричном кристалле // Научно-технический калейдоскоп. Сер. "Приборостроение, радиотехника и информационные технологии".– Ульяновск.– 2001.– №2.– С.84–87.

43. Волгин Л.И. Век XX: Персональный библиографический указатель публикаций. Ульяновск: УлГТУ, 2000.– 114 с.

44. Непейвода Н.Н. Прикладная логика: Учеб. пос. Ижевск: Изд-во Удмуртского университета, 1997.– 385 с.

45. Карпенко А.С. Подструктурные логики: Гильбертовские исчисления // Смирновские чтения: 3-я международная конференция. М.: Институт философии РАН, 2001.– С. 36–38.

46. Волгин Л.И. Континуальные логико-алгебраические исчисления как основа информационных технологий в аналоговой области // Радіоелектроніка, Інформатика, Управління.– 2000.– № 2.– С. 34–38.

47. Бажанов В.А., Волгин Л.И. В.И. Шестаков и К. Шеннон: Судьба одной замечательной идеи // Научно-технический калейдоскоп. Сер. "Приборостроение, радиотехника и информационные технологии", 2001.– № 2.– С. 43-48.

48. Яглом И.М. Современная культура и компьютеры. Сер. "Математика, кибернетика".– М: Знание.– 1990.– № 11.– 48 с.

49. Смирнов В.А. Творчество, открытие и логические методы поиска доказательства // Природа научного открытия.– 1986.– С. 112.

50. Волгин Л.И. Алгебраические логики: элементы теории, взаимоотношения, реляторная схемотехника.– Ульяновск: УлГТУ, 2005.– 257 с.

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.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПА УСИЛЕНИЯ ДУАЛЬНОГО СИГНАЛА

Л. И. Волгин, В. В. Филаретов

Уточнена связь принципа усиления дуального сигнала с основным уравнением обратной связи.

Задача повышения качества замкнутых электрических цепей с отрицательной обратной связью (ОС) сводится преимущественно к уменьшению погрешности статизма γ при изменении параметров цепи ОС. Каноническая форма записи передаточной функции усилителя с ОС [1] имеет следующий вид

$$S = \frac{X_i}{X} = \frac{\alpha \nu K}{1 + K\beta} = S_0(1 + \gamma), \quad (1)$$

где X и X_i – входная и выходная величины цепи; α – коэффициент передачи входного сигнала от входа цепи к входу усилителя; ν – коэффициент передачи сигнала с выхода усилителя на выход цепи; $\alpha\nu = \mu$ – коэффициент пассивной передачи; K – коэффициент передачи (усиления) усилителя; β – коэффициент передачи выходного сигнала усилителя к его входу (коэффициент ОС); $S_0 = \alpha\nu/\beta$; $\gamma = -1/(1+k\beta)$. Из выражения (1) следует, что единственным средством повышения стабильности цепи с отрицательной ОС и уменьшения погрешности статизма является увеличение коэффициента усиления K усилителя.

В работах [2–7] указывается на «информационную ограниченность канонической формы записи основного уравнения обратной связи» [6, с.74] и предлагается другая возможность повышения стабильности и уменьшения погрешности статизма замкнутых цепей с отрицательной ОС,

которая состоит в использовании принципа усиления дуального сигнала. Этот принцип формулируется Л.И.Волгиным следующим образом: минимальная погрешность статизма замкнутой цепи с отрицательной ОС обеспечивается, когда входная X и выходная X_i величины цепи (напряжение, ток) являются соответственно дуальными по отношению к входной и выходной величинам усилителя (ток, напряжение), на базе которого построена данная замкнутая цепь. Таким образом, тип усилителя должен быть дуальным по отношению к типу замкнутой цепи. По отношению к потенциальным, токовым, импедансным и адмитансным цепям дуальными являются усилители тока, напряжения, проводимости и сопротивления соответственно.

Для доказательства этого утверждения в работах [6,7] используется переход от идеальных усилителей сигнала к усилителям с конечными входным R и выходным r сопротивлением, коэффициенты передачи которых связаны известными соотношениями:

$$K^U = rK^I / R = rK^Y = K^Z / R, \quad (2)$$

$$K^I = RK^Y = K^Z / r = RK^U / r, \quad (3)$$

$$K^Y = K^Z / rR = K^U / r = K^I / R, \quad (4)$$

$$K^Z = RK^U = rK^I = rRK^Y. \quad (5)$$

Далее предлагаются для рассмотрения четыре варианта построения электрической цепи в зависимости от типа использованного усилителя:

1) входные и выходные величины цепи и усилителя являются однородными, то есть тип цепи соответствует типу усилителя;

2) входные величины цепи и усилителя являются однородными, а выходные величины усилителя и цепи являются дуальными (неоднородными), то есть цепь и усилитель являются дуальными по выходу;

3) входные величины цепи и усилителя являются дуальными, а выходные величины усилителя и цепи являются однородными, то есть цепь и усилитель являются дуальными по входу;

4) входные и выходные величины цепи и усилителя являются попарно дуальными, то есть вид цепи и тип усилителя являются дуальными.

Например, случай, когда выражение (1) определяет коэффициент передачи потенциальной цепи ($S=S_U$), построенной на базе усилителя напряжения ($K=K^U$, $\mu = \alpha^U \nu^U$), соответствует первому варианту. Подставляя в (1) вместо $K=K^U$ его значения из (2), получаем [2]

$$S_U = \frac{\alpha^U \nu^U K^U}{1 + K^U \beta^U} = \frac{\alpha^U \nu^U K^Y}{1/r + K^Y \beta^U} = \frac{\alpha^U \nu^U K^Z}{R + K^Z \beta^U} = \frac{\alpha^U \nu^U K^I}{R/r + K^I \beta^U}. \quad (6)$$

Второе равенство в (6) показывает, что при использовании в потенциальной цепи с отрицательной ОС усилителя проводимости вместо усилителя напряжения (дуальность по выходу) средством уменьшения погрешности статизма наряду с увеличением K^Y является также и увеличение выходного сопротивления усилителя проводимости. Из третьего равенства в (6) следует, что при использовании в потенциальной цепи с отрицательной ОС усилителя сопротивления (дуальность по входу) средством уменьшения погрешности статизма наряду с увеличением K^Z является также и уменьшение входного сопротивления усилителя сопротивления. Четвертое равенство в (6) означает, что при использовании в потенциальной цепи с отрицательной ОС усилителя тока (вид цепи и тип усилителя являются дуальными) уменьшение погрешности статизма достигается не только при увеличении K^I , но и при уменьшении входного сопротивления, а также увеличении выходного сопротивления усилителя тока.

Аналогичным образом из выражения (1) с учетом выражений (3)–(5) получаются выражения для коэффициентов передачи токовых, адмитансных и импедансных цепей, подобные выражению (6) [6,7]. Обратим внимание на следующее обстоятельство. Выражение (1) справедливо для цепей с ОС, у которых коэффициент передачи входного сигнала X через внешнюю (относительно усилителя цепь) к выходу цепи равен нулю ($\lambda=0$). В противном случае следует пользоваться более общим выражением [7, с.39]

$$S = \frac{X_i}{X} = \frac{\alpha v K}{1 + K\beta} + \lambda. \quad (7)$$

В каком случае коэффициент λ отличен от нуля? Например, в том, когда усилитель напряжения имеет выходное сопротивление, не равное нулю, то есть в случае использования неидеального усилителя. Таким образом, совместно с формулами (2)–(5) следовало бы использовать не «основное уравнение обратной связи», а более общее выражение (7). Разумеется, с увеличением коэффициента усиления K выражение (7) асимптотически стремится к выражению (1), но при этом теряет смысл компенсация погрешности статизма за счет учета каких-либо дополнительных возможностей, отличных от увеличения K . Более того, увеличение качества операционных усилителей через увеличение усиления сопряжено с увеличением их входного и уменьшением выходного сопротивлений, то есть механизм уменьшения погрешности статизма един – использование в измерительных цепях усилителей, как можно более близких к идеальным.

Использование выражений (6) и им подобных [6,7] требует от разработчика измерительной аппаратуры известной осторожности, и

требует рассмотрения в каждом конкретном случае всех четырех вариантов построения электрической цепи в зависимости от типа использованного усилителя. Однако вариант построения цепи в соответствии с принципом усиления дуального сигнала во многих случаях является предпочтительным, что подтверждено экспериментами [2,3,5]. Достаточно, отметить практический пример, когда использование усилителя тока вместо усилителя напряжения позволяет полностью исключить методическую погрешность ненагруженного операционного преобразователя [6, с.79].

Вывод

Принцип усиления дуального сигнала как инструмент синтеза активных электрических цепей с низкой методической погрешностью требует дополнительных исследований для установления границ его эффективного использования.

Литература

1. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью.– М.: Изд-во иностр. лит., 1948.– 642 с.
2. Волгин Л.И. Операционные преобразователи с компенсацией методической погрешности // Вопросы теории и проектирования преобразователей информации.– Киев: Знание, 1974.
3. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи с компенсацией методической погрешности // Измерения, контроль, автоматизация.– М.: ИНФОРМПРИБОР, 1975.– Вып. 2(4).– С. 29–37.
4. Волгин Л.И. О принципе усиления дуального сигнала // Радиотехника.– 1977.– № 8.– С. 58–61.
5. Волгин Л.И. Принцип усиления дуального сигнала и его применение для уменьшения погрешности усилительных устройств, построенных на интегральных усилителях // Линейные интегральные схемы и их применение в приборостроении и промышленной автоматике: Тез. докл. Всесоюз. конф.– Л.: НТОПРИБОРПРОМ, 1977.– С. 68–69.
6. Волгин Л.И. Топологические преобразования электрических цепей.– Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1982.– 108 с.
7. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств.– Тольятти: Изд-во Поволжского технологического ин-та сервиса.–2000.– 173 с.

СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ МЕТОДОМ СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКОЙ РЕДУКЦИИ

В. Е. Вольнов, С. А. Курганов, В. В. Филаретов

Интерес к символьным выражениям в теории цепей традиционен, поскольку только они позволяют исследовать общие свойства цепей, наглядно представить функционирование системы и провести эффективно параметрический синтез цепи. Однако возможность автоматизированного получения символьных выражений для реальных электрических цепей появилась совсем недавно. «В наше время показателем интеллектуальной мощи компьютеров стали новейшие программные системы символьной математики или компьютерной алгебры» [1]. Но и они не в состоянии получить символьные выражения для откликов или искомым параметров (при символьной диагностике [2]) сложных электрических систем и сетей [3].

Для этого разрабатываются специализированные символьные методы и алгоритмы. Так, наиболее эффективный диакоптический метод двоичных векторов (МДВ) [4] позволяет получить символьное выражение для электрической цепи в двух формах: 1) в виде единого выражения; 2) в виде последовательности подвыражений. Эксперименты с программами CIRSYM, CIRSYMD и SECIRSYM показали, что единое выражение обладает большей точностью, но его вычислительная сложность многократно превышает сложность соответствующей последовательности подвыражений [5]. Последовательность подвыражений формируется путем иерархического объединения подсхем, характеризуемых схемными минорами (схемными дополнениями). Символьное выражение представляется в этом случае в виде последовательности подвыражений. Недостатком МДВ является прогрессирующий рост числа миноров при увеличении количества полюсов у подсхем (табл. 1) [4]. Поэтому с помощью МДВ нельзя получить символьные выражения для электрических цепей с подсхемами, имеющими большое число полюсов (7...10 и более). Такие подсхемы характерны, например, для трехфазных электрических систем и сетей.

Для описания многополюсников в таких системах целесообразно использовать классические системы первичных параметров Y, Z, H, F, A, B [6], количество которых значительно меньше и оно растет медленнее, чем количество схемных миноров. Неслучайно эти системы параметров широко используются в диакоптических методах на основе неавтономных [7, 8] и автономных многополюсников – многомерных эквивалентных генераторов [9].

Таблица 1

Число схемных миноров и первичных параметров для неавтономных подсхем

Число полюсов	3	4	5	6	7	8	9	10
Число миноров	6	20	70	252	924	3432	12870	48620
Число первичных параметров	4	9	16	25	36	49	64	81

На основе Y -параметров в [7] предложено аналитическое решение задачи диакоптического анализа электронных цепей методом редукции внутренних узлов подсхем. Решение состоит в разбиении схемы на неавтономные многополюсники, нахождении их Y -параметров с помощью многократных алгебраических дополнений, построении обобщенным методом узловых напряжений системы узловых символьных уравнений сокращенной размерности и решении ее уже упомянутым методом алгебраических дополнений. Результат решения для искомой схемной функции получается в виде последовательности символьных подвыражений.

Недостатками этого метода являются: ограничение на тип элементов – допустимы только Y -элементы; появление дублирующих слагаемых с противоположными знаками, что является следствием применения матриц и операций с ними; отсутствие процесса иерархической редукции не позволяет анализировать сложные схемы.

Для устранения отмеченных недостатков предлагается использовать редукцию не на основе матриц, а на основе схемно-алгебраических формул многополюсников [10], что позволяет распространить рассматриваемый метод на произвольные линейные элементы и избежать появления одинаковых слагаемых с противоположными знаками. Процесс схемно-алгебраической редукции (САР) следует сделать иерархическим, используя попарное объединение подсхем как в [4], что снижает существенно сложность одновременно решаемой задачи.

При наличии большого числа независимых источников целесообразно использовать на уровне подсхем неявный принцип наложения [11], который позволяет перейти от множества схемных функций по явному методу наложения к построению одной схемной функции. Если независимые источники имеются в нескольких подсхемах, то для анализа такой схемы следует применять комбинированный явно-неявный принцип наложения воздействий.

В последнем случае для каждой из подсхем в отдельности используется неявный метод наложения с единичным источником [11], который заключается в замене всех независимых источников управляемыми источниками (УИ). Эти источники управляются напряжением введенного в схему разомкнутого (замкнутого) единичного источника напряжения (тока). В результате такой замены число независимых источников в цепи сокращается до одного заземленного источника, и уменьшается многократно в соответствии с табл. 1 число параметров, характеризующих подсхему.

Для схемы в целом используется явный принцип наложения, но уже для сокращенного числа источников. Поскольку введение в подсхему нескольких УИ практически не влияет на объем вычислений, то при использовании явно-неявного принципа наложения вычислительные затраты сокращаются приблизительно в число раз, равное отношению общего количества независимых источников к числу автономных подсхем. Соответственно уменьшается объем формируемых символьных выражений.

Перечисленные положения и принципы схемно-алгебраической редукции реализованы в программе REDSYM (автор В.В.Филаретов). Они позволяют обеспечить символьный анализ электрических систем и сетей.

Тестирование этой программы проведем на компьютере Пентиум-4 с процессором AMD Duron 1.1 ГГц. Для сравнения взяты результаты наиболее эффективной диакоптической программы, использующей МДВ [4]. В качестве тестовых примеров выбраны три известные схемы: полосовой фильтр (ПФ) [12], избирательный усилитель (ИУ) [13], операционный усилитель (ОУ) $\mu A741$. Четвертая схема – трехфазная электроэнергетическая система (ЭС) [3] – символьное тестирование ранее не проходила. Здесь исследуется ее произвольный несимметричный режим. Отметим, что в частном случае короткого замыкания (КЗ) одной из фаз системы с симметричными параметрами символьное выражение тока КЗ численно соответствует известному результату [3].

Рассматриваемая ЭС представлена на рис. 1. Она содержит 12 независимых источников (на схеме не показаны), которые сгруппированы по три элемента в каждом из четырех синхронных генераторов (СГ). Генераторы находятся в блоках 1, 3, 4 и 6. В этих блоках кроме СГ имеются трехфазные трансформаторы. Блоки 2, 5 – это линии передачи электроэнергии. Для анализа ЭС используется явно-неявный принцип наложения. Применение этого принципа здесь обязательно, поскольку явный принцип наложения в сочетании с МДВ не позволяет получить символьную формулу из-за слишком больших вычислительных затрат. Результат применения неявного принципа наложения отражен на рис. 1 сокращением числа генераторных полюсов у неавтономных подсхем 1, 3, 4

и 6 с 18-ти [3] до 4-х, последние обозначены на схеме порядковыми номерами от 1-го до 4-х.

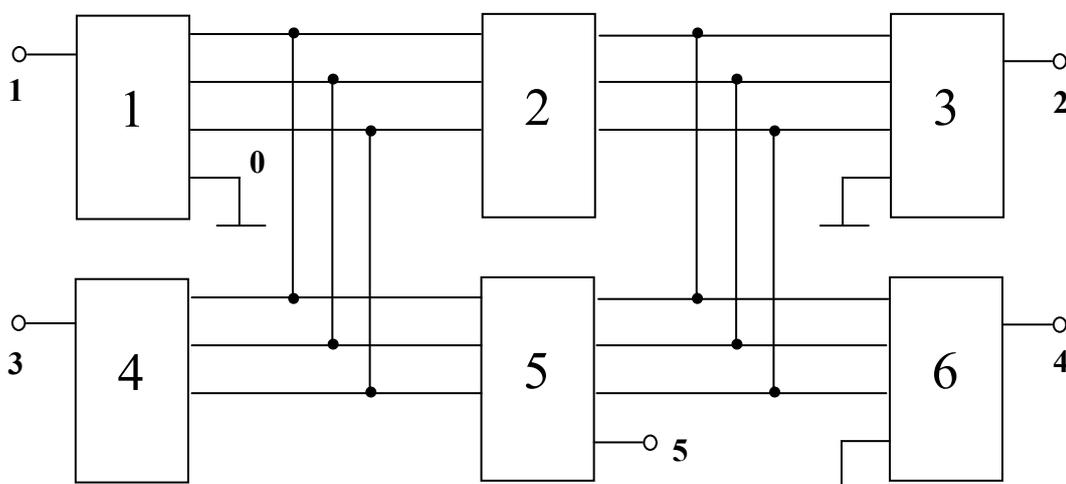


Рис. 1. Структурная схема энергетической системы

Сложность рассматриваемых схем оценивается в табл. 2 количеством двухполюсных элементов – ДП и управляемых источников. Как видно из табл. 2, программа по методу САР формирует выражения, содержащие по сравнению с МДВ меньше трудоемких операций умножения и деления. Причем эффект тем больше, чем больше полюсов содержат подсхемы. Так для ЭС, подсхемы которой содержат число полюсов от 4-х до 8-ми, число трудоемких операций по методу САР в 8 раз меньше, чем по МДВ. Соответствующие затраты времени по методу схемно-алгебраической редукции в 120 раз меньше, чем по МДВ.

Существенное влияние на вычислительные затраты оказывает порядок объединения подсхем. Для уменьшения этих затрат порядок объединения подсхем в соответствии с табл. 1 должен быть такой, чтобы образующиеся при этом подсхемы имели наименьшее число полюсов.

Проиллюстрируем это на примере энергетической системы при одном работающем синхронном генераторе, при этом остальные СГ нейтрализованы. В этом случае в структурной схеме на рис. 1 останется только три внешних полюса 1, 5 и 0, все остальные полюсы окажутся внутренними для соответствующих подсхем. Следует обратить внимание, что работающий генератор, находящийся в блоке 1, имеет только один полюс для подключения трехфазного источника вместо четырех. Это обеспечивается, как уже отмечалось, за счет применения неявного метода единичного источника [11]. Единичный источник подключается к полюсам 1 и 0, его напряжение является управляющим для трех зависимых источников, находящихся в блоке 1 и реализующих трехфазный источник

СГ. Сокращение числа полюсов у первой подсхемы с 8-ми до 5-ти уменьшает в 3 раза по табл. 1 число ее первичных параметров.

Таблица 2
Сравнение вычислительной эффективности
метода схемно-алгебраической редукции и МДВ

Схема	Сложность схемы		Метод двоичных векторов МДВ+НПН				Метод схемно- алгебраической редукции			
	ДП	УИ (НУИ) +НИ	*	+	=	t	*	+	=	t
			/	-			/	-		
ПФ	44	(13)+1	266 1	156 97	116	23 с	79 26	34 26	85	21 с
ИУ	84	9+1	3327 36	2363 558	647	28 с	1326 264	1022 257	341	11 с
ОУ	191	26+1	1882 116	2240 98	642	20 с	1329 620	1417 138	808	12 с
ЭС	32	54+1	110324 4	62664 42645	22118	2 ч	13984 1033	9086 2721	1197	54 с

Для указанной схемы ЭС рассмотрим 2 порядка объединения подсхем. Каждый из этих порядков объединения проиллюстрирован на рис. 2а,б с помощью деревьев объединения. Узлами этих деревьев являются подсхемы с соответствующими номерами. Объединение в каждом из деревьев осуществляется в направлении слева направо и снизу вверх. Например, при объединении подсхем 1 и 2 образуется подсхема 7.

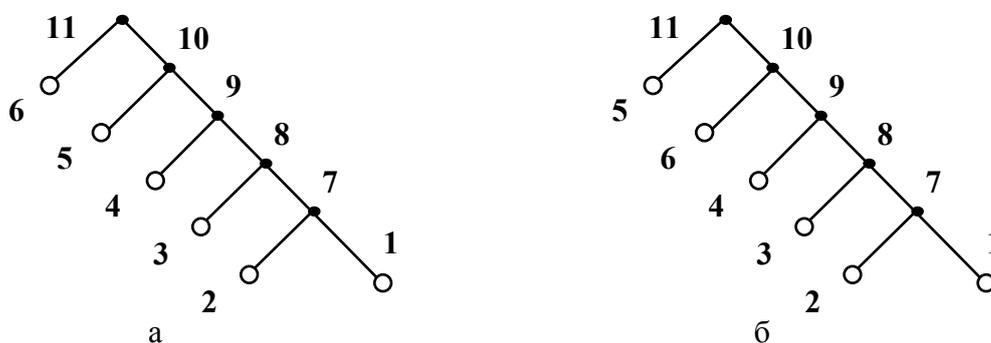


Рис. 2. Деревья объединения подсхем при первом (а) и втором (б) рассматриваемых порядках объединения

Первый рассматриваемый порядок объединения подсхем на рис. 2,а дает по программе REDSYM символьное выражение для отклика системы с числом операций умножения 3482, деления 264, сложения 2368, вычитания 650 и присвоения 305. Второй порядок объединения на рис. 2,б – 20320, 283, 23564, 3740 и 324 операции соответственно. Видно, что число трудоемких операций умножения для первого порядка объединения подсхем почти в 6 раз меньше, чем для второго порядка при одновременном сокращении числа других операций. Такое значительное уменьшение объема формулы объясняется тем, что образующиеся новые подсхемы 7, 8, 9, 10 и 11 при первом порядке объединения имеют число полюсов 8, 8, 8, 5 и 3 соответственно, а при втором порядке 10-я подсхема содержит на 3 полюса больше при сохранении числа полюсов у остальных подсхем. Это, как уже отмечалось, приводит по табл. 1 к возрастанию в 3 раза числа первичных параметров у этой подсхемы.

Представляет интерес тестирование программы на типичных контурных сетях [14]. Приведем в табл. 2 для сравнения число деревьев, как показатель сложности схемы, и число умножений в символьных выражениях, как показатель сложности выражений, полученных с помощью программы REDSYM. Как число деревьев, так и число умножений округлены до двух значащих цифр.

Из таблицы видно, что при увеличении схемы на один узел число умножений в формуле по REDSYM увеличивается не более, чем на порядок, а рост числа деревьев составляет при этом до 10-ти порядков. Таким образом, метод схемно-алгебраической редукции позволяет формировать символьные выражения, сложность которых растет значительно медленнее, чем топологическая сложность соответствующих цепей.

Таблица 2

Сравнение числа деревьев электрических сетей и числа умножений в символьных выражениях, полученных по программе REDSYM

№ сети	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Число узлов	6	9	16	25	36	49	64	81	100	121	144
Число контуров	2	4	9	16	25	36	49	64	81	100	121
Число деревьев	15	192	$1.0 \cdot 10^5$	$5.6 \cdot 10^8$	$3.2 \cdot 10^{13}$	$2.0 \cdot 10^{19}$	$1.3 \cdot 10^{27}$	$8.3 \cdot 10^{33}$	$5.7 \cdot 10^{42}$	$4.0 \cdot 10^{52}$	$3.0 \cdot 10^{63}$
Число умножений	2	24	193	$1.9 \cdot 10^3$	$1.2 \cdot 10^4$	$3.4 \cdot 10^4$	$1.4 \cdot 10^5$	$4.9 \cdot 10^5$	$8.7 \cdot 10^5$	$2.7 \cdot 10^6$	$4.8 \cdot 10^6$

Выводы

1. Метод схемно-алгебраической редукции по сравнению с методом двоичных векторов многократно сокращает вычислительные затраты и объем формируемых символьных выражений для электрических цепей, содержащих подсхемы с большим числом полюсов (7...10 и более). Это позволяет выполнять символьный анализ электронных цепей и электрических систем, содержащих десятки-сотни узлов и элементов.

2. Применение в диакоптическом методе схемно-алгебраической редукции явно-неявного принципа наложения позволяет сократить вычислительные затраты по сравнению с традиционным принципом наложения в число раз, равное отношению общего количества независимых источников к числу автономных подсхем, что приводит к уменьшению объема формируемых символьных выражений.

Литература

1. Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5.– М.: Солон, 1998.– 399 с.
2. Курганов С. А. Символьный подход к решению задачи диагностики электрических цепей // Электричество.– 2002.– № 8.– С. 49–52.
3. Шакиров М.А. Системные схемы замещения трехфазных машин и их применение для расчета несимметричных режимов электрических систем // Электротехника. – 2003. – №3.– С. 26–35.
4. Филаретов В. В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // Электричество.– 2001.– № 8.– С. 33–42.
5. 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. международ. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 27–30.
6. Попов В.П. Основы теории цепей.– М.: Высш. шк.– 1998.– 575 с.
7. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.- Киев: ГИТЛ УССР.– 1963.– 199 с.
8. Адонц Г.Т. Многополюсник.– Ереван: Изд.АН Арм. ССР.– 1965.– 467 с.
9. Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей.– Л.: ЛГУ.– 1980.– 250 с.
10. 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.

11. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество.– 2005.– № 1.– С. 33–43.

12. Starzyk J.A., Konczykowska A. Flowgraph analysis of large electronic networks // IEEE Transactions on circuits and systems.– 1986.– Vol. CAS-33, N 3.– P. 302–315.

13. Лаксберг Э.А. Частотный анализ линейных электронных схем с помощью ЭЦВМ на основе у-матрицы // Автоматизация проектирования в электронике.– Киев.– 1973.– Вып. 8.– С.22– 32.

14. Крон Г. Тензорный анализ сетей.– М.: Сов. Радио.– 1978.– 720 с.

Valery Volnov (Валерий Евгеньевич Вольнов) – system administrator of Cathedral Television, Christchurch, New Zealand, vovalyst@mail.ru.

РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ ИНТЕРНЕТ-САЙТА «СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ»

К. С. Горшков

Постановка задачи

Целью создания интернет-проекта «Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis» (далее по тексту «SCAD»), является информационная поддержка программных продуктов CIRSYMD, CIRMUL и SCAD, разработанных В.В. Филаретовым и Р.И. Березуевым, а также популяризация положенного в основу программных продуктов метода схемных определителей. Интернет-проект «SCAD» должен обладать следующими характеристиками: 1) небольшим объёмом отдельных страниц, для достижения как можно большей скорости их загрузки; 2) простотой и наглядностью дизайна; 3) чёткой и логичной внутренней структурой; 4) наличием системы интуитивных подсказок; 5) соответствовать элементарным эстетическим требованиям.

Теоретические основы

Везде существуют свои стандарты. Известные 90-60-90 – стандарт красоты, оценки и баллы – стандарт знаний. Существуют стандарты и для сайтов. Вот только продиктованы они не чьей-то прихотью или субъективным мнением, а суровой действительностью и проведенными исследованиями. Без сомнения, хороший сайт начинается с идеи и структуры. Как в экономике существует три главных вопроса: что, как и для кого производить, так и до создания собственного ресурса необходимо определить, о чем он будет рассказывать, для кого и каким образом.

Последний вопрос касается структуры разделов. Пользователь, попав на первую страницу, должен четко представить, где и что ему искать. Поэтому необходимо упрощать структуру настолько это возможно. Чем проще, тем лучше и для разработчика, и для конечного пользователя.

Как книга начинается с обложки, так и сайт – с домашней (начальной) страницы. Но если заголовок произведения и автор еще могут привлечь покупателя в книжной лавке, то подобная «полупустая» начальная страница, размещенная в Интернете, – нет. Необходимо чем-то привлечь посетителя и подтолкнуть его к знакомству с другими разделами. Выделяются три основных направления организации начальной страницы.

В первом случае основное внимание уделяется дизайну и использованию современных технологий. Такая страница похожа на яркую обложку глянцевого журнала и привлекает внимание, если, конечно, в настройках браузера не отключено отображение графики. Большинство дизайнерских студий воспринимают домашнюю страницу исключительно как потенциальное произведение искусства и в основном занимаются ее внешним видом. Однако необходимо помнить, что главное на сайте все же информация и ее организация. Посетитель вряд ли будет часами наслаждаться дизайном, он все-таки захочет посмотреть другие разделы.

Второе направление условно можно назвать «указателем на дорожной развилке». В этом случае главную роль играет направление пользователя в нужный ему раздел. Страница перегружена всевозможными указателями и гиперссылками. Иногда на начальной странице можно встретить анонсы интересных материалов, последние новости и поступления. Все это может привлечь пользователя, если информация обновляется не реже одного раза в неделю, а лучше чаще.

В третьем случае домашняя страничка напоминает рекламный буклет – яркий, с множеством предложений типа «здесь и сейчас». Стратегия ясна, но при большом объеме рекламы ресурс может стать слишком навязчивым, агрессивным, что снизит его популярность. Не многим нравится платить за «рекламный» трафик.

Другой немаловажный вопрос – скорость загрузки начальной страницы. В Интернете много сайтов, документы которых весят сотни килобайт и даже мегабайт. Трудно представить, что, обладая даже выделенной линией, человек решится их посетить или долго задержаться на сайте. Но в другом случае, стремясь к минимизации размера страницы, разработчики получают скромный дизайн при тусклой графике. Где находится золотая середина? Согласно исследованиям западных ученых Якоба Нильсена и Мари Тахир, оптимальный размер страницы 50 Кб. Даже в случае плохой связи такой документ будет грузиться 10–15 секунд. В случае выделенного канала страница появится почти мгновенно.

При оформлении всего ресурса ключевую роль играет создание начальной страницы. Именно этот документ пользователь увидит первым

и именно здесь он, скорее всего, решит, заслуживает сайт его внимания или нет. Принципиальный вопрос при создании начальной страницы – разрешение экрана посетителя. У всех оно разное, хотя принято считать, что наиболее распространенное 800x600 пикселей. Именно к такому разрешению оптимизируют свои страницы большинство веб-дизайнеров. Эта так называемая «жесткая» структура. «Гибкая» структура означает, что специальная программа перед загрузкой страницы определит разрешение экрана посетителя и в соответствии с этим «спрячет» или «добавит» отображения части элементов. Определить разрешение экрана позволяет, к примеру, язык Java Script. Правда, процесс создания «гибкой» структуры очень трудоемкий и поэтому редко используется. В любом случае рекомендуют оптимизировать начальную страницу к разрешению 800x600 пикселей. Это значит, что при данном разрешении ваша страница отображается полностью, без вертикальных полос прокруток. Горизонтальных полос прокрутки внизу экрана лучше избегать при любом разрешении. Однако они встречаются в Интернете, хотя и крайне редко.

Большое значение имеет одинаковое стилевое оформление страниц. Такие элементы, как заголовок, логотип, навигация, а также цветовая гамма должны дублироваться на всех страницах с незначительными изменениями. Важно использовать одни и те же шрифты, начертание и размер для основного текста, гиперссылок и выделения основной информации. Лучшее средство решения проблемы – использование каскадных таблиц стилей CSS. Они позволяют в пределах одного ресурса стандартизировать оформление основных элементов: шрифта, таблиц, форм и много другого. По желанию можно создать отдельный css-файл с описанием стилей и подключать его к каждой странице. Внося изменение только в один файл, вы сможете изменить отображение элемента сразу на всех страницах.

Тип и размер шрифта играют важную роль при чтении текста. Шрифт бывает с засечками (маленькие черточки на концах символа) и без таковых. Буквы с засечками смотрятся лучше, их легче читать, так как глаз «цепляется» за границы символов. Однако на устаревших типах мониторов засечки могут плохо отображаться, поэтому рекомендуется использовать шрифт без засечек, к примеру, Verdana или Arial. При достаточно крупном размере букв лучше использовать буквы с засечками, к примеру, Times New Roman. Рекомендуемый размер шрифта – 12 пунктов. Этот параметр задается в css-файле. Мелкий шрифт в восемь пунктов используют для размещения менее важной информации. Заголовки на сайте лучше делать крупнее основного текста или выделять жирным шрифтом. Иногда рекомендуют не использовать фиксированный размер основного шрифта, чтобы пользователь мог изменять его в большую или меньшую сторону в настройках браузера (меню Вид - Размер шрифта).

Практическое исполнение

Начальная страница Интернет-сайта SCAD представлена на рис. 1. Интернет-проект «SCAD» разработан в программной среде HTML-редактора FrontPage 2000, входящего в пакет офисных приложений «Office 2000» фирмы MicroSoft, с использованием графического редактора «Adobe Photoshop 7» фирмы Adobe.

Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis

Проект цикла ТОЭ Ульяновского Государственного Технического Университета

**СИМВОЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ
ПРОГРАММ CIRSYMD и SCAD**

Программа CIRSYMD предназначена для получения символьных выражений для напряжений, токов, параметров произвольной линейной инвариантной во времени электрической цепи с сосредоточенными параметрами в виде отношения двух вложенных выражений. Параметры всех элементов схемы представляются в символьной форме. Вычислительная сложность выражений минимизируется для достижения некоторого оптимального числа операций и символов.

Программа CIRSYMD написана *В. В. Филаретовым* на языке Си и работает с текстовыми файлами формата ASCII, что позволяет легко переносить и использовать ее на любом IBM-совместимом персональном компьютере. Файл конфигурации программы CIRSYMD носит имя SETUP.SYM.

Программа SCAD.exe предоставляет удобный пользовательский интерфейс для построения sig-файлов по изображению схем. Распространяется бесплатно. Работает под ОС Windows 95/98/2000/XP, занимает места на диске менее 1Мб. Должна применяться во взаимодействии с программами CIRSYMD.exe и CALCSYM.exe. Программа SCAD.exe автоматизирует формирование sig-файла и вывод в окно программы файлов out и csc, а также отображает на редактируемой схеме результаты csc-файла. Графический интерфейс к программе SCAD разработан и реализован *Р.И.Березуевым* на Delphi7.

[Скачать архив программы \(709кб\)](#)

Содержание:

- [О проекте](#)
- [Преимущества метода](#)
- [Принцип работы с CIRSYMD](#)
- [Принцип работы с SCAD](#)
- [Принцип работы с CIRMUL](#)
- [Авторы](#)

Made in USSR

Рис. 1. Начальная страница Интернет-сайта SCAD

Структура интернет-проекта «SCAD» включает в себя 27 html-страниц и состоит из следующих взаимосвязанных разделов: 1) «О проекте» (домашняя страница): предоставляет посетителю страницы общую информацию о проекте»; 2) «Преимущества метода»: дают пользователю возможность убедиться в безусловных преимуществах метода схемных определителей, одного из самых эффективных методов символьного анализа и диагностики сложных линейных электрических цепей; 3) «Принцип работы с CIRSYMD» – информация о работе с программой CIRSYMD; 4) «Принцип работы со SCAD» – информация о работе с программой SCAD; 5) «Принцип работы с CIRMUL» – информация о работе с программой CIRMUL; 6) «Авторы» – даётся краткая информация об авторах и о способах контакта с ними посредством электронной почты.

Все гиперссылки, снабжены интерактивными подсказками, всплывающими при наведении на гиперссылку курсора мыши. Та же операция реализована также и в отношении размещённых на сайте рисунков. Таким образом, структура интернет-проекта «SCAD» является чёткой и логичной, удобной для навигации и доступной даже для начинающих пользователей сети Internet, что соответствует заданным требованиям.

Домашняя страница интернет-проекта «SCAD» имеет объём 14 килобайт и загружается на экран в течении примерно пяти секунд при средней скорости подключения пользователя к сети 28.8 кб/с. Критический порог объёма в 50 кб превышают всего 3 страницы из 27. Таким образом, цель обеспечения скоростной работой с сайтом в условиях нестабильных и ненадёжных систем российских телекоммуникаций можно считать достигнутой.

При разработке сайта был учтен опыт создания аналогичных специализированных сайтов [5,6]. На сайте SCAD размещается и безвозмездно передается самая последняя версия системы, причем не демонстративная, а полная, принимаются рекламации от пользователей. Для оказания консультаций пользователям системы организован форум, в котором могут принять участие, обменяться мнениями и высказать свои замечания все желающие. Такие «конференции в сети» позволяют пользователям быстрее освоить работу со SCAD, а разработчикам – генерировать новые идеи по совершенствованию системы. Интернет-проект «SCAD» опубликован по адресу <http://lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm> и является частью информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск».

Литература

1. Домашняя страница Александра Страшко (<http://www.allbest.ru/catalog/x7/x166522.html>).

2. Soft For Free: Статьи о софте, программах и Интернет (<http://www.softforfree.com/articles>)
3. Официальный сайт Ульяновского государственного технического университета (<http://ulstu.ru>)
4. Старков К. Учебник по FrontPage 2000.– М.: Изд-во «Наука», 2002.– 600 с.
5. Rodanski B.S. Symbolic circuit analysis // <http://www.eng.uts.edu.au/~benr/symbolic/>.
6. Смирнов В.С., Филин В.А. Программа моделирования электрических цепей FASTMEAN // www.fastmean.ru.



Горшков Константин Сергеевич – Web-дизайнер, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск», студент радиотехнического факультета УлГТУ, группа Рд-43. Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52–87–13.

АЛГОРИТМ НАХОЖДЕНИЯ ДИСТРИБУТИВНОЙ РЕШЕТКИ ПО ПОДМНОЖЕСТВУ НЕПРИВОДИМЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

А. А. Гришкевич

Введение. В [1] установлено, что множество минимальных структур математических моделей электрических цепей и систем, в частности, минимальных разрезов [2], разделяющих две выделенные вершины графа, может рассматриваться как дистрибутивная решетка. На примере схемы реальной электроэнергетической системы это понятие проиллюстрировано в [3]. Указанные результаты ставят задачу разработки алгоритма синтеза дистрибутивной решетки по подмножеству неприводимых элементов в общей постановке, без привязки к конкретным объектам (разрезам, системам уравнений, ...). В настоящей работе рассматривается алгоритм нахождения дистрибутивной решетки с числом Дилуорса два, содержащей данную совокупность элементов.

Постановка задачи. Пусть $\langle R; \vee, \wedge \rangle$ – дистрибутивная решетка, где

$$A = \{ a_1 < a_2 < \dots < a_m \}, B = \{ b_1 < b_2 < \dots < b_n \}$$

– линейно упорядоченные множества;

$$A \times B = \{ (a, b) : a \in A, b \in B \}$$

– декартово произведение цепей A и B ;

$$R \subseteq A \times B;$$

для любых $r, s \in A \times B$ бинарные операции \vee, \wedge задаются

$$r \vee s = (c, d) \vee (e, f) = (\sup \{c, e\}, \sup \{d, f\}),$$

$$r \wedge s = (c, d) \wedge (e, f) = (\inf \{c, e\}, \inf \{d, f\});$$

$$r \leq s \Leftrightarrow (c \leq e \ \& \ d \leq f),$$

$$r \parallel s \Leftrightarrow (c < e \ \& \ d > f \text{ или } c > e \ \& \ d < f).$$

Для любых $(a, b) \in A \times B$ положим

$$R_{(a,b)} = \{r = (c, d) : r \in R, c \geq a \ \& \ d \geq b\}.$$

Отображение

$$\psi : A \times B \rightarrow R$$

каждому элементу декартова произведения $(a, b) \in A \times B$ ставит в соответствие единственный элемент дистрибутивной решетки

$$\psi(a, b) = \bigwedge_{r \in R_{(a,b)}} r \quad (\psi(a, b) \in R).$$

Рассмотрим нахождение решетки R в множестве $A \times B$ по заданному отображению ψ . Построим вспомогательные линейно упорядоченные множества

$$P = \{p_1 < p_2 < \dots < p_{m'}\}, \quad m' \leq m, \quad Q = \{q_1 < q_2 < \dots < q_{n'}\}, \quad n' \leq n.$$

Здесь $1, 2, \dots, m'$ ($1, 2, \dots, n'$) порядковый номер соответствующего элемента в цепи P (Q). С целью указанного построения выполним $P = \emptyset$, $Q = \emptyset$,

$$P = P \cup \psi(a_i, b_1)$$

для $i = 1, 2, \dots, m$;

$$Q = Q \cup \psi(a_1, b_j)$$

для $j = 1, 2, \dots, n$. Понятно, что $P \cup Q = P \subseteq R$

подмножество \vee -неприводимых элементов решетки R , причем $p_1 = q_1$ нулевой элемент решетки R (для множества P число Дилуорса $d(P) = 2$).

Специальное кодирование множеств P и Q [4] позволяет повысить эффективность работы предлагаемого ниже алгоритма.

Алгоритм синтеза дистрибутивной решетки R

по подмножеству неприводимых элементов $P = P \cup Q$.

Шаг 1. $R = P \cup Q$, $i = 1$. Шаг 2. Выберем i элемент $p_i = (g, \alpha) \in P$ в цепи P . Шаг 3. Для α найдем порядковый номер j элемента $q_j = (h, \alpha) \in Q$. Если $j = n'$ то идти к шагу 8. Шаг 4. $j = j + 1$. Шаг 5. Если $p_i \parallel q_j$, то получить новый элемент решетки $p_i \vee q_j$. Запомнить полученный элемент $R = R \cup (p_i \vee q_j)$. Шаг 6. Если $p_i \leq q_j$, то идти к шагу 8. Шаг 7. Если $j < n'$, то идти к шагу 4. Шаг 8. $i = i + 1$. Шаг 9. Если $i \leq m'$, то идти к шагу 2. Шаг 10. Стоп.

Пример. Пусть $A = \{1 < 2 < 3 < 4\}$, $B = \{1 < 2 < 3\}$, $P = \{(1, 1), (2, 1), (3, 1), (4, 1)\}$, $Q = \{(1, 1), (1, 2), (3, 3)\}$.

Требуется найти дистрибутивную решетку R . Рис.1 иллюстрирует работу алгоритма.

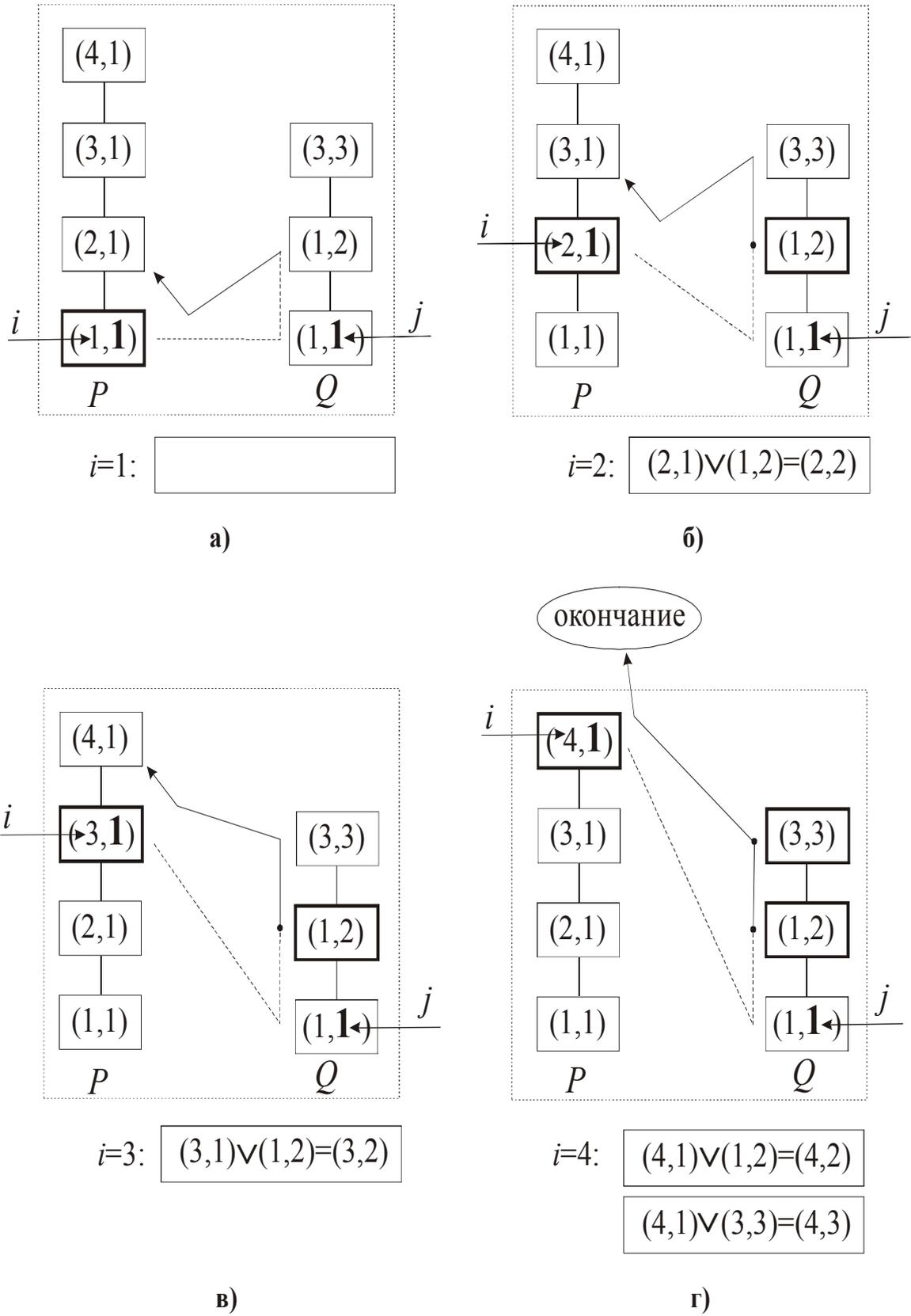


Рис.1. Синтез дистрибутивной решетки: а) $i=1$; б) $i=2$; в) $i=3$; г) $i=4$

В результате получаются элементы $(2, 2)$, $(3, 2)$, $(4, 2)$, $(4, 3)$ дистрибутивной решетки R .

Диаграмма дистрибутивной решетки приведена на рис.2. Очевидно, что $|A \times B| = 12 < |R| = 10$.

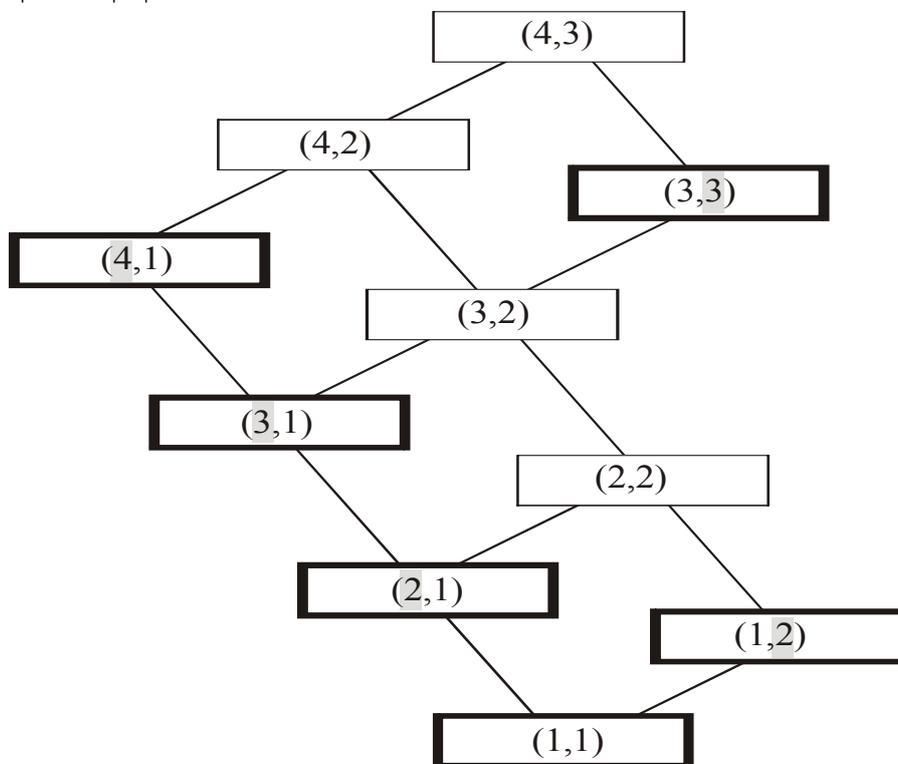


Рис.2. Дистрибутивная решетка

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. Дистрибутивные решетки графов схем электроэнергетических систем // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез и анализ: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке, технике и экономике – КЛИН–2003» (г. Ульяновск, 13-15 мая 2003 г.) / Под общ. ред. Л.И.Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2003. – Том 4. – С. 17–19.
4. Гришкевич А.А. Кодирование дистрибутивной решетки минимальных разрезов графа // Доклады 5-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – М., 2003. – С. 347–349.

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОНЯТИЯ «СЕЧЕНИЯ» В КУРСЕ «НАДЕЖНОСТЬ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ»

А. А. Гришкевич, Ю. В. Степкина

В [1] разработана простая инженерная методика расчета показателей структурной надежности сложных электроэнергетических систем, основанная на выделении и классификации сечений. На основе представленной методики был разработан ряд программных продуктов [2,3,4]. Указанные программы ранее использовались в учебном процессе при изучении цикла математических дисциплин [4,5]. В настоящей статье рассматривается применение разработанных программ в курсе «Надежность систем электроснабжения», а именно, при решении задач из [6].

Задача [6, с. 254–257]. *Определить параметр потока отказов и среднее время восстановления относительно шин низшего напряжения понижающей подстанции II (рис.1) без учета преднамеренных отключений элементов. Показатели надежности элементов приводятся в табл. 1.*

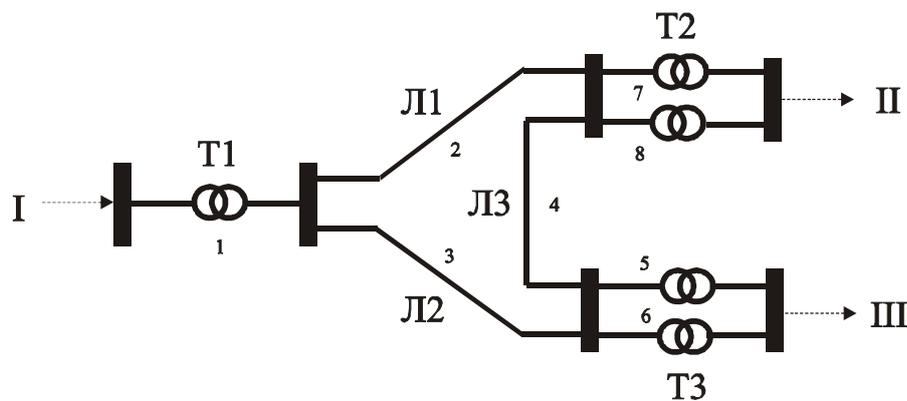


Рис.1. Схема системы электроснабжения потребителей

Таблица 1

Показатели надежности элементов системы

Показатель надежности	Элемент сети					
	Л1	Л2	Л3	Т1	Т2	Т3
λ_0 , 1/(км·год)	0,006	0,006	0,006			
λ , 1/год				0,02	0,02/0,02	0,02/0,02
l , км	150	180	120			
T_B , ч	10	10	10	100	60/60	100/100
Тип показателя надежности элемента (в соответствии с рис.3)	1	2	3	4	5	6
Номер элемента (в соответствии с рис.1)	2	3	4	1	7, 8	5, 6

Рис.2 иллюстрирует поиск сечений 3 класса [1] при помощи программы перечисления минимальных двухэлементных реберных разрезов ориентированного графа (получены сечения 2,3; 7,8; 2,4).

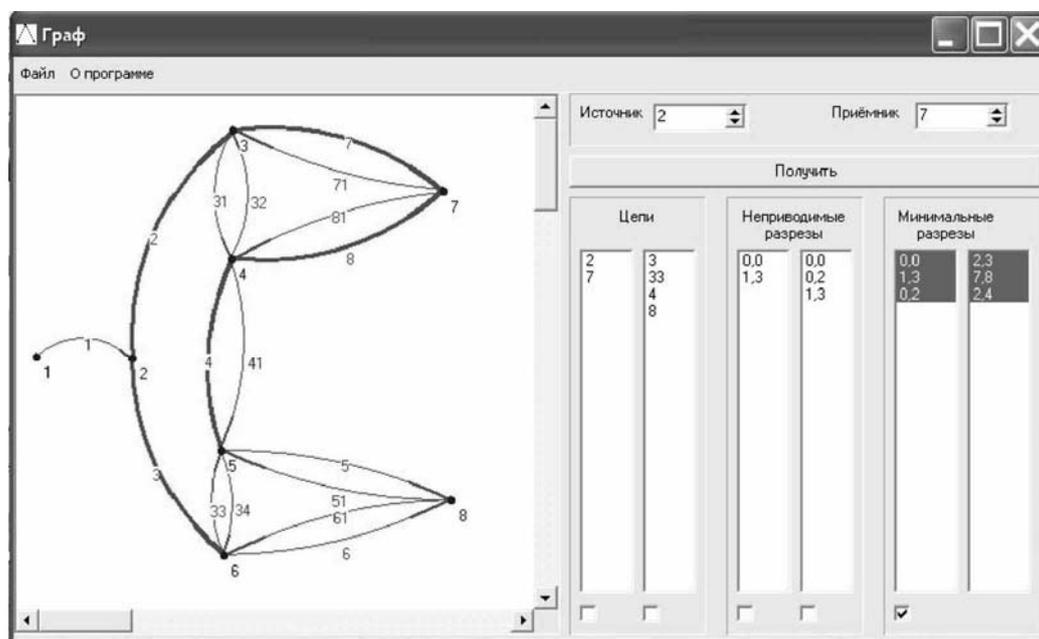


Рис.2. Получение двухэлементных разрезов

Создание базы данных по надежности типов элементов иллюстрирует рис.3. Соответствие «элемент – тип показателя надежности элемента» приводится в табл. 1.

Расчитанные показатели надежности сечений приводятся в табл.2. Столбец «Класс» в табл.2 обозначает тип сечения согласно классификации [1]. Результаты расчета показателей надежности относительно узла II приводятся в табл.3.

Наименование параметров

- Lns() - интенсивность отказов (элемента);
- Tst() - среднее время (оперативных) переключений;
- Tm() - среднее время (аварийного) ремонта (восстановления);
- Lnm() - интенсивность профилактических (предупредительных, преднамеренных) ремонтов (отключений);
- Tm() - среднее время профилактического (предупредительного) ремонта (преднамеренного простоя);
- Pm() - вероятность профилактического (предупредительного) ремонта (преднамеренного простоя)

Рис.3. Создание базы данных надежности элементов

Таблица 2
Промежуточные результаты расчета

Сечение	Класс	Параметр потока отказов [1/год]	Среднее время аварийного восстановления [ч]	Средняя вероятность отказа
1	1	0,02	99,9999999999996	2,28310502283105E-04
2, 3	3	2,21917808219178E-03	5,00000000000001	1,26665415650216E-06
7, 8	3	5,47945205479452E-06	30	1,87652467629949E-08
2, 4	3	1,47945205479452E-03	5	8,44436104334772E-07

Таблица 3
Результаты расчета показателей надежности

Показатель надежности	Согласно [6]	Согласно [1, 2]
Параметр потока отказов системы	0,0236 [1/год]	2,37041095890411E-2 [1/год]
Средняя вероятность отказа системы	$2,34 \cdot 10^{-4}$	2,30440357790705E-04
Среднее время аварийного восстановления системы	0,0099 [года] = 86,9 [ч]	85,160656495608 [ч]

Литература

1. Гришкевич А.А. Комбинаторные методы исследования экстремальных структур математических моделей электрических цепей и систем.– Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004.– 258 с.

2. Свидетельство РОСПАТЕНТа об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2002610643 от 29.04.2002. Расчет вклада сечений различных классов в результирующие показатели надежности сложной системы / А.А.Гришкевич, Е.В.Чернышёв // Программы для ЭВМ, базы данных, топологии интегральных микросхем: Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. – 2002. – № 3 (40). – Ч. 1. – С. 101.

3. Гришкевич А.А., Арнаутова М.Г., Айсаринова В.Б. Формирование состояний отказа при оценке надежности сложных систем // Гос. координационный центр информационных технологий.– 2002.– №ОФАП 2023; №ГР 50200200340.

4. Гришкевич А.А. Учебный CD ROM «Комбинаторика. Теория графов» // Проблемы вузовского учебника: Тр. науч.-метод. конф.– Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002.– С. 8–12.

5. Гришкевич А.А., Шунайлова С.А. Компьютерная обучающая система при изучении цикла математических дисциплин // Обзорение прикладной и промышленной математики.– 2003.– Том 10.– Вып. 3.– С. 637–638.

6. Электрические системы и сети в примерах и иллюстрациях: Учеб. пособие / Под ред. В.А. Строева. – М.: Высшая школа, 1998.– 352 с.

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.czest.pl.

Степкина Юлия Васильевна – старший преподаватель кафедры Электроснабжения промышленных предприятий Тольяттинского государственного университета (Россия, 445667, Самарская область, Тольятти, ул. Ушакова, 57, ТГУ, ЭПП).

ГРАФ ЧИСЛИТЕЛЯ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ ПРОВОДИМОСТИ

Р. В. Дмитришин

Объектом исследований является полиномиальная модификация популярного метода анализа линейных цепей, известного как метод редукции узлов цепи либо редукции вершин адекватного графа. Показано, что вместо формулы вычисления числителя полиномиальной проводимости, содержащей деление полиномов без остатка можно использовать разложение Фойснера специального унисторного графа, получаемого из первоначального графа цепи. При этом удаётся исключить деление полиномов при генерации формулы числителя полиномиальной проводимости.

Введение

История развития методов анализа электрических цепей начинается с аналитического подхода, основанного на приоритетном использовании символьных преобразований над определителями матриц либо рисунков (графов) электрических цепей. Характерной чертой выводимых формул является отсутствие операции деления, а при анализе пассивных цепей – также отсутствие операции вычитания. Указанное направление развития методов анализа не является случайным: в те далёкие времена специалисты имели возможность работать с удовольствием в экологически чистой среде без разрушающего влияния таких достижений цивилизации, как телевизоры, компьютеры, мобильные телефоны, быстрые средства передвижения (самолёты, автомобили) и т.д.

Если ограничиться анализом линейных цепей, то характерной чертой его последующего развития является переход от аналитических методов к численным, более простым для специалистов с ограниченными умственными способностями либо не имеющих возможности заниматься аналитическими выкладками. Приоритетное развитие численного подхода, основанного главным образом на использовании метода Гаусса обусловлено появлением и стремительным развитием средств вычислительной техники. В этой связи естественно возникает интерес к вопросу о взаимосвязи между аналитическим и численными подходами, чему посвящена данная работа. В качестве примера использован популярный метод анализа, основанный на редукции (исключении) узлов цепи, основу которого заложили чуть более 100 лет тому назад Кеннели и Розен.

Метод редукции узлов

Сущность метода редукции состоит в последовательном исключении узлов схемы или её графа до получения простейшей цепи, состоящей из нескольких узлов и ветвей, для которой известны готовые формулы

передаточной или входной функции. Основная рабочая формула метода редукции схемы на n узлов, включая общий (0) имеет вид

$$y_{ij}^k = y_{ij}^{(k-1)} + \frac{y_{ik}^{(k-1)} \cdot y_{kj}^{(k-1)}}{y_{kk}} = \frac{y_{ij}^{(k-1)} \cdot y_{kk} + y_{ik}^{(k-1)} \cdot y_{kj}^{(k-1)}}{y_{kk}} \quad (1)$$

$$k = 1 \dots n-2, \quad i = 1 \dots n-1, \quad j = 0 \dots n-1, \quad i, j > k, \quad i \neq j,$$

где y_{ij}^k ($y_{ij}^{(k-1)}$) – новая (старая) проводимости цепи, подключённые между узлами i и j , инцидентными к исключаемому узлу k .

$y_{ik}^{(k-1)}, y_{kj}^{(k-1)}$ – две проводимости, образующие путь от узла i к узлу j через исключаемый узел k .

y_{kk} – сумма проводимостей, входящих к исключаемому узлу k .

От известной формулы Гаусса (1) отличается знаком плюс, что обусловило популярность метода редукции, особенно, в случае анализа пассивных цепей. Кроме этого проводимость y_{kk} в методе редукции узлов вычисляется не по формуле (1), а как сумма проводимостей, входящих к узлу k .

Беглый взгляд на формулу (1) показывает, что при попытке использования символов (полиномов) вместо чисел на каждом шаге редукции показатель их степени в числителе и знаменателе будет возрастать лавинообразно. Для приведения этих полиномов к минимальному виду требуется решать сложную проблему определения общих полиномиальных делителей. По этой причине длительное время применение узлового метода для аналитических преобразований считалось недоразумением.

В 1985 году было показано [4], что после модификации формулы (1) к виду

$$y_{ij}^{(k)} = \frac{p_{ij}^{(k)}}{p_k} = \frac{(p_{ij}^{(k-1)} p_k + p_{ik}^{(k-1)} p_{kj}^{(k-1)}) // p_{k-1}}{p_k} \quad (2)$$

метод редукции можно применять и для символьного анализа. Весь секрет формулы состоит в особенностях деления полиномов числителя (2), обозначенного двумя косыми чёрточками: в процессе исключения узлов это деление всегда происходит без остатка. Благодаря делению нацело наконец удалось решить проблему исключения лавинообразного возрастания степени полинома числителя и знаменателя [5].

Однако, Природа не так просто открывает свои тайны. Оказалось, что на практике при использовании компьютерных вычислений с плавающей запятой указанное деление нацело получается в чрезвычайно редких

случаях*. Хотя в последнее время и достигнут определённый успех в повышении точности указанного деления (см. диссертацию А. Щепанского (Польша)), однако принципиальная проблема деления полиномов без остатка не исчезла. Далее покажем способ точного вычисления числителя проводимости в формуле (2). Для этого необходимо использовать особенности матрицы проводимостей анализируемой цепи.

Матрица проводимостей и граф цепи

На рис. 1 представлена квадратная матрица проводимостей в виде особенной и неособенной матриц, а также унисторный граф этой цепи. Для дальнейших выкладок используем известное правило о том, что абсолютная величина определителя не изменится при замене местами двух столбцов [1]. Вычёркивание i -й строки матрицы обозначает на графе удаление всех унисторов, входящих в вершину i . Вычёркивание i -го столбца обозначает перенесение в корень всех унисторов, исходящих от вершины i [2].

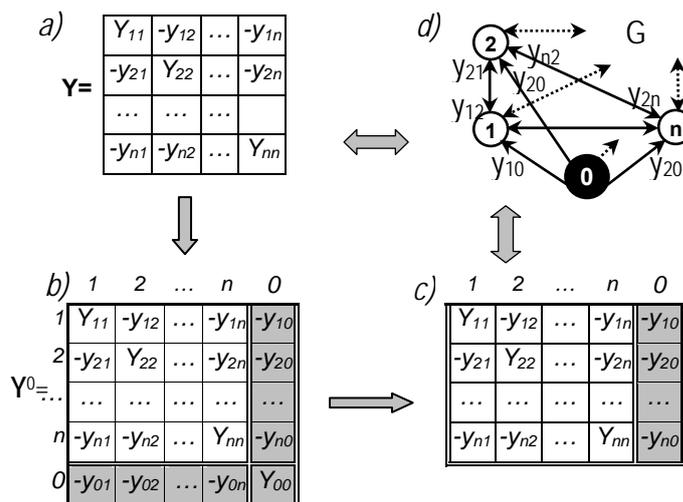


Рис.1. Матрица и граф цепи: *a*- каноническая матрица цепи, *b*- особенная матрица проводимостей, *c* – компактное представление матрицы Y^0 , *d* – унисторный граф матрицы c

Рассмотрим граф матрицы. Известно, что сумма деревьев графа равна определителю матрицы [2]. Для пассивной цепи граф не содержит унисторов и его определитель в виде суммы деревьев не содержит избыточности в виде взаимно-сокращаемых составляющих, что характерно процессу раскрытия определителя по определению (в виде суммы пермутаций элементов). Однако использование деревьев для нахождения

* чего не скажешь о целочисленных действиях, обладающих в этом случае абсолютной точностью

определителя матрицы имеет смысл только в том случае, когда диагональные элементы особенной матрицы равны отрицательной сумме элементов соответствующей строки или столбца [2]. Обозначим в рамках данной статьи такую матрицу *электрической*. В случае неэлектрической матрицы её граф становится направленным мультиграфом с отрицательными унисторами, сумма деревьев которого хоть и равна определителю, однако содержит относительно большое количество взаимно-сокращаемых произведений.

Матрица и граф числителя полиномиальной проводимости

Рассмотрим более детально структуру матрицы, соответствующей числителю (2). На основании тождества Сильвестра [3] можно показать, что числитель (2) равен определителю матрицы, составленной по следующему правилу:

$$p_{ij}^{(k)} = (p_{ij}^{(k-1)} \cdot p_k + p_{ik}^{(k-1)} \cdot p_{kj}^{(k)}) // p^{(k-1)} = \det \begin{pmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & \dots & -Y_{1k} & -Y_{1j} \\ -Y_{21} & Y_{22} & \dots & -Y_{2k} & -Y_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -Y_{k1} & -Y_{k2} & \dots & Y_{kk} & -Y_{kj} \\ -Y_{i1} & -Y_{i2} & \dots & -Y_{ik} & -Y_{ij} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Как следует из рис. 1, для данной матрицы можно построить адекватный граф, сумма деревьев которого равна её определителю и, следовательно, таким образом найти символьное выражение для искомого числителя полиномиальной проводимости в (2). Однако, как было указано выше, матрица (3) не является электрической, поскольку последний диагональный элемент имеет отрицательную величину. Поэтому выражение определителя через сумму деревьев не является эффективным.

Покажем, что существует возможность преобразования матрицы (3) к электрическому виду. Для этого с правой стороны матрицы поместим дополнительный нулевой столбец, который соответствует корню графа (рис. 2а). Далее заменим местами столбцы j и 0 (рис. 2б), что приведёт к изменению знака определителя. Как видим, в преобразованной матрице последний диагональный элемент имеет положительную величину, поэтому матрица dM_{ij}^k является электрической.

На основании матрицы dM_{ij}^k несложно построить граф, соответствующий числителю (3). Для этого в исходном графе необходимо:

1 шаг. Убрать все унисторы, входящие в вершины с большими номерами, чем k за исключением вершины i .

2 шаг. Объединить к вершине i вершину 0 и вершины с большими номерами, чем k , за исключением вершины j . Петли, образующиеся в результате объединения вершин подлежат удалению.

3 шаг. В качестве корневой установить вершину j .

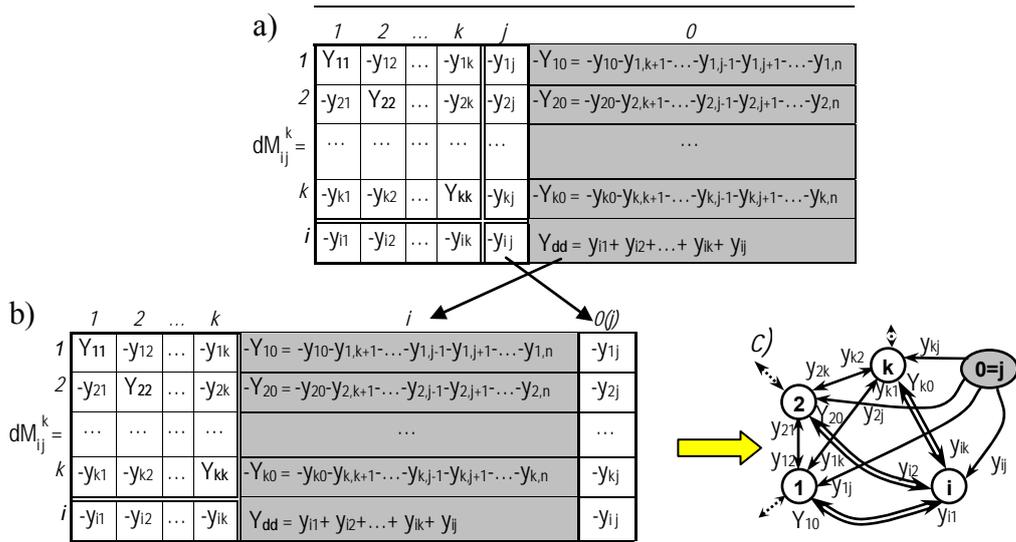


Рис. 2. Преобразование матрицы (3) из неэлектрической в электрическую: а – образование дополнительного столбца, б – замена местами двух последних столбцов, с – граф матрицы dM_{ij}^k

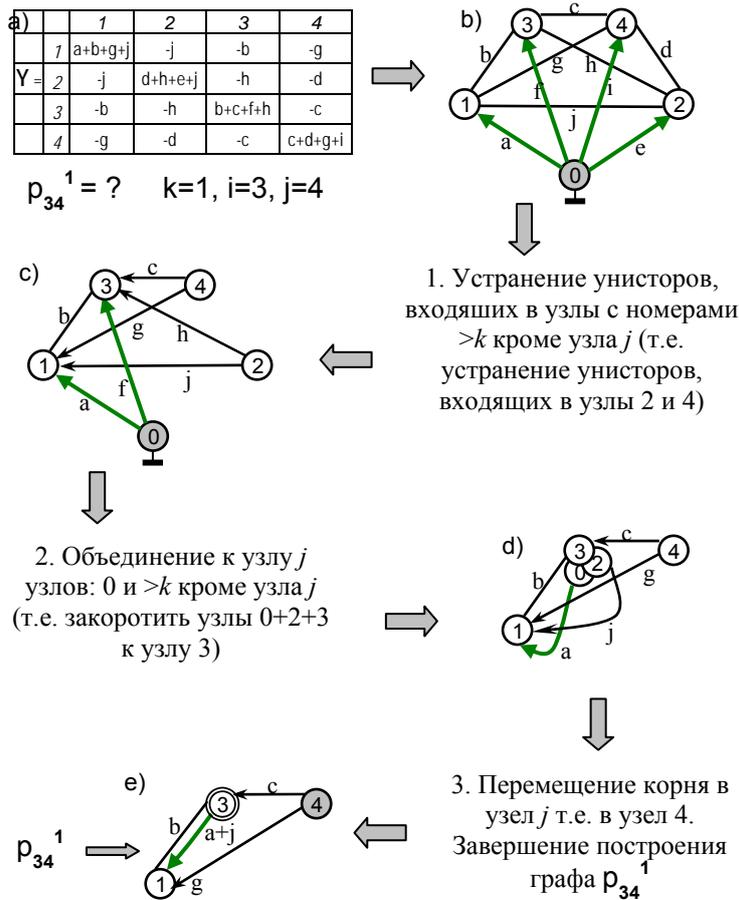


Рис. 3. Пример последовательности формирования графа числителя p_{34}^1 полиномиальной проводимости узла u_{34}^1

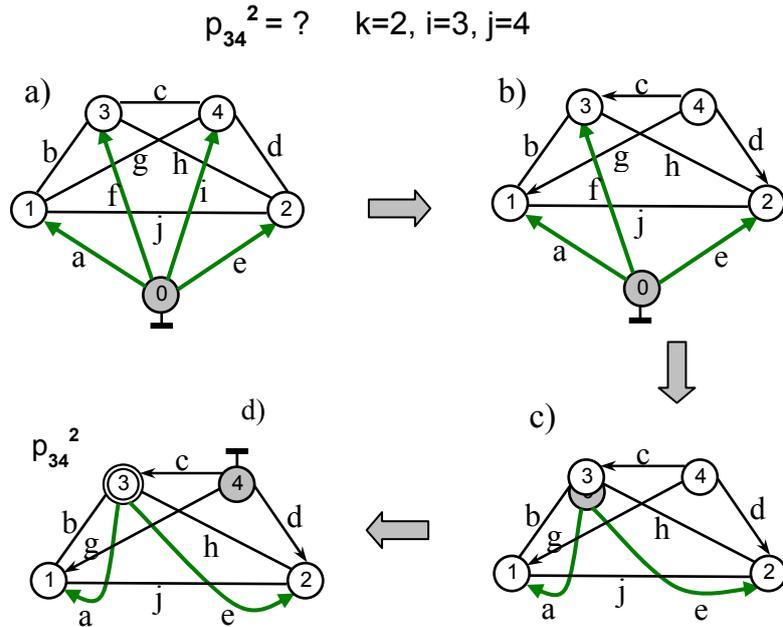


Рис. 4. Последовательность построения графа числителя полиномиальной проводимости p_{34}^2 :
 a – первоначальный граф цепи, b - граф после устранения унисторов, входящих к узлу 4, c - граф после объединения узлов $0+3$ к 3, d – граф после перемещения корня в узел 4

Как следует из рис. 2с, граф числителя полиномиальной проводимости не содержит отрицательных унисторов, поэтому определитель этого графа свободен от взаимо-уничтожаемых элементов.

Процесс построения графа числителя полиномиальной проводимости проиллюстрирован на примере генерации формул для числителей p_{34}^1 и p_{34}^2 в процессе редукции полного 5-узлового графа (см. рис. 3 и 4).

Выводы

1. Решена проблема накопления ошибок при выполнении деления полиномов с реальными коэффициентами нацело в методе узловой полиномиальной редукции. Вместо деления полиномов можно искать символьный определитель соответствующего унисторного графа, который для пассивной цепи не содержит отрицательных унисторов. Генерирование компактной формулы определителя можно выполнить с помощью унисторного варианта алгоритма Фойснера [6,7].

2. Предложенную модификацию метода узловой полиномиальной редукции целесообразно использовать для компьютерного генерирования формул схемных функций цепей с относительно небольшим количеством символьных элементов.

Литература

1. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.– Киев: ГИТЛ, 1958.– 200 с.
 2. Блажкевич Б.И. Топологічні методи аналізу електричних кіл.– Київ: Наукова думка, 1971.– 315 с.
 3. Bareiss E.N.: Sylvester's Identity and Multistep Integer-Preserving Gaussian Elimination, *Mathematical Computation* 22, 1968, pp. 565-578.
 4. Дмитришин Р.В. Генерация схемных функций линейных цепей методом полиномиальной редукции // *Электронное моделирование*.– Киев, 1985.– С. 36–40.
 5. Dmytryshyn R.: Polynomial Reduction Method // *Proc. of 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*.– Lafayette, USA, 1994, P. 1311–1314.
 6. Dmytryshyn R. Modified Feussner's method // *7th International Workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design (SMACD–2002)*.– Rumunia, Sinaia, 2002.– S. 47–52.
- Дмитришин Р.В., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Нулорно-унисторный подход к анализу цепей с операционными усилителями // *Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. междунаод. конф. КЛИН–2003*.–Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 23–31.

Dmytryshyn Roman (Дмитришин Роман Васильевич) – Dr prof. of Rzeszow University of Technology, Department of Electrical and Computer Engineering, 2 W.Polastr.,35-959 Rzeszow, Poland, E-mail: rdmytr@prz.rzeszow.pl, tel.+48 17 8651294, fax:+48 17 8542088.



**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПА
УСИЛЕНИЯ ДУАЛЬНОГО СИГНАЛА Л.И.ВОЛГИНА
ДЛЯ СИНТЕЗА ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ**

А. И. Зарукин

К классу аналоговых операционных преобразователей (ОП) [1], относятся электронные устройства с коэффициентом передачи:

$$S = \frac{X_{\text{ВЫХ}}}{X_{\text{ВХ}}} = \frac{CZ_2}{Z_1}(1 + \gamma),$$

линейным относительно отношения Z_1/Z_2 операторных импедансов Z_1 и Z_2 (полные сопротивления). Здесь C есть константа, не зависящая от Z_1 и (или) Z_2 , $\gamma = \gamma(Z_1, Z_2)$ - мультипликативная методическая погрешность ОП обусловленная нелинейностью его реальной функции преобразования относительно Z_2/Z_1 (в идеальном случае $\gamma = 0$), $X_{\text{ВХ}}$ и $X_{\text{ВЫХ}}$ - однородные входной и выходной сигналы (напряжение или ток).

Задача повышения качества большинства замкнутых цепей с отрицательной обратной связью (ООС) традиционными методами сводится к уменьшению погрешности статизма за счет увеличения коэффициента усиления или к обеспечению постоянства погрешности статизма при изменении параметров цепи обратной связи. Но имеется и другая возможность повышения стабильности и уменьшения погрешности замкнутой цепи с ООС, которая заключается в построении замкнутой цепи в соответствии с принципом усиления дуального сигнала Л.И. Волгина [2, 3]. Минимальная погрешность статизма замкнутой цепи с ООС обеспечивается, когда входная X и выходная X_i величины цепи (напряжение или ток) являются дуальными по отношению к входной и выходной величинам усилителя (ток или напряжение) на базе которого построена замкнутая цепь.

Иными словами, тип усилителя должен быть дуальным по отношению к типу замкнутой цепи. По отношению к потенциальным, токовым, импедансным и адмитансным цепям дуальными соответственно являются усилители тока, напряжения, проводимости или сопротивления [2,3].

В настоящей работе на конкретных примерах синтеза разомкнутых потенциальных преобразователей напряжения с дифференциальным входом ($X_{\text{ВХ}}=E_1-E_2$, $X_{\text{ВЫХ}}=U_0$), показано, что при их построении на повторителях тока (ПТ) [4] (коэффициент усиления по току $k_1 \approx 1$) и (или) измерительных усилителях тока (ИУТ)– усилителя тока с нормированным коэффициентом усиления [5], построенных в свою очередь на усилителях тока (УТ) с коэффициентом усиления по току $K_1 \rightarrow \infty$ обеспечивается тот же положительный эффект уменьшения погрешности γ , что и в замкнутых цепях с ООС. При этом ОП построенные на ПТ (УТ) при сохранении

принципа усиления дуального сигнала имеют более широкие функциональные возможности по сравнению с ОП разности двух напряжений, построенном на операционном усилителе (ОУ) [6].

Рассмотрим ОП разности двух напряжений приведенные на рис.1а, б соответственно.

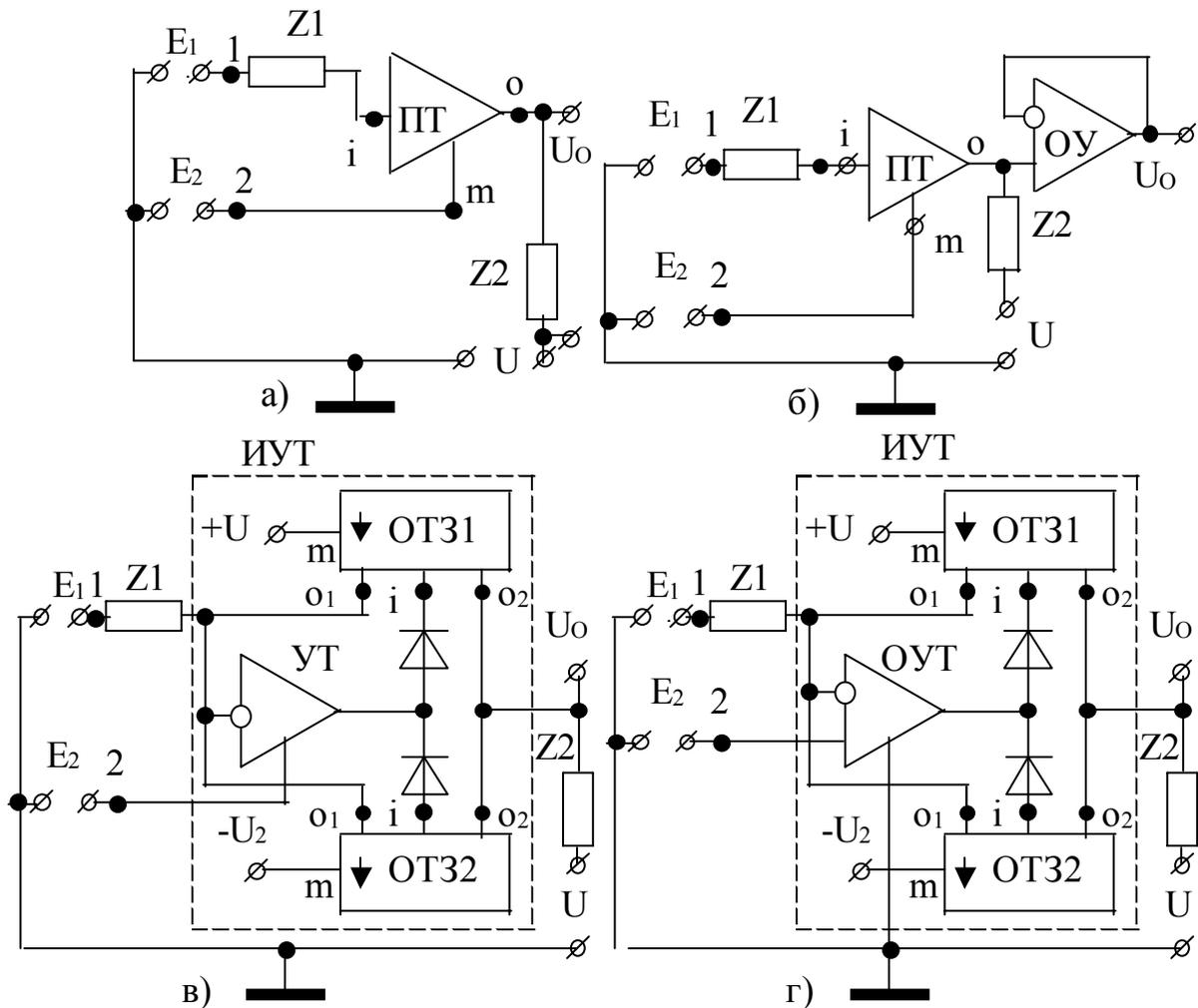


Рис.1

Функция преобразования ОП рис.1 в общем случае определяется выражением:

$$S = \frac{(U_o - U)}{E_1 - E_2} = k_1 \frac{Z_2}{Z_1} (1 + \gamma), \quad (1)$$

где γ - погрешность коэффициента преобразования ОП. При пренебрежении членами второго порядка малости для схемы рис.1а (при $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$), получим:

$$\gamma \cong - \frac{1 - k_1 + \frac{E_2 + U_{\text{см}}}{E_1 - E_2} \frac{Z_1}{r} - k_1 \frac{U_{\text{см}}}{E_1 - E_2} + \frac{Z_2}{r} + k_1 \frac{R + R_{\text{ил}}}{Z_1}}{1 + k_1 \frac{R + R_{\text{ил}}}{Z_1} + \frac{Z_2}{r}}. \quad (2)$$

Здесь R и r - входное и выходное сопротивления ПТ соответственно (в идеальном случае $R \rightarrow 0$, $r \rightarrow \infty$), k_1 - коэффициент передачи ПТ. Для ПТ асимптотического типа [3] $k_1 \rightarrow 1$, $U_{\text{см}}$ - его напряжение смещения, $R_{\text{ил}}$ - внутреннее сопротивление источника E_1 входных напряжений. В выражении для погрешности не учтено влияние сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, которое включено параллельно Z_2 .

Для ОП рис.1в, г построенных на ИУТ, выполненных на УТ (рис.1в) или на операционном усилителе с дифференциальным токовым входом ОУТ (рис.1г), входное сопротивление УТ (ОУТ) $R \rightarrow 0$. ИУТ содержит токовые зеркала вытекающего ОТЗ1 и втекающего ОТЗ2 тока [5] подключенных к выходу УТ (ОУТ). Токовые зеркала имеют два выхода O_1 и O_2 с коэффициентами усиления по выходам O_1 , O_2 $k_{01} = k_{02} = 1$. Сам ИУТ имеет коэффициенты усиления по току по выходам O_1 , O_2 (при разомкнутом УТ (ОУТ) по выходу O_1) $K_1 \rightarrow \infty$, $K_2 \rightarrow \infty$, $K_1/K_2 \approx 1$ (выходные сопротивления этим выходам $r_1 \rightarrow \infty$, $r_2 \rightarrow \infty$). Выходы O_1 подключены к инвертирующему входу УТ (ОУТ), а выходы O_2 к выходу ИУТ. За счет обратной связи по выходу O_1 ИУТ имеет коэффициент передачи по входному току через резистор $R1$ близкий к единице.

Для схем (см. рис.1в, г) при выполнении ИУТ на УТ (ОУТ) на входе) и токовыми зеркалами на выходе выражение для коэффициента преобразования ОП имеет вид

$$S = - \frac{(U_o - U)}{E_1 - E_2} = \frac{K_2}{K_1} \frac{Z_2}{Z_1} (1 + \gamma). \quad (3)$$

где γ - погрешность коэффициента преобразования (см. рис.1в) определяется выражением:

$$\gamma \cong - \frac{\frac{U_{\text{см}}}{E_1 - E_2} \frac{Z_1 + R_{\text{ил}} + R_{\text{и2}}}{r_1} + \frac{E_2 + U_{\text{см}}}{E_1 - E_2} + \frac{1}{K_1} + \frac{K_2}{K_1} \frac{R}{r_1} + \frac{Z_2}{r_2} + \frac{R_{\text{ил}} + R_{\text{и2}}}{Z_1}}{1 + \frac{1}{K_1} + \frac{K_2}{K_1} \frac{R}{r_1} + \frac{Z_2}{r_2} + \frac{R_{\text{ил}} + R_{\text{и2}}}{Z_1}} \quad (4)$$

где γ - погрешность коэффициента преобразования для ОП (см. рис.1г) определяется выражением:

$$\gamma \cong - \frac{\frac{E_2 + U_{CM}}{E_1 - E_2} \frac{Z_1 + R_{i1}}{r_1} + \frac{U_{CM}}{E_1 - E_2} + \frac{1}{K_1} + \frac{R_{i1}}{Z_1} + \frac{Z_2}{r_2}}{1 + \frac{1}{K_1} + \frac{R_{i1}}{Z_1} + \frac{Z_2}{r_2}}. \quad (5)$$

Для сравнения рассмотрим схему потенциального операционного преобразователя построенного на операционном усилителе (см. рис.2).

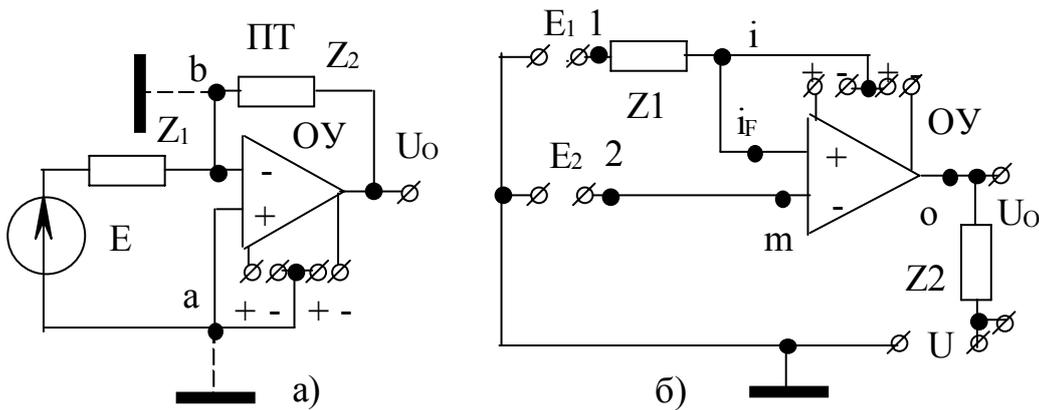


Рис.2

Для ОП рис.2 построенного на ОУ включенным ПТ [3] (общая точка устройства подключена к точке “b”) имеем:

$$S = \frac{U_0}{E_1} = \frac{Z_2}{Z_1} (1 + \gamma),$$

$$\gamma \cong \frac{\frac{U_{CM}}{E_1} \frac{1}{1 + K_U} - \frac{U_{CM}}{E_1} \frac{R_{i1}}{Z_1} - \frac{r + Z_2}{R \parallel Z_1} \frac{1}{1 + K_U}}{1 + \frac{R_{i1}}{Z_1} + \frac{r + Z_2}{R \parallel Z_1} \frac{1}{1 + K_U}}. \quad (6)$$

В выражении для погрешности γ не учтено влияние сопротивления нагрузки R_H , которое включено параллельно сопротивлению R_2 , K_U – коэффициент усиления ОУ по напряжению.

Для ОП рис.2а построенного на ОУ в инвертирующем включении [1] (общая точка устройства подключена к точке “а”) имеем:

$$S = - \frac{U_0}{E_1} = - \frac{Z_2}{Z_1} (1 + \gamma),$$

$$\gamma \cong - \frac{\frac{U_{\text{см}}}{E} \left(\frac{Z_1 + R_i}{Z_2} - 1 \right) + \frac{R_i}{Z_1} + \frac{Z_2 + r}{KZ_1}}{1 + \frac{R_i}{Z_1} + \frac{Z_2 + r}{K_U Z_1}}. \quad (7)$$

Функция преобразования ОП рис.2б построенного на ОУ включенным ПТ в общем случае определяется выражением:

$$S = \frac{(U_o - U)}{E_1 - E_2} = k \frac{Z_2}{Z_1} (1 + \gamma),$$

где γ - погрешность коэффициента преобразования ОП, при пренебрежении членами второго и более высшего порядка малости для схемы рис.2б, получим:

$$\gamma \cong \frac{\frac{E_2}{E_1 - E_2} \frac{1}{1 + K_U} - \frac{U_{\text{см}}}{E_1 - E_2} - \frac{R_{i1}}{Z_1} - \frac{r + Z_2}{R \parallel Z_1} \frac{1}{1 + K_U}}{1 + \frac{R_{i1}}{Z_1} + \frac{r + Z_2}{R \parallel Z_1} \frac{1}{1 + K_U}}. \quad (8)$$

Из сравнения выражений (6), (7) следует, что погрешности коэффициента усиления ОП определяемые напряжением смещения $U_{\text{см}}$ практически одинаковы. При $E_1 = E_2$, (для схем рис.1,2б) погрешность $\gamma = \infty$, что требует нормирования допустимых диапазонов изменения $E_1 - E_2 \neq 0$. При $E_1 = 0$ для ОП рис.2а, погрешность $\gamma = \infty$ (выражения (2), (3)), что требует нормирования допустимых диапазонов изменения $E_1 \neq 0$.

Из сравнения выражений (4), (5) и (6), (7) следует, что частью погрешности коэффициента усиления ОП на ОУ (см. рис.2) является погрешность статизма $(Z_2/Z_1(1+K_U))$, которая отсутствует у схемы ОП (см. рис.1в, г) при выполнении ИУТ с УТ (ОУТ) на входе и токовыми зеркалами на выходе. На основе схем, представленных на рис.1а-г может быть построена широкая номенклатура ОП с повышенной точностью и более широкими функциональными возможностями [8].

Выводы

1. В ОП с ПТ на ОУ, необходимо применение гальванически изолированных от основных источников питания ОУ на каждый ПТ (рис.2б), что усложняет схему. Высокое выходное сопротивление ОП, определяемое импедансом Z_2 , параллельно которому подключается

сопротивление нагрузки, что, в ряде случаев, требует применения повторителя напряжения на выходе ОП.

2. На конкретных примерах синтеза разомкнутых потенциальных преобразователей напряжения с дифференциальным входом показано, что при их построении на повторителях (ПТ) и (или) усилителях (УТ) тока обеспечивается тот же положительный эффект уменьшения погрешности γ , что и в замкнутых цепях с ООС. При этом ОП построенные на ПТ (УТ) при сохранении принципа усиления дуального сигнала Л.И. Волгина имеют меньшее количество точных сопротивлений, в ряде случаев большую точность коэффициента усиления, более широкие функциональные возможности по сравнению с ОП разности двух напряжений, построенном на операционном усилителе (ОУ).

Литература

1. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. - М.: Энергоатомиздат, 1983.– 208 с.
2. Волгин Л.И. О принципе усиления дуального сигнала // Радиотехника.- 1977.– № 8.– С.58–61.
3. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств.– Тольятти: Издательство Поволжского технологического института сервиса, 2000.– 174 с.
4. Зарукин А.И. Сравнительный анализ схемных решений повторителей тока // Датчики и системы, 2003, №6.– С.23–26.
5. Волгин Л.И., Зарукин А.И. Двуполярные измерительные усилители тока // Изв. Самарского научного центра РАН, 2001.– Т.3, №1.– С. 168–173.
6. Алексенко А.Г., Коломбет Е.Л., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС.– М.: Сов. радио 1980.– 244 с.
7. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей.- Изд-во Саратовского ун-та, 1982.– 108 с.
8. А.С.1101842 (СССР). Оpubл. в Б.И.1984, N15, А.С.1151996 (СССР). Оpubл. в Б.И., 1985, N15, А.С.1319048 (СССР). Оpubл. в Б.И., 1987, N23, А.С.1302204 (СССР). Оpubл. в Б.И., 1987, N13.

Зарукин Александр Игоревич – к.т.н., с.н.с., м.н.с. НИЛ Ульяновского высшего военно-технического училища (военный институт), соискатель кафедры «Измерительно-вычислительные комплексы» УлГТУ. Раб. адрес: 432071, г. Ульяновск, ул. К. Маркса 39а. Раб. тел.(8422) 349461. Дом. адрес: 432063, г. Ульяновск, ул. Пушкинская 4 кв.116. Дом. тел. (8422) 322345. E-mail: alects-zarukin@yandex.ru

СИНТЕЗ СХЕМ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ПОВТОРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА НА ОСНОВЕ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

А. И. Зарукин

При разработке высококачественных повторителей тока (ПТ) встает проблема измерения коэффициента передачи в области предельных значений данных параметров.

Существующие способы и средства измерений коэффициента передачи ПТ в области экстремальных значений ($S > 0,9999$) не обеспечивают требуемой точности (погрешность измерения менее 1-5 %).

Мощным средством синтеза новых схем измерения являются различного рода топологические преобразования (ТП), инвариантные относительно параметров (или части параметров схемы).

В настоящей работе для синтеза новых схем измерения параметров ПТ далее будем использовать дуальное топологическое преобразование (Д-преобразование) и реверсивное топологическое преобразование ТП (R-преобразование) [1]. При использовании данных ТП из каждой схемы возможно получить еще три новых схемы. При этом из схем для измерения параметров повторителей напряжения (ПН) получаем схемы измерения параметров повторителей тока и наоборот.

В таблицу сведены схемы C_{ij} измерения коэффициента передачи ПТ, полученные путем вышеуказанных топологических преобразований (ТП) исходных схем, предназначенных для измерения параметров повторителей напряжения тока (i - порядковый номер строки, j - порядковый номер столбца таблицы). Для синтеза схем измерения использованы исходные данные схемы C_{11} [2], C_{22} [3], C_{31} [4].

Одним из наиболее распространенных способов измерения коэффициента передачи (усиления) УН, УТ, ПТ является косвенный способ через измерение входных напряжений U_1 (тока I_1) и выходных напряжений U_2 (тока I_2). Более высокую точность измерения можно обеспечить при измерении напряжения между входом и выходом повторителя напряжения C_{11} таблицы и входного напряжения [2]. При измерении параметров ПТ измеряется входной ток и ток средней точки ПТ (точки соединения ПТ с общей шиной устройства), являющегося разностным током между входным и выходным током (C_{12} табл., C_{14} таблицы, исходная схема C_{11} таблицы). Однако измерение коэффициента передачи ПТ в области значения $K > 0,9999$ с помощью устройства C_{12} требует применения пикоамперметров.

Использование делителей напряжения (токов) в устройствах поз.2,3 таблицы позволяет измерить коэффициент передачи по току (напряжению) при сравнительно невысоких требованиях к точности используемой измерительной аппаратуры.

Более высокую точность измерения погрешности коэффициента передачи γ , по сравнению со схемой C_{22} [3] таблицы, обеспечивает устройство C_{24} [5], полученное путем R- и Д- преобразований из исходной схемы C_{22} .

В данном устройстве выходной ток ПТ зависит от разности напряжений входного E и напряжения в средней точке ПТ. Напряжение U_1 в средней точке ПТ зависит от падения напряжений на образцовых сопротивлениях R_{14} , R_{24} . Через образцовое сопротивление R_{24} протекает разностный ток между входным и выходным током ПТ, а через образцовое сопротивление R_{14} протекает в $1/(1-K)$ раз больший ток, чем через сопротивление R_{24} . Таким образом, выходное напряжение зависит от отношения сопротивлений R_{14} и R_{24} и погрешности δ_1 коэффициента передачи ПТ.

Погрешность измерения коэффициента передачи ПТ δ_1

$$\delta_1 = \frac{\frac{R + R_{14}}{r(1-K)} - \frac{R_{24}}{r} + \frac{R_{14}}{Z_H} \left[1 + \frac{R}{r(1-K)} \right]}{1 + \frac{R_{24}}{r}},$$

Здесь U_1 – напряжение на входе вольтметра (переключатель S в верхнем положении), U_2 – напряжение на входе вольтметра (переключатель S в нижнем положении). $R \rightarrow 0$ и $r \rightarrow \infty$ есть входное и выходное сопротивления ПТ; Z_H - входное сопротивление вольтметра.

В устройстве C_{32} разностный ток $I_p = I_{вх} - I_{вых}$ (где $I_{вх}$ – входной ток ПТ, $I_{вых}$ – выходной ток ПТ) протекает через образцовый резистор Z_{22} и создает на нем падение напряжения U_0 . За счет этого потенциал входа ПТ будет U_0 . При замыкании выключателя S к входу ПТ подключается образцовый резистор Z_{12} значительно меньшего потенциала. Поэтому увеличение напряжения U_0 при замкнутом переключателе S будет вызывать увеличение тока через резистор Z_{12} , а следовательно и уменьшение выходного тока.

При этом погрешность γ коэффициента передачи ПТ определяется выражением:

$$\gamma = K - 1 = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} \left(\frac{I_1}{I_2} - 1 \right) (1 + \delta_2).$$

Таблица

$i \setminus j$	$N_{1j}=R[N_{4i}]$	$N_{2j}=D[N_{1i}]$	$N_{3j}=R[N_{2i}]$	$N_{4j}=D[N_{3i}]$
	2	3	4	5
1				
2				
3				

Погрешность измерения коэффициента передачи ПТ

$$\delta_2 = \frac{R}{R_0} + \frac{Z_{22}}{r} + \frac{R}{R_0} \frac{Z_{22}}{r} + \frac{(1-K)Z_{22}}{R_0} + \frac{Z_H}{r} \left(1 + \frac{Z_{22} + R}{R_0} \right) - \frac{I_2}{I_1 - I_2} \left[\frac{R}{Z_{12}} \left(1 + \frac{Z_{22}}{r} \right) + \frac{Z_H}{r} \frac{Z_{22}}{Z_{12}} \left(1 + \frac{R}{Z_1} \right) \right],$$

Здесь I_1 - выходной ток при разомкнутом переключателе S , а I_2 - выходной ток при замкнутом переключателе S , R_0 – выходное сопротивление источника тока.

Таким образом, в настоящей работе решена задача измерения коэффициента передачи тока ПТ при сравнительно невысоких требованиях по точности к измерительной аппаратуре.

Из рассмотренных схем измерения параметров ПТ к практическому использованию можно рекомендовать схемы C_{12} и C_{32} , как имеющие наибольшую точность измерения.

Литература

1. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств.– Тольятти: Издательство Поволжского технологического института сервиса, 2000.– 174 с.
2. Янчуркин Б.С, Левченко Д.Г. Исследование частотных характеристик двухтранзисторных эмиттерных повторителей. - В кн.: Измерение слабых магнитных и электрических полей в широком частотном диапазоне / Тр. Сибирск. науч.-исслед. ин-та метрологии. Новосибирск, 1970.– вып.5.
3. Луговой Г.Л., Соболевский К.М. Исследование предельных возможностей построения широкополосных транзисторных повторителей сигналов для преобразователей импеданса // Измерение комплексных проводимостей в физико-химическом эксперименте.– Новосибирск, ИАЭ СО АН СССР, 1972.– С.113–130.
4. А.с. 490030 (СССР). Устройство для измерения коэффициента передачи повторителя напряжения / В.Е. Кучис.– Бюл. ОИПОТЗ., 1975.– №40.
5. Зарукин А.И. Измерение коэффициента передачи повторителей тока. // Вопросы теории и проектирования аналоговых измерительных преобразователей. Измерение параметров электрических сигналов и цепей: Межвуз. науч. сб.– Изд-во Саратов. ун-та. 1986, вып.5.– С. 47–53.

Зарукин Александр Игоревич – к.т.н., с.н.с., м.н.с. НИЛ Ульяновского высшего военно-технического училища (военный институт), соискатель кафедры «Измерительно-вычислительные комплексы» УлГТУ. Раб. адрес: 432071, г. Ульяновск, ул. К. Маркса 39а. Раб. тел.(8422) 349461. Дом. адрес: 432063, г. Ульяновск, ул. Пушкинская 4 кв.116. Дом. тел. (8422) 322345. E-mail: alects-zarukin@yandex.ru

НОВАЯ ТРАКТОВКА ФОРМУЛЫ МЭЗОНА В ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ

В. Г. Захаров

В электрической схеме ненаправленный граф совпадает с топологией схемы и любую входную или передаточную функцию H , равную отношению искомого потенциала узла или тока ветви к известным источникам напряжения или тока, можно найти по формуле Мэзона:

$$H = \frac{\sum_{k=1}^f \Pi'_k \Delta'_k}{\Delta_g},$$

где Π'_1, \dots, Π'_f – передачи путей, равные произведению проводимостей ветвей k -го пути, замыкающегося через известный источник напряжения или тока и вспомогательный измерительный прибор – вольтметр V или амперметр A – с единичными проводимостями, причем вольтметр подключается к узлу с искомым потенциалом, а амперметр включается в ветвь с искомым током; $\Delta'_1, \dots, \Delta'_f$ – миноры соответствующих путей, равные узловому определителю схемы, полученной при замыкании k -го пути; Δ_g – узловой определитель схемы [1].

Потенциал любого узла и ток любой ветви схемы с несколькими источниками определяются по принципу наложения из передаточных функций. Поскольку искомым потенциал в схеме (φ_2 , рис.1) развивается относительно базисного узла, вспомогательный вольтметр V можно не ставить и передачи путей вычислять между узлом 3 и базисным узлом 4. Амперметр A , включенный в ветвь с искомым током тоже можно не ставить, так как амперметр замыкается при вычислении передачи путей.

С другой стороны известно, что узловой определитель Δ_g схемы с количеством узлов y , не считая базисного, можно найти разложением по всем m путям между j -м и базисным узлами и записать в виде суммы произведений проводимостей ветвей всех деревьев схемы на соответствующие миноры [1]

$$\begin{aligned} \Delta_g &= \Pi'_1 \Delta'_1 + \Pi'_2 \Delta'_2 + \dots + \Pi'_f \Delta'_f + \Pi'_{f+1} \Delta'_{f+1} + \dots + \Pi'_m \Delta'_m = \\ &= G_1 + G_2 + \dots + G_f + G_{f+1} + \dots + G_h + G_{h+1} \dots + G_m = \sum_{s=1}^m g_{s1} g_{s2} \dots g_{sy}. \end{aligned}$$

куда входят и вышеперечисленные пути $\Pi'_1, \Pi'_2, \dots, \Pi'_f$ с соответствующими минорами $\Delta'_1, \Delta'_2, \dots, \Delta'_f$.

Таким образом, произведения $\Pi'_k \Delta'_k$ в формуле Мэзона представляют собой слагаемые $G_1 + G_2 + \dots + G_f$ узлового определителя схемы для коэффициента передачи потенциала j -го узла к источнику напряжения i -й ветви и слагаемые $G_1 + G_2 + \dots + G_h$ для коэффициента передачи тока j -й ветви к источнику тока, подключенного параллельно проводимости i -й ветви

$$K_{ji}^E = \frac{\varphi_j}{E_i} = \sum_{k=1}^f \frac{G_k}{\Delta_g}; \quad K_{ji}^J = \frac{I_j}{J_i} = \sum_{k=1}^h \frac{G_k}{\Delta_g},$$

причем в коэффициенты G_1, \dots, G_f сомножителем входит проводимость g_i i -й ветви с источником напряжения E_i , а в коэффициенты G_1, \dots, G_h – проводимость g_j j -й ветви схемы [2].

Аналогично, взаимное сопротивление и взаимная проводимость имеют вид

$$Z_{ji} = \frac{\varphi_j}{J_i} = \sum_{k=1}^f \frac{G_k}{g_i \Delta_g}; \quad G_{ji} = \frac{I_j}{E_i} = \sum_{k=1}^h \frac{g_j G_k}{\Delta_g},$$

где слагаемые G_1, \dots, G_f содержат сомножителем проводимость g_i i -й ветви, подключенной параллельно источнику тока J_i , а слагаемые G_1, \dots, G_h не содержат сомножителем проводимость g_j j -й ветви. На основе этой новой трактовки формулы Мэсона доказаны правила определения символьных схемных функций [2].

Пример 1. Найти передачу $H_{21} = \varphi_2/E_1$ в схеме на рис.1 по формуле Мэсона.

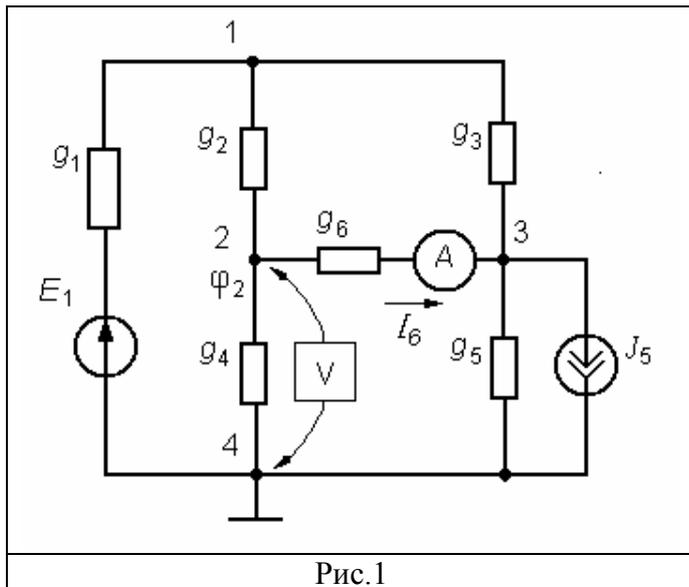


Рис.1

Решение. В схеме визуально находим первый путь от узла 2 через источник E_1 к базисному узлу 4 через проводимости g_1, g_2 , произведение которых является передачей первого пути Π_1 . Замыкаем найденные проводимости g_1, g_2 и находим узловой определитель Δ_1 полученной схемы:

$$\Pi_1 = g_1 g_2; \quad \Delta_1 = g_3 + g_5 + g_6.$$

Далее, визуально находим второй путь от узла 2 через

источник E_1 к базисному узлу 4 через проводимости g_6, g_3, g_1 , произведение которых является передачей второго пути Π_2 . Замыкаем в исходной схеме найденные проводимости g_6, g_3, g_1 и находим узловой определитель:

$$\Pi_2 = g_1 g_3 g_6; \quad \Delta_2 = 1.$$

Записываем искомую передачу:

$$H_{21} = \frac{\varphi_2}{E_1} = \sum_{k=1}^2 \frac{\Pi_k \Delta_k'}{\Delta_g} = (g_1 g_2 g_3 + g_1 g_2 g_5 + g_1 g_2 g_6 + g_1 g_3 g_6) / \Delta_g,$$

где Δ_g – определитель исходной схемы, который найдем разложением по путям между узлом 3 и базисным узлом 4:

$$\Delta_g = \sum_{k=1}^5 \Pi'_k \Delta'_k = g_1 g_2 g_3 + g_1 g_2 g_5 + g_1 g_2 g_6 + g_1 g_3 g_6 + g_1 g_3 g_4 + g_1 g_4 g_5 + g_1 g_4 g_6 + g_2 g_3 g_4 + \\ + g_2 g_4 g_5 + g_2 g_4 g_6 + g_3 g_4 g_5 + g_3 g_4 g_6 + g_1 g_5 g_6 + g_2 g_5 g_6 + g_3 g_5 g_6 + g_2 g_3 g_5$$

где

$$\begin{aligned} \Pi'_1 &= g_1 g_2, \quad \Delta'_1 = g_3 + g_5 + g_6; & \Pi'_2 &= g_1 g_3 g_6, \quad \Delta'_2 = 1, \\ \Pi'_3 &= g_4, \quad \Delta'_3 = g_1 g_3 + g_1 g_5 + g_1 g_6 + g_2 g_3 + g_2 g_5 + g_2 g_6 + g_3 g_5 + g_3 g_6; \\ \Pi'_4 &= g_5 g_6, \quad \Delta'_4 = g_1 + g_2 + g_3; & \Pi'_5 &= g_2 g_3 g_5, \quad \Delta'_5 = 1. \end{aligned}$$

Из примера видно, что числитель формулы Мэсона состоит из слагаемых узлового определителя схемы, в которые входят множителями проводимости, создающие путь от заданного узла к базисному узлу через проводимость с источником напряжения.

Остальные передаточные функции в схеме, найденные соответственно по правилам 4, 3, 2, имеют вид [2]:

$$\begin{aligned} H_{25} &= \varphi_2 / J_5 = -(g_2 g_3 + g_1 g_6 + g_2 g_6 + g_3 g_6) / \Delta_g; \\ H_{61} &= I_6 / E_1 = g_6 (g_1 g_2 g_5 - g_1 g_3 g_4) / \Delta_g; \\ H_{65} &= I_6 / J_5 = (g_1 g_2 g_6 + g_1 g_4 g_6 + g_2 g_4 g_6 + g_3 g_4 g_6) / \Delta_g. \end{aligned}$$

Дуальные правила сформулированы в базисе сопротивлений, по которым передаточные функции находятся из контурного определителя схемы [2].

Литература.

1. Теоретические основы электротехники.– Т1. Основы теории линейных цепей / Под ред. П.А. Ионкина.– М.; Высшая школа, 1976.
2. Белов Г.А., Захаров В.Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // Электричество, 2003.– №8.– С. 34–41.

Захаров Валерий Григорьевич – к.т.н., доцент кафедры радиотехники и радиотехнических систем Чувашского госуниверситета им И.Н.Ульянова. 428015, Чебоксары, Московский пр.15.

ПРИМЕНЕНИЕ СИМВОЛЬНЫХ СХЕМНЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

В. Г. Захаров, А. Г. Чертановский

Символьные схемные функции, предложенные в [1], позволяют реализовать алгоритм расчета электрической цепи в любом пакете символьной математики на основе 8 правил. Правила базируются на свойствах контурного и узлового определителей схемы. В докладе

предлагается алгоритм анализа электрических цепей в пакете «Maple», исходя из матрицы инцидентий схемы.

В матрице инцидентий схемы удаляются указанные в правилах ветви, затем в полученной матрице проводится поиск и удаление тупиковых ветвей, после чего производится поиск контура для тока ветви или пути для потенциала узла с учетом направления заданных источников напряжения и источников тока. В результате формируется числитель схемной функции в символьном виде, знаменателем которой является контурный или узловый определитель схемы.

Алгоритм и разработанная программа позволяет анализировать схемы со всеми типами управляемых источников и индуктивно связанными элементами в переходном и установившемся режимах.

Пример: Найти сопротивления R_{61} , R_{62} в схеме на рис.1,б при известных остальных параметрах и измеренных напряжениях U_1 , U_2 .

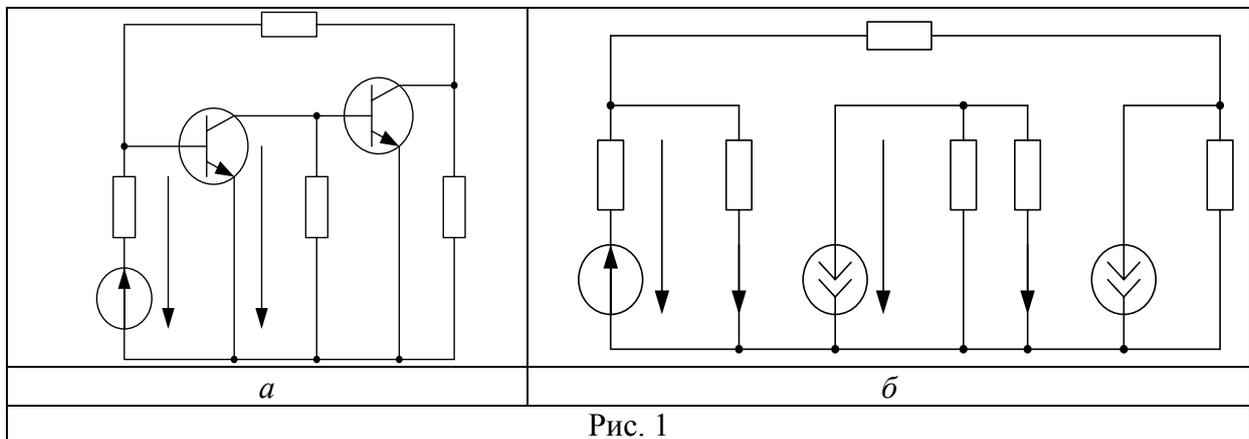


Рис. 1

1. Находим контурные определители подсхем

$$\Delta_{k1} = R_1 R_{61} + R_1 R_2 + R_1 R_{k2} + R_{61} R_2 + R_{61} R_{k2}, \quad \Delta_{k2} = R_{k1} + R_{62}.$$

2. Формируем матрицы инцидентий подсхем с элементами в символьном виде: первую для источников напряжения, вторую для источников тока для первой подсхемы и третью матрицу для источников тока для второй подсхемы.

3. Определяем ток I_{61} , для чего согласно правилу 7 из первой матрицы инцидентий находим составляющую, обусловленную источником напряжения E , а из второй, по правилу 6 – составляющую, обусловленную источником тока $\beta_2 I_{62}$.

4. Определяем ток I_{62} , для чего согласно правилу 6 из третьей матрицы инцидентий находим составляющую, обусловленную источником тока $\beta_1 I_{61}$.

5. Составляем систему алгебраических уравнений:

$$R_1 \begin{cases} I_{61} = [(R_2 + R_{k2})E - R_1 R_{k2} \beta_2 I_{62}] / \Delta_{k1} \\ I_{62} = -R_{k1} \beta_1 I_{61} / \Delta_{k2} \end{cases},$$

 E U_1 U_2 R_{k1} R_{k2} R_1 E

откуда находим

$$I_{61} = \Delta_{k2}(R_2 + R_{k2})E / (\Delta_{k1}\Delta_{k2} - R_1R_{k1}R_{k2}\beta_1\beta_2);$$

$$I_{62} = -R_{k1}\beta_1(R_2 + R_{k2})E / (\Delta_{k1}\Delta_{k2} - R_1R_{k1}R_{k2}\beta_1\beta_2).$$

6. Составляем систему алгебраических уравнений относительно R_{61} , R_{62} :

$$\begin{cases} R_{61} = U_1 / I_{61} \\ R_{62} = U_2 / I_{62} \end{cases},$$

откуда находим

$$R_{61} = \frac{R_1R_{k1}[R_2 + R_{k2}(1 - \beta_1\beta_2)]U_1}{R_{k1}(R_2 + R_{k2})E - R_{k1}(R_1 + R_2 + R_{k2})U_1 + \beta_2R_1R_{k1}U_2}$$

$$R_{62} = \frac{R_1R_{k1}[R_2 + R_{k2}(1 - \beta_1\beta_2)]U_2}{\beta_1R_{k1}(R_2 + R_{k2})E - \beta_1R_{k1}(R_1 + R_2 + R_{k2})U_1 + R_1(R_2 + R_{k2})U_2}$$

что совпало с результатами, полученными в [2].

Выводы

1. Разработаны алгоритмы и программа символьного расчета линейных электрических цепей в пакете «*Maple*» на основе свойств слагаемых контурного и узлового определителей схемы с возможностью взаимной проверки результатов расчета.

2. Алгоритмы минимизированы по количеству процедур за счет выбора конкретных слагаемых определителя и исключения операций с нулевыми элементами матрицы инцидентий.

3. Алгоритмы пригодны для анализа стационарных и нестационарных процессов в цепях с управляемыми источниками всех типов и взаимно индуктивными элементами, а также для ненаправленного графа электрической цепи.

Литература

1. Белов Г.А., Захаров В.Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // *Электричество*. – 2003. – №8. С. 34–41.

2. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2003. – 248 с.

Захаров Валерий Григорьевич – к.т.н., доцент кафедры радиотехники и радиотехнических систем Чувашского госуниверситета им И.Н.Ульянова. 428015, Чебоксары, Московский пр.15.

Чертановский Алексей Григорьевич – ассистент кафедры радиотехники и радиотехнических систем Чувашского госуниверситета им И.Н.Ульянова. 428015, Чебоксары, Московский пр.15.

О СИМВОЛЬНО-ТОПОЛОГИЧЕСКОМ АНАЛИЗЕ СХЕМ

(по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале
«Электричество»)

Ф. А. Королев, В. В. Филаретов

К числу статей, в которых обсуждаются топологические правила Кирхгофа [1] и Максвелла [2] относится и недавно опубликованная статья [3]. Отправным пунктом этой статьи является утверждение, что «конкретные действия для нахождения числителя дроби (символьной схемной функции – прим. редактора) до настоящего времени остаются нерешенной задачей». В результате решения указанной задачи на основе формулы Мейсона в статье получены восемь правил для расчета передаточных функций в символьном виде: первые четыре правила – для u -схем и дуальные четыре правила – для z -схем.

Прежде всего, следует уточнить, что «формулой Мэсона» (1957 г.) [4] именуется формула Фойснера (1904 г.) [5–7], предусматривающая разложение числителя передаточной функции по путям, соединяющим источник воздействия и приемник. С помощью этой формулы 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 [1], который цитируется в обсуждаемой статье (ссылка 4 в списке литературы)! Ниже приведена соответствующая цитата из указанной статьи Кирхгофа [1, с. 177]:

«Если упорядочить члены числителя величины I_γ 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 w_1, w_2, \dots, w_n по $\mu-1$ тех элементов, которые входят в знаменатель величин I , умноженные как на w_λ , так и на w_k . Именно эти сочетания $w_{k_1}, w_{k_2}, \dots, w_{k_{\mu-1}}$ 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 $w_{k_1}, w_{k_2}, \dots, w_{k_{\mu-1}}$ следует брать со знаком «плюс», если в остающейся фигуре положительное направление I_λ совпадает с направлением электродвижущей силы E_λ , и со знаком «минус» в противном случае.»

В вышеприведенной цитате: γ – проводник с искомым током; w_1, w_2, \dots, w_n – сопротивления всех n проводников, из которых состоит схема, μ – число независимых контуров схемы. Под «замкнутой фигурой» понимается контур.

Для сравнения приведем правило 7 из работы [3, с. 38]:

«Правило 7. Взаимная проводимость – отношение тока I_j j -й ветви схемы к источнику напряжения U_i i -й ветви схемы – равна дроби, знаменателем которой является контурный определитель схемы, а числителем – сумма слагаемых контурного определителя, содержащих сопротивление j -й ветви и взятых без этого сопротивления, при этом в сумму входят слагаемые, включающиеся в себя оставшиеся сопротивления, удаление которых создает в схеме путь для источника напряжения i -й ветви через сопротивление j -й ветви; слагаемые записываются в указанную сумму со знаком плюс, если направление источника напряжения i -й ветви совпадает с направлением тока j -й ветви.».

В отличие от авторов [3] Кирхгоф находил ток I_j в случае, когда последовательно с источником E_k включен проводник с сопротивлением k . Таким образом, приоритет Кирхгофа на правило 7 можно признать установленным. В данном случае авторов ввело в заблуждение цитирование работы [1] по более поздней работе. Очевидно, не следует ждать полноты от поздних изложений Кирхгофа, поскольку каждый исследователь обычно обсуждает именно те результаты, на которые опирается в дальнейших исследованиях [6, 7]. Зная правило 7, нетрудно получить правила 5, 6 и 8 для оставшихся передаточных функций z -схем, используя преобразование источника тока в источник напряжения и предельный переход. Для получения правил 1–4 из правил 5–6 используется хорошо известное соотношение между контурным и узловым определителем [8], о чем авторам тоже следовало бы отметить. Таким образом, нельзя согласиться с первой частью вывода 1 к обсуждаемой статье [3, с. 41]: «Сформулированы и доказаны правила расчета линейных электрических цепей, отличающиеся от общей формулировки Кирхгофа конкретными действиями...».

На двух примерах (без теоретической проработки!) авторы обсуждают применение сформулированных правил для анализа схем с УИ и взаимными индуктивностями, используя компенсацию управляемых источников тока и напряжения соответствующими независимыми источниками. Исходным является выражение узлового или контурного определителя схемы с нейтрализованными УИ. О том, как получить это выражение без взаимно уничтожающихся слагаемых авторы не говорят, хотя во вводной части статьи признают проблему избыточности символьных выражений схемных функций.

Оригинальным является то, что авторы предлагают находить неизвестные токи и напряжения УИ путем решения дополнительной системы уравнений, размерность которой равна числу УИ в схеме $n_{УИ}$. Однако этим отрицается сама идея Кирхгофа разработать прямой метод анализа электрических цепей, исключая составление уравнений и использующий непосредственно схемную модель цепи. Следует обратить

внимание на то, что трудоемкость формирования дополнительной системы уравнений возрастает с увеличением числа независимых источников в схеме $n_{\text{НИ}}$. Вручную решать системы уравнений в символьном виде выше второго порядка вряд ли целесообразно (авторы сами отказываются от решения системы второго порядка в примере 9). Пример 10, в котором анализируется схема с двумя парами индуктивно связанных катушек индуктивности, содержит только постановку задачи. Читателю предлагается самому решить систему уравнений четвертого порядка в символьном виде относительно токов, управляющих источниками напряжения, замещающими взаимные индуктивности, а затем подставить полученное решение в выражение для искомого тока. Таким образом, в обсуждаемой статье решения обоих примеров анализа схем с УИ не доведены до конца, что заставляет сомневаться в полезности методики, предлагаемой авторами. Сомнения перейдут в уверенность, если читатель самостоятельно проделает все выкладки, рекомендуемые авторами.

При использовании математических систем, которые предусматривают проведение символьных выкладок, проще решить систему контурных или узловых уравнений с символьными параметрами, чем по найденному (неизвестно как!) контурному или узловому определителю находить числитель отклика с неизвестными параметрами независимых источников (соответствующих управляемым источникам), а затем с помощью той же математической системы находить эти неизвестные параметры, решая уравнения, затем выполнять подстановку найденных параметров в выражение для искомого отклика ценой громоздких преобразований. Возможности современных математических систем по свертке алгебраических выражений таковы, что результатом этих преобразований не может быть выражение, обладающее меньшей вычислительной сложностью, чем выражение, сформированное методом схемных определителей [9,10]. Непонятно утверждение, что выражение (11), полученное по методике авторов, «качественно и количественно совпадает с результатом (13)», полученным методом схемных определителей [3, с. 40]. Действительно, в выражении (11) содержится 44 операции умножения и 19 операций сложения, а в выражении (13) – соответственно 13 и 13 операций.

В связи с изложенным выше можно поставить под сомнение вторую часть вывода 1 к статье [3, с. 41]: «...позволяющими сформировать числитель передаточной функции из слагаемых узлового или контурного определителей схемы без ограничений на тип управляемых источников.» и, особенно, весь второй вывод: «2, Предложенные правила упрощают расчет электрических цепей за счет формальной обработки слагаемых определителя схемы, доступной для пакетов компьютерной алгебры, не уступая качественно и количественно известным методам расчета.». По существу об «известных методах» речь в статье [3] вообще не идет,

поскольку в качестве объекта сравнения выбран метод схемных определителей [9,10], который предназначен для формирования компактных безызыбыточных символьных выражений схемных функций и откликов непосредственно, то есть минуя трудоемкую процедуру перечисления деревьев или систем хорд, исключающую возможность анализа схемы по частям. Было бы логичным сравнить обсуждаемую авторами методику с методом Возняцки [11,12]. Результатом сравнения будет сомнение в эффективности предлагаемого в [3] нововведения, требующего формирования системы уравнений, использующей пупини схемных функций, и ее аналитического решения.

В третьем (заключительном) выводе к статье [3, 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.

В этом примере рассматривается схема, содержащая две взаимные индуктивности. В соответствующей схеме замещения взаимные индуктивности замещены четырьмя источниками напряжения, управляемыми током (ИНУТ).

В качестве недостатков метода схемных определителей, побудивших разработку нового метода, авторы указывают [3, с. 35]: «отсутствие математического аппарата анализа и замена его логическими правилами на основе более двух десятков вариантов удаления и стягивания ветвей, а также преобразования подсхем, 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.

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды.– М.: Наука, 1988.– 428 с.
2. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме: В 2 т.– Т. 1.– М.: Наука, 1989.– 416 с.
3. Белов Г.А., Захаров В.Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // Электричество.– 2003.– № 8.– С. 34–41.
4. Mason S.J. Topological analysis of linear nonreciprocal networks // Proceedings of the IRE.– 1957.– Vol. 45, No. 6.– P. 829–838.
5. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik.– 1904.– Bd 15, N 12.– S. 385–394.

6. Филаретов В.В. Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // *Электричество*.– 1992.– № 9.– С. 64–67.

7. Филаретов В. В. Приоритеты в науке, или еще об одном слагаемом успеха // *Электричество*.– 1994.– № 12.– С. 63–64.

8. 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.

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

10. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // *Электричество*.– 2001.– № 4.– С. 43–51.

11. Wozniacki H. Analiza ukladow elektrycznych za pomoca ukladow przelaczajacych // *Biuletyn wojskowej akademii technicznej im. J.Dabrowskiego*.– 1967.– N 11.– S. 19–35.

12. Беллерт С., Возняцки Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел.– М.: Мир, 1972.– 311 с.

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.

О ДЕКОМПОЗИЦИИ ГРАФОВ СХЕМ ПРИ АНАЛИЗЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ ПО ЧАСТЯМ

Н. П. Кузьмин, В. В. Филаретов, Д. В. Шеин

В процессе проектирования радиоэлектронных средств перед разработчиками часто встает задача разбиения графа на части. На схемотехническом уровне это необходимо при использовании декомпозиционных методов анализа, например методов подсхем [1–3]. На конструкторском уровне проектирования – при формировании конструктивных узлов с учетом определенных требований или ограничений [4–6], например, при компоновке конструктивных узлов более высокого уровня иерархии, необходимо произвести разбиение схемы соединений на более связанные части, то есть выполнить требование минимума межсоединений.

Несмотря на значительные усилия, включая последние исследования [7], до сих пор отсутствует удовлетворительное решение этой фундаментальной задачи. Разработчики программ анализа электронных цепей по частям вынуждены использовать простейший комбинаторный алгоритм, основанный на переборе всех возможных сочетаний из множества узлов графа [8,9]. Следует обратить внимание на то, что при

декомпозиционном анализе схем используется рекурсивная бисекция, то есть деление исходной схемы и производных от нее схем на две подсхемы в соответствии с принципом половинного деления.

Для оценки эффективности разбиения графа на подграфы необходимо дать характеристику структуры графов, количественно определяющую связность. В [10] рассмотрена подобная характеристика, равная отношению числа ребер графа к числу ее вершин, – степень заполнения. Однако эта характеристика не инвариантна к числу вершин графа, поскольку отношение заложено в нее по определению. Иначе говоря, нельзя сказать, на какой стадии образовались более связные подграфы, не зная числа вершин этих подграфов. В работе [11] введена более удобная количественная характеристика связности, инвариантная к числу вершин графа, – степень связности. Под степенью связности графа с q вершинами будем понимать отношение числа ребер этого графа к числу ребер полного графа с числом вершин, равным q .

Рассмотрим особенности алгоритма разбиения графовой модели схемы на более связные подграфы, использующего пути минимального ранга (ПМР). Идея этого алгоритма принадлежит *Н.П.Кузьмину*. ПМР – это кратчайшие пути между каждой парой вершин. Покажем возможность использования ПМР для выделения сильно связных подграфов. Рассмотрим полный граф $G(X,U)$, где X – множество вершин; U – множество ребер). Степень связности его равна единице. В таком графе любой ПМР между парой вершин будет содержать только одно ребро. Редуцируем произвольно какое – либо ребро. Тогда $G(X,U) \rightarrow G'(X',U)$. Степень связности графа G' стала ниже, чем G . В G' найдутся такие две вершины, ПМР между которыми увеличится на одно ребро. Произведем редукцию еще некоторого количества ребер. Тогда $G'(X',U) \rightarrow G''(X'',U'')$. Степень связности G'' стала более низкой по сравнению с исходной. В связи с этим в G'' можно выделить такие множества вершин, между которыми длины ПМР возросли по сравнению с длинами в графе G' . Выберем в отдельные подграфы те вершины, длины ПМР которыми остались прежними или увеличились незначительно. Очевидно, что степени связности этих подграфов будут более высокими, чем всего графа G'' .

Таким образом, задачу разбиения графа на более связные части можно считать выполненной, определив, между какими вершинами ПМР более короткие, и выделить их в отдельные подграфы. Однако сформировать указанные подграфы можно только путем многочисленных перестановок пар вершин с «короткими» ПМР из одного подграфа в другой, постоянно контролируя степень связности каждого. При большом числе вершин таких перестановок может быть значительное количество (к тому же число подграфов не определено).

Упростить задачу можно следующим образом. Выше показано, что при редукции ребер некоторые ПМР «удлиняются», проходя при этом через оставшиеся ребра и инцидентные им вершины. Такое удлинение означает, что через некоторые ребра или вершины графа (назовем их элементами связи) проходит ПМР больше, чем через остальные. Следовательно, для нахождения элементов связи сильно связанных подграфов необходимо определить ребра или вершины, через которые проходит максимальное количество ПМР. Производя разрезание по элементам связи некоторым оптимальным образом, получаем совокупность компонент со степенью связности каждой выше, чем исходного графа. Алгоритм разбиения графа на части с использованием путей минимального ранга представлен ниже:

- 1) найти пути минимального ранга между каждой парой в графе;
- 2) составить таблицу, показывающую, сколько путей минимального ранга проходит через каждую вершину;
- 3) взять из таблицы данные о неразрезанной вершине с максимальным количеством путей минимального ранга;
- 4) определить оптимальное разрезание вершины;
- 5) если количество связанных компонент осталось прежним, то перейти к пункту 3;
- 6) если требуется разрезать граф на количество подграфов, большее двух, то перейти к пункту 3;
- 7) разбиение завершено.

Для иллюстрации алгоритма рассмотрим пример разбиения графа на рис. 1, содержащего 12 вершин и 22 ребра со степенью связности 0,33, на две связанные компоненты. Для этого найдем ПМР между каждой парой вершин, после чего составим таблицу. Произведем разрез вершин с максимальным количеством ПМР до получения двух подграфов, как показано на рис. 1, где внешние вершины подграфов обозначены контуром. Как видим, степень связности полученных подграфов выше, чем исходного графа, и равна 0,43.

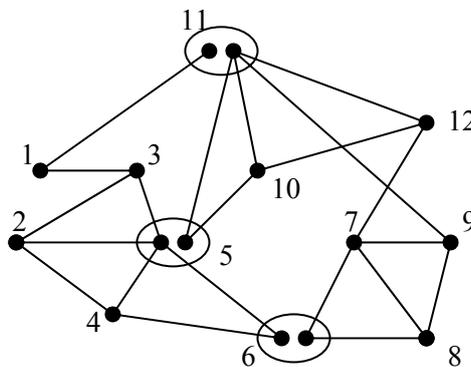


Рис. 1. Граф с разрезом на два подграфа

№ вершины	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Число ПМР	3	1	2	6	15	16	3	5	1	2	7	2

Следует отметить, что обсуждаемый алгоритм достаточно простой, поскольку требует определения всего $q(q-1)/2$ путей минимального ранга (предполагается, что между каждой парой вершин существует один ПМР). Дело в том, что в отличие от большинства известных алгоритмов этот алгоритм находит множество вершин, по которому целесообразно разрезать данный граф, но не отвечает на вопрос, как распределить ребра графа для получения оптимального разбиения. Для этого служит специальная процедура *bond*, также предлагаемая вниманию в докладе. Первые версии процедуры *bond* применительно к делению графа на два подграфа по одному и двум узлам были разработаны *Д.В.Шеиным* и реализованы в программах разложения определителей ненаправленных и смешанных графов (GRAPH и GROR) [12] и программе символьного анализа электронных цепей на основе унисторного графа SYMB. Обобщение процедуры *bond* для деления графов по трем, четырем, пяти и более вершинам было предложено *В.В.Филаретовым* и реализовано в программах символьного анализа CIRSYM, CIRSYMD, SECIRSYM REDSYM. Ниже приводится описание рекурсивной процедуры *bond*, реализованной на языке Си.

```

GRAPH /* структура графа размерности n, изоморфного схеме */
{
  char v1; /* первая вершина */
  char v2; /* вторая вершина */
  int ess; /* тип ребра или его номер для графа схемы
            с управляемыми источниками) */;
}

/* Деление схемы с n вершинами на две подсхемы по двум узлам */
/* s2 и s3 – вершины, по которым выполняется деление; s1 –
вспомогательная вершина, при инициализации процедуры s1=s2;
*k – указатель, возвращающий число ребер одной из подсхем, первая
вершина у этих ребер в структуре a1 заменена меткой «я», при
инициализации *k=0 */
void bond2(int n,GRAPH *a1,char s1,char s2,char s3,int *k)
{
  int i; char s4;

```

```

for (i=0;i<n;i++)
{
  if (*k > n-2) {*k=n; break;}
  if (a1[i].v1==s1)
  {
    if (a1[i].v2==s2 || a1[i].v2==s3) {a1[i].v1='я'; (*k)++; continue;}
    s4=a1[i].v2;
    a1[i].v1='я'; (*k)++;
    bond2(n,a1,s4,s2,s3,&*k);
    if (s1==s2) break;
  }
  if (a1[i].v1!='я' && a1[i].v2==s1)
  {
    if (a1[i].v1==s2 || a1[i].v1==s3) {a1[i].v1='я'; (*k)++; continue;}
    s4=a1[i].v1;
    a1[i].v1='я'; (*k)++;
    bond2(n,a1,s4,s2,s3,&*k);
    if (s1==s2) break;
  }
}
}

```

Известные алгоритмы последовательного (итерационного) типа [3,4] носят комбинаторный характер вследствие многочисленных перестановок вершин или групп вершин из одного подграфа в другой. Сравнительно новые алгоритмы нахождения минимальных разрезов, основанные на теории матроидов и решеток [5], пока еще не доведены до компьютерной реализации. Поэтому предложенный алгоритм может быть в ряде случаев более эффективным, особенно для графов с большим количеством вершин.

Литература

1. Норенков И.П., Маничев В.Б. Системы автоматизированного проектирования электронной и вычислительной аппаратуры. – М.: Высш. шк., 1983. – 272 с.
2. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.– 1995.– № 4.– С. 36–43.
3. Филаретов В. В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // Электричество.– 2001.– № 8.– С. 33–42.
4. Морозов К.К., Одинокое В.Г., Курейчик В.М. Автоматизированное проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1983.– 280 с.

5. Методы разбиения схем РЭА на конструктивно законченные части / Под ред. К.К. Морозова. – М.: Сов. радио, 1978. – 136с.

6. Бершадский А.М. Автоматизация конструкторского проектирования ЭВА и РЭА. – Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1977. – 80 с.

7. Гришкевич А.А. Комбинаторные методы исследования экстремальных структур математических моделей электрических цепей и систем.– Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 258 с.

8. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ сложных электрических цепей и сетей с помощью программы CIRS YMD // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунаро д. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 27–30.

9. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей // Государственный координационный центр информационных технологий.– 2004.– №ОФАП 3981; № ГР 50200401291.

10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем. – М.: Сов. радио, 1976. – 608 с.

11. Кузьмин Н.П., Филаретов В.В. Алгоритм разбиения графа на части, использующий пути минимального ранга // Численные эксперименты в проектировании радиоэлектронной аппаратуры.– Пенза: Политехн. ин-т, 1987.– Вып. 1.– С. 43–45.

Кузьмин Николай Павлович – директор ООО «Спецмонтажсервис».

432071, г. Ульяновск, ул. Федерации, д. 105. Тел: (8422) 42–07–79, 70–13–62. E-mail: sms_uln@ufo.ulntc.ru

Шеин Дмитрий Владимирович – инженер-программист Ульяновского автомобильного завода, e-mail: D.Shein@uaz.ru.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПОСТРОЕНИЕ СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ФОРМУЛ ВЫДЕЛЕНИЯ МНОГОПОЛЮСНИКОВ

С. А. Курганов, 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 искомым 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 CIRMUL (автор *В.В.Филаретов*), которая является модификацией программы CIRSYMD [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 CIRSYMD.

Параметры всех элементов схемы представляются в символьной форме. В отличие от программы CIRSYMD предусматривается использование в схеме одного многополюсника с числом полюсов от двух до девяти. Это обеспечивается включением оператора *S* (*subcircuit* – подсхема). Узлы многополюсника должны быть пронумерованы порядковыми цифрами от двух до девяти. Например, для включения в схему четырехполюсника достаточно привести в конце cir-файла строку «S 1 2 3 4». В отличие от программы CIRSYMD программой CIRMUL 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 *S*, которые соответствуют многополюснику с разомкнутыми полюсами (например, S1234), 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. Правила перехода от кодов многополюсников к обычным схемно-алгебраическим выражениям иллюстрируются рассмотренными ниже примерами.

Чтобы получать не только схемно-алгебраические выражения определителей, но и схемно-алгебраические выражения откликов,

необходимо подключать приемники напряжения или тока к свободным парам полюсов многополюсника, то есть полюсам, не подключенным к другим, внешним по отношению к многополюснику, элементам. Число полюсов многополюсника ограничено девятью из соображений удобства перехода от кодов многополюсника к соответствующим схемным представлениям.

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

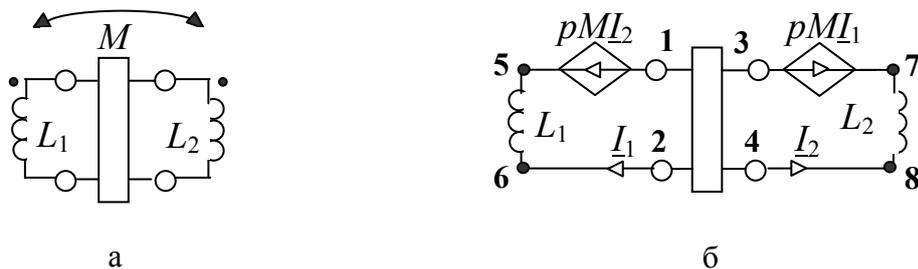


Рис. 1. Цепь с взаимной индуктивностью (а) и ее схема замещения (б)

Исходный файл для программы CIRMUL приводится ниже (для краткости записи строки cir-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=s*L1; Z2=s*L2;
detan=
-H*N*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 $\det an$ 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 $\det an$ в схемно-алгебраическом виде

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

Выделение параметра идеального трансформатора. Цепь с идеальным трансформатором и ее схема замещения показаны на рис. 2.

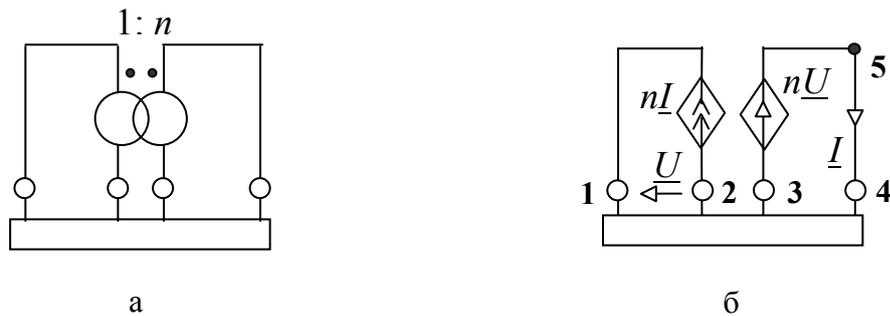


Рис. 2. Цепь с идеальным трансформатором (а) и ее схема замещения (б)

Исходный файл для программы CIRMUL приводится ниже:

```

Идеальный трансформатор
F 2 1 5 4 1 K 3 5 2 1 1 S 1 2 3 4 .END

```

Здесь $F=K=n$ – коэффициент трансформации идеального трансформатора. Параметрам схемы для краткости присвоены единичные значения.

Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

detan=
 $F \cdot K \cdot S_{1134} + S_{1234} \{F[2134]\} + S_{1234} \{K[3421]\} + S_{1233};$

Первое слагаемое выражения detan содержит параметр четырехполюсника с замкнутыми полюсами 1 и 2, а последнее – с замкнутыми полюсами 3 и 4. Второе слагаемое detan соответствует подсоединению к четырехполюснику НУИ с параметром F , генератор которого направлен от узла 2 к узлу 1, а приемник – от узла 3 к узлу 4. 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. Запишем выражение detan в обычном схемно-алгебраическом виде

$$\left| \begin{array}{c} 1:n \\ \text{Circuit} \end{array} \right| = n^2 \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right| + n \left(\left| \begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right| \right). \quad (2)$$

Выделение параметров операционного усилителя. Цепь с операционным усилителем и ее схема замещения, учитывающая конечные коэффициент усиления K и выходное сопротивление R показаны на рис. 3.



Рис. 3. Цепь с операционным усилителем (а) и ее схема замещения (б)

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

```
Операционный усилитель
K 3 5 2 1 1   R 4 5 1   S 1 2 3 4   .END
```

Здесь $R=Z$. Параметрам схемы для краткости присвоены единичные значения.

Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

```
detan=
S1234{K[3421]}+R*(S1234)+S1233;
```

Первое слагаемое \detan соответствует подсоединению к четырехполюснику НУИ с параметром K , генератор которого направлен от узла 3 к узлу 4, а приемник – от узла 2 к узлу 1. Второе слагаемое выражения \detan содержит параметр четырехполюсника с разомкнутыми полюсами, а третье – параметр четырехполюсника с замкнутыми полюсами 3 и 4. Запишем выражение \detan в обычном схемно-алгебраическом виде

$$\left| \begin{array}{c} \text{Circuit with op-amp} \\ \hline \end{array} \right| = K \left| \begin{array}{c} \text{Circuit with dependent current source } K \\ \hline \end{array} \right| + R \left| \begin{array}{c} \text{Circuit with dependent current source } R \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit with dependent current source } R \\ \hline \end{array} \right|. \quad (3)$$

Выделение параметра гиратора. Цепь с идеальным гиратором и ее схема замещения показаны на рис. 4.



Рис. 4. Цепь с идеальным гиратором (а) и ее схема замещения (б)

Исходный файл для программы CIRMUL приводится ниже:

```
Идеальный гиратор
G 1 2 3 2 1 G 2 3 1 2 1 S 1 2 3 .END
```

Здесь $G=g$. Параметрам схемы для краткости присвоены единичные значения. Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

```
detan=
G*G*S111+S123{G[1232]}+S123{G[2312]};
```

Первое слагаемое выражения \detan содержит параметр трехполюсника с замкнутыми полюсами 1, 2 и 3. Второе слагаемое \detan соответствует подсоединению к трехполюснику НУИ с параметром G , генератор которого направлен от узла 1 к узлу 2, а приемник – от узла 3 к узлу 2. Третье слагаемое \detan соответствует подсоединению к трехполюснику НУИ с параметром G , генератор которого направлен от узла 1 к узлу 2, а приемник – от узла 3 к узлу 2. Запишем выражение \detan в обычном схемно-алгебраическом виде

$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{ccc} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{g} & \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{array} \right| = g^2 \left| \begin{array}{ccc} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{---} & \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{ccc} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{---} & \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{array} \right| + \\
 & + g \left\{ \left| \begin{array}{ccc} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{---} & \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{ccc} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{---} & \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{array} \right| \right\}. \quad (4)
 \end{aligned}$$

Выделение Н-параметров транзистора. Цепь с низкочастотным биполярным транзистором и ее схема замещения с Н-параметрами показаны на рис. 5.

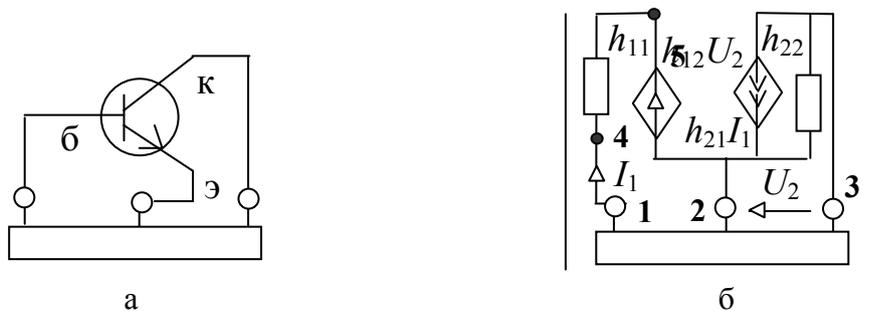


Рис. 5. Цепь с биполярным транзистором (а) и ее схема замещения (б)

Исходный файл для программы CIRMUL приводится ниже:

Биполярный транзистор

```
K12 2 5 3 2 1   F21 3 2 1 4 1   R11 4 5 1   g22 2 3 1   S 1 2 3   .END
```

Здесь $K12=h_{12}$, $F21=h_{12}$, $R11=h_{11}$, $g22=h_{22}$. Параметрам схемы для краткости присвоены единичные значения. Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

detan=

$$F21 * K12 * S122 + S123 \{ F21 [2312] \} + g22 * (R11 * (S122) + S111);$$

Первое слагаемое выражения detan содержит параметр трехполюсника с замкнутыми полюсами 2 и 3. Второе слагаемое detan соответствует подсоединению к трехполюснику НУИ с параметром F21, генератор которого направлен от узла 2 к узлу 3, а приемник – от узла 1 к узлу 2. Код S111 соответствует короткому замыканию всех полюсов трехполюсника. Запишем выражение detan в обычном схемно-алгебраическом виде

$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{c} \text{б} \\ \text{к} \\ \text{э} \end{array} \right| = (h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}) \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \\
 & + h_{12} \left| \begin{array}{c} \leftarrow \leftarrow \leftarrow \\ \text{---} \end{array} \right| + h_{21} \left| \begin{array}{c} \rightarrow \rightarrow \rightarrow \\ \text{---} \end{array} \right| + \\
 & + h_{11} \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + h_{22} \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \\
 & + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right|. \tag{5}
 \end{aligned}$$

Выделение параметров синхронного генератора. Цепь с синхронным генератором и ее схема замещения показаны на рис. 6.

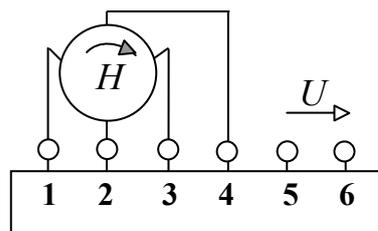


Рис. 6. Цепь с синхронным генератором

Исходный файл со схемой замещения синхронного генератора для программы CIRMUL приводится ниже (для краткости записи строки sig-файла, соответствующие элементам схемы, записаны в виде двух строк):

```
Синхронный генератор (схема замещения Крона-Шакирова [3])
U 5 6 Ea 8 7 1 Eb 14 15 1 Ec 10 11 1 Ra 8 9 1 Rb 14 9 1 Rc 10 9 1
Rn 2 9 1 Hab 7 18 3 16 1 Hbc 15 16 4 12 1 Hca 11 12 1 18 1 S 1 2 3 4 5 6
.END
```

Здесь E_a, E_b, E_c – ЭДС фаз трехфазного синхронного генератора; а R_a, R_b, R_c – сопротивления соответствующих фаз; R_n – сопротивление нулевого провода; H_{ab}, H_{bc}, H_{ca} – ИНУТ для моделирования вращающегося магнитного поля. Приемник с искомым напряжением подключен к свободным полюсам – 5 и 6 шестиполюсника S , что позволяет находить в схемно-алгебраическом виде, не только схемные определители, но и символьные выражения откликов. Результат работы программы CIRMUL имеет вид:

$$U = \frac{\left(R_b^*(R_c^*(S_{123456}\{E_a[2165]\})+R_n^*(S_{123456}\{E_a[4165]\}+S_{123456}\{E_c[1465]\}))+(E_a)^*(S_{123456}\{H_{ca}[2456]\})+S_{123256}\{E_a[2165]\}+S_{113456}\{E_c[1465]\})+R_c^*(R_n^*(S_{123456}\{E_a[3165]\}+S_{123456}\{E_b[1365]\})+S_{122456}\{E_a[2165]\}+(E_b)^*(S_{123456}\{H_{ab}[2156]\})+S_{113456}\{E_b[1365]\})+R_n^*(-H_{bc}^*(S_{123456}\{E_a[3165]\}))+(E_a)^*(S_{123456}\{H_{ca}[3456]\})+S_{123356}\{E_a[3165]\}+(E_b)^*(S_{123456}\{H_{ab}[4156]\})-H_{ca}^*(S_{123456}\{E_b[4365]\})+S_{123156}\{E_b[1365]\}-H_{ab}^*(S_{123456}\{E_c[1465]\})+(E_c)^*(S_{123456}\{H_{bc}[1356]\})+S_{121456}\{E_c[1465]\})+(E_a)^*H_{ca}^*(S_{123456}\{H_{bc}[2365]\})+S_{123456}\{E_a[2165]\}H_{bc}[2342])+(E_a)^*(S_{122456}\{H_{ca}[2456]\})+S_{122256}\{E_a[2165]\}+(E_b)^*(H_{ab}^*(S_{123456}\{H_{ca}[2465]\})+S_{123256}\{H_{ab}[2156]\})+S_{123456}\{E_b[2365]\}H_{ca}[2412])+S_{113156}\{E_b[1365]\}+(E_c)^*H_{bc}^*(S_{123456}\{H_{ab}[2165]\})+S_{123456}\{E_c[2465]\}H_{ab}[2132])+(E_c)^*(S_{113456}\{H_{bc}[1356]\})+S_{111456}\{E_c[1465]\} \right)$$

(
 $Rb^*(Rc^*(Rn^*(S123456)+S113456)+Rn^*$
 $(-Hca^*S123456+S123156)+S123456\{Hca[2412]\}+S113156)+Rc^*(Rn^*$
 $(-Hab^*S123456+S121456)+S123456\{Hab[2132]\}+S111456)+Rn^*$
 $(Hbc^*Hab^*S123456+Hca^*Hab^*S123456+S123456\{Hab[4134]\}+Hca^*Hbc^*S123456$
 $+S123456\{Hca[3413]\}+S123456\{Hbc[1341]\}+S121156)+Hbc^*$
 $(Hab^*Hca^*S123456+S123456\{Hab[2124]\})+Hab^*$
 $(S123456\{Hca[2423]\})+S123256\{Hab[2132]\}+Hca^*$
 $(S123456\{Hbc[2321]\})+S122456\{Hca[2412]\}+S113456\{Hbc[1341]\}+S111156$
);

Если приемник напряжения не будет указан в cir-файле, то результатом работы программы CIRMUL будет САФ для определителя заданной схемы (со стянутыми в результате нейтрализации источниками напряжения), то есть знаменатель САФ для отклика.

detan=

$Rb^*(Rc^*(Rn^*(S123456)+S113456)+Rn^*$
 $(-Hca^*S123456+S123156)+S123456\{Hca[2412]\}+S113156)+Rc^*(Rn^*$
 $(-Hab^*S123456+S121456)+S123456\{Hab[2132]\}+S111456)+Rn^*$
 $(Hbc^*Hab^*S123456+Hca^*Hab^*S123456+S123456\{Hab[4134]\}+Hca^*Hbc^*S123456$
 $+S123456\{Hca[3413]\}+S123456\{Hbc[1341]\}+S121156)+Hbc^*$
 $(Hab^*Hca^*S123456+S123456\{Hab[2124]\})+Hab^*$
 $(S123456\{Hca[2423]\})+S123256\{Hab[2132]\}+Hca^*$
 $(S123456\{Hbc[2321]\})+S122456\{Hca[2412]\}+S113456\{Hbc[1341]\}+S111156;$

Таким образом, с помощью программы CIRMUL могут быть получены САФ для произвольных линейных многополюсников и подсхем. Автоматизированную свертку САФ, учитывающую повторяющиеся параметры многополюсника, можно выполнить, например, используя математическую систему Maple [2,4].

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. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ сложных электрических цепей и сетей с помощью программы CIRSMD // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и

анализ: Тр. межд. конф. КЛИН-2003.– Ульяновск: Ульян. гос. тех. ун-т. 2003. – Т.4. – С. 27–30.

3. Шакиров М.А. Системные схемы замещения трехфазных машин и их применение для расчета несимметричных режимов электрических систем // Электротехника. – 2003. – №3. – С. 26- 35.

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

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ТОЖДЕСТВА ДЛЯ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

С. А. Курганов, В. В. Филаретов

В линейных неавтономных электрических цепях выполняются следствия законов Кирхгофа для передаточных и входных функций в виде следующих выражений [1]:

$$AT=0, \quad (1) \quad AY=0, \quad (2) \quad BK=0, \quad (3) \quad BZ=0, \quad (4)$$

где A – узловая матрица, Y – квадратная матрица входных и передаточных проводимостей, T – квадратная матрица коэффициентов передачи токов ветвей, B – контурная матрица, Z – квадратная матрица входных и передаточных сопротивлений ветвей, K – квадратная матрица коэффициентов передачи напряжений ветвей.

В силу обобщенного принципа дуальности [2] – принципа взаимосоответствия [3] – пары уравнений (1) и (2), (3) и (4) можно рассматривать как взаимосоответствующие. Согласно уравнениям (1) и (2) алгебраическая сумма входной проводимости l -й ветви y_{ll} (коэффициента t_{ll}) и взаимных проводимостей y_{hl} всех ветвей, имеющих один и тот же общий узел с ветвью l (коэффициентов k_{hl} таких ветвей), равна нулю. Из уравнений (3) и (4) следует, что алгебраическая сумма входного сопротивления l -й ветви z_{ll} (коэффициента k_{ll}) и взаимных сопротивлений z_{hl} всех ветвей, образующих с ветвью l один контур (коэффициентов k_{hl}), равна нулю.

Необходимо обратить внимание на два обстоятельства. Во-первых, фундаментальные соотношения между схемными функциями инвариантны к способу подключения источника воздействия, который может подключаться к ветвям рассматриваемого сечения или контура [2] или не иметь общих узлов с этим сечением или контуром. Это следует из того, что первый (второй) закон Кирхгофа безусловно выполняется для приемников тока, образующих сечение, и приемников напряжения, образующих контур, независимо от того, как подключены источники

воздействия. В то же время форма представления взаимосвязей между схемными функциями в виде уравнений (1)–(4), использующих узловую и контурную матрицы, не предусматривает произвольного подключения источников воздействия. Во-вторых, во многих случаях желательно исследовать топологические функции – числители и знаменатели схемных функций [4–7]. При этом учитываются условия вырождения топологических функций [8–11], а также взаимосвязи между топологическими функциями [12].

Обратим внимание на избыточность уравнений (1)–(4), состоящую в том, что знаменатели однопольных схемных функций от некоторого источника будут одинаковыми в каждом уравнении. Если схемы, соответствующие знаменателям, невырождены, то возможно получение на основе (1)–(4) соотношений для числителей схемных функций. Представление таких соотношений в схемно-алгебраическом виде [12], то есть минуя отображение схемы с помощью матриц, обеспечит общий характер и удобство применения новых следствий уравнений Кирхгофа, обсуждению которых посвящена данная статья.

Следствие 1. В невырожденной неавтономной линейной электрической цепи на рис. 1 алгебраическая (с учетом направлений ветвей) сумма числителей коэффициентов передачи напряжения от источника ЭДС \underline{E} к приемникам напряжения $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \dots, \underline{U}_p$, образующим контур p , равна нулю, то есть

$$\sum_{l=1}^p \pm N_{EUI} = 0, \quad (5)$$

где N_{EUI} – числитель коэффициента передачи напряжения от ветви \underline{E} к ветви \underline{U}_l . Источник ЭДС \underline{E} может иметь общие узлы с контуром p или не касаться его, как показано на рис. 1а и рис. 1б. В формуле (5) положительный знак перед N_{EUI} берется в случае, когда направление \underline{U}_l совпадает с направлением контура, которое, как и при построении уравнений по второму закону Кирхгофа, выбирается произвольно. В противном случае перед N_{EUI} ставится отрицательный знак. На рис. 1 направления всех приемников напряжения совпадают с направлением образованного ими контура

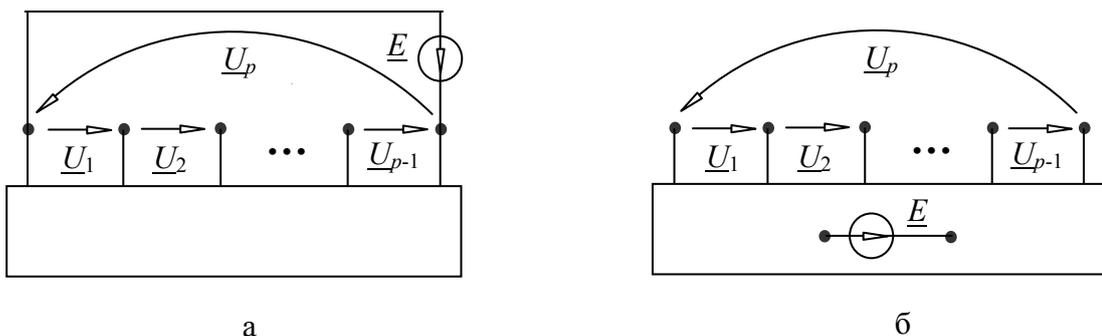


Рис. 1. Подключение источника ЭДС к рассматриваемому контуру (а) и вне его (б)

Выражение (5) следует непосредственно из уравнения $\sum_{l=1}^p \underline{U}_l = 0$ для данного контура при существовании знаменателя D , соответствующих схемных функций. Знаменатель D находится как определитель схемы, полученной из схемы на рис. 1а или рис. 1б в результате стягивания источника ЭДС и удаления всех приемников напряжения [7].

Используя метод схемных определителей, запишем (5) в схемно-алгебраическом виде, считая, что источник ЭДС подключен вне рассматриваемого контура,

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \rightarrow \bullet \quad \bullet \quad \dots \quad \bullet \quad \bullet \\ \hline \bullet \quad \leftarrow \leftarrow \bullet \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \bullet \quad \text{---} \rightarrow \bullet \quad \bullet \quad \dots \quad \bullet \quad \bullet \\ \hline \bullet \quad \leftarrow \leftarrow \bullet \end{array} \right| + \dots$$

$$\dots + \left| \begin{array}{c} \bullet \quad \bullet \quad \bullet \quad \dots \quad \bullet \quad \rightarrow \text{---} \\ \hline \bullet \quad \leftarrow \leftarrow \bullet \end{array} \right| + \dots + \left| \begin{array}{c} \text{---} \leftarrow \text{---} \leftarrow \text{---} \leftarrow \text{---} \\ \hline \bullet \quad \leftarrow \leftarrow \bullet \end{array} \right| = 0, \quad (6)$$

где пары вертикальных линий указывают на применение операции взятия определителя от соответствующих схем. Все слагаемые выражения (6) имеют одинаковый знак, поскольку на рис. 1 принята одинаковая ориентация приемников напряжения по отношению к контуру.

Формула (6) получена из формулы (5) путем замены каждого слагаемого на определитель соответствующей схемы числителя. Схема числителя получается из исходной схемы на рис. 1а в результате замены источника ЭДС на генератор неудаляемого управляемого источника (НУИ), а соответствующего приемника напряжения на приемник НУИ [7]. Генератор НУИ (ГНУИ) обозначен в (6) укрупненной двойной стрелкой и направлен против направления заменяемого источника ЭДС, а приемник НУИ (ПНУИ) – укрупненной одинарной стрелкой.

Следует обратить внимание на следующую закономерность схемно-алгебраического выражения (6). Если в этой формуле все схемы совместить в одну, то все ГНУИ совпадут, а ПНУИ образуют контур соответствующего направления. Это правило можно использовать при построении других аналогичных тождеств. В частном случае следствия 1 источник ЭДС \underline{E} подключается к одной из ветвей рассматриваемого контура и направлен против его обхода

$$\dots + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit Diagram 1} \\ \text{Circuit Diagram 2} \\ \dots \\ \text{Circuit Diagram n} \end{array} \right| + \dots + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit Diagram n+1} \\ \text{Circuit Diagram n+2} \\ \dots \\ \text{Circuit Diagram m} \end{array} \right| = 0. \quad (7)$$

Последнее слагаемое выражения (7) отличается только знаком от знаменателя схемных функций, числители которых образуют данное тождество, поскольку параллельное однонаправленное соединение ГНУИ и ПНУИ эквивалентно идеальному проводнику. В соответствующем уравнении (3), записанном относительно схемных функций, последнее слагаемое будет равно -1 . В простейшем случае, когда контур на рис. 1б состоит из трех ветвей, выражение (7) принимает вид

$$\left| \begin{array}{c} \text{Circuit Diagram 1} \\ \text{Circuit Diagram 2} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit Diagram 3} \\ \text{Circuit Diagram 4} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit Diagram 5} \end{array} \right|. \quad (8)$$

Тождество (8) было использовано в [14] при доказательстве преобразования идеального операционного усилителя в повторитель напряжения [15,16]. Аналогичное тождество на основе обычных нуллов и алгебраического правила знаков, предусматривающего нумерацию узлов схемы, доказывается в [10].

Теперь рассмотрим взаимосвязь топологических функций передаточных сопротивлений.

Следствие 2. В невырожденной неавтономной линейной электрической цепи на рис. 2 алгебраическая сумма числителей передаточных сопротивлений от источника тока \underline{J} к приемникам напряжения $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \dots, \underline{U}_p$, образующим контур ρ , равна нулю, то есть

$$\sum_{l=1}^p \pm N_{JUl} = 0, \quad (9)$$

где N_{JUl} – числитель коэффициента передачи напряжения от ветви \underline{J} к ветви \underline{U}_l . Источник тока \underline{J} может иметь общие узлы с контуром ρ или не касаться его, как показано на рис. 2а и рис. 2б. В формуле (9) положительный знак перед N_{JUl} берется в случае, когда направление \underline{U}_l совпадает с

направлением контура, которое, как и при построении уравнений по второму закону Кирхгофа, выбирается произвольно. В противном случае перед N_{Jl} ставится отрицательный знак. На рис. 2 направления всех приемников напряжения совпадают с направлением образованного ими контура.

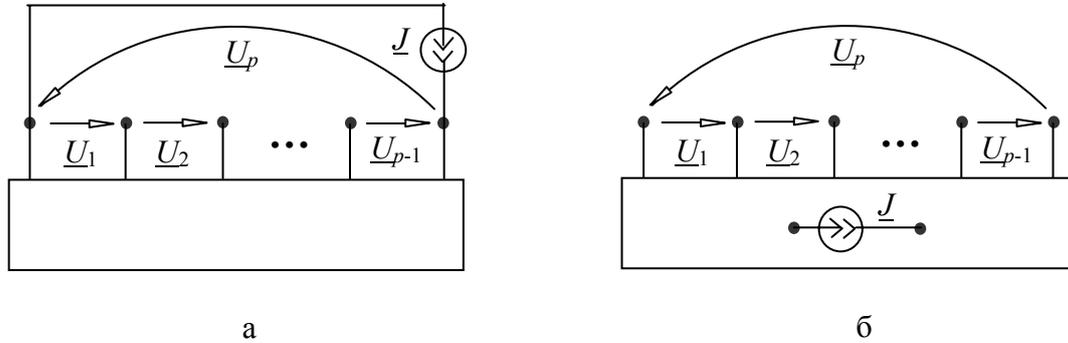


Рис. 2. Подключение источника ЭДС к рассматриваемому контуру (а) и вне его (б)

Тождество (9) формально совпадает с тождеством (5), поскольку различные передаточные функции отличаются только знаменателями [7] и $N_{EUI} = N_{JUI}$. Таким образом, схемно-алгебраические тождества (6) – (8) служат одновременно отображением следствия 2. Тем не менее, алгебраические и схемно-алгебраические тождества, вытекающие из следствий 1 и 2, имеют различные условия существования, обусловленные различием знаменателей соответствующих схемных функций.

Другие два следствия уравнений Кирхгофа для топологических функций могут быть получены из следствий 1 и 2 на основе принципа дуальности (взаимосоответствия) [3]. Для формулирования следствий 3 и 4 воспользуемся парами дуальных понятий: сопротивление \leftrightarrow проводимость, контур \leftrightarrow сечение, напряжение \leftrightarrow ток.

Следствие 3. В невырожденной неавтономной линейной электрической цепи на рис. 3 алгебраическая сумма числителей коэффициентов передачи тока от произвольной ветви J к приемникам тока I_1, I_2, \dots, I_s , образующим сечение ζ , равна нулю, то есть

$$\sum_{l=1}^s \pm N_{Jl} = 0, \quad (10)$$

где N_{Jl} – числитель коэффициента передачи напряжения от ветви J к ветви I_l . Источник тока J может входить или не входить в сечение ζ , как показано на рис. 3а и рис. 3б. В формуле (10) положительный знак перед N_{Jl} берется в случае, когда направление I_l совпадает с ориентацией сечения, которая, как и при построении уравнений по второму закону Кирхгофа, выбирается произвольно. В противном случае перед N_{Jl} ставится отрицательный знак. На рис. 3 направления всех приемников тока совпадают с ориентацией сечения

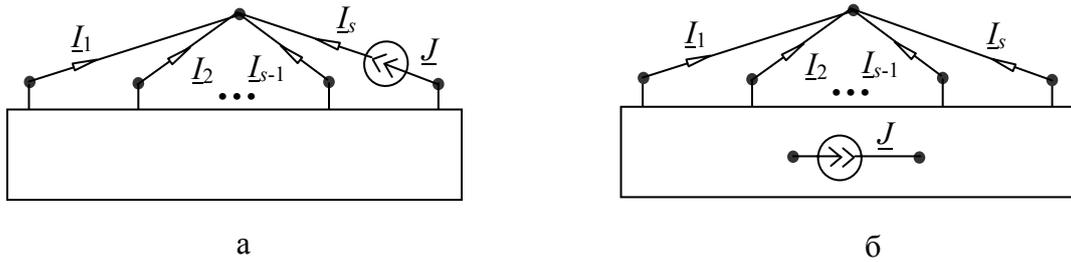


Рис. 3. Подключение источника тока в одну из ветвей сечения (а) и вне сечения (б)

Если отказаться от применения принципа взаимосоответствия, то выражение (10) можно получить непосредственно из уравнения $\sum_{l=1}^p I_l = 0$ для данного контура, при существовании знаменателя D соответствующих схемных функций. Знаменатель D находится как определитель схемы, полученной из схемы на рис. 3а или рис. 3б в результате удаления источника тока и стягивания всех приемников тока [7].

Используя, как и при получении выражений (6) – (8), схемные отображения числителей схемных функций на рис. 3б, запишем (10) в схемно-алгебраическом виде

$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 1} \\ \text{Diagram 2} \\ \dots \\ \text{Diagram } n \end{array} \right| + \dots \\
 & \dots + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram } m+1 \\ \text{Diagram } m+2 \\ \dots \\ \text{Diagram } p \end{array} \right| = 0. \quad (11)
 \end{aligned}$$

The diagrams in the equation are schematic representations of circuit determinants. Each diagram shows a network with a top node and several nodes below it. In each diagram, a different branch of the network contains a current source J with an arrow pointing away from the node, while all other branches contain current receivers (represented by arrows pointing towards the nodes).

При этом для получения схем числителей в (11) источник тока J в исходной схеме на рис. 3б заменяется ГНУИ противоположной ориентации.

В частном случае, когда источник тока включается в ветвь сечения с номером s (см. рис. 3а) тождество (11) преобразуется к виду

$$\begin{aligned}
 & \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 1} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 2} \\ \hline \end{array} \right| + \dots \\
 & \dots + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 3} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 4} \\ \hline \end{array} \right| = 0. \quad (12)
 \end{aligned}$$

Последнее слагаемое выражения (12) отличается только знаком от знаменателя схемных функций, числители которых образуют данное тождество, поскольку последовательное встречное соединение ГНУИ и ПНУИ эквивалентно разомкнутой ветви. В соответствующем уравнении (1), записанном относительно схемных функций, последнее слагаемое будет равно -1 . В простейшем случае, когда сечение на рис. 3а состоит из трех ветвей, выражение (12) принимает вид

$$\left| \begin{array}{c} \text{Diagram 5} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 6} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 7} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (13)$$

$$\left| \begin{array}{c} \text{Diagram 8} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 9} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Diagram 10} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (14)$$

Тождество (13) было использовано в [14] при доказательстве преобразования идеального операционного усилителя в повторитель тока [15, 16]. Аналогичное тождество на основе обычных нуллов и алгебраического правила знаков, предусматривающего нумерацию узлов схемы, доказывается в [10].

Теперь рассмотрим взаимосвязь топологических функций передаточных проводимостей.

Следствие 4. В невырожденной неавтономной линейной электрической цепи на рис. 4 алгебраическая сумма числителей коэффициентов передачи тока от источника ЭДС \underline{E} к приемникам тока $\underline{I}_1, \underline{I}_2, \dots, \underline{I}_s$, образующим сечение ζ , равна нулю, то есть

$$\sum_{l=1}^s \pm N_{El} = 0, \quad (15)$$

где $N_{E\ell}$ – числитель коэффициента передачи напряжения от ветви E к ветви ℓ . Источник ЭДС E может подключаться к одной из ветвей сечения ζ или находится вне этого сечения, как показано на рис. 4а и рис. 4б. В формуле (14) положительный знак перед $N_{E\ell}$ берется в случае, когда направление \underline{I}_E совпадает с ориентацией сечения, которая, как и при построении уравнений по второму закону Кирхгофа, выбирается произвольно. В противном случае перед $N_{E\ell}$ ставится отрицательный знак. На рис. 4 направления всех приемников тока совпадают с ориентацией сечения

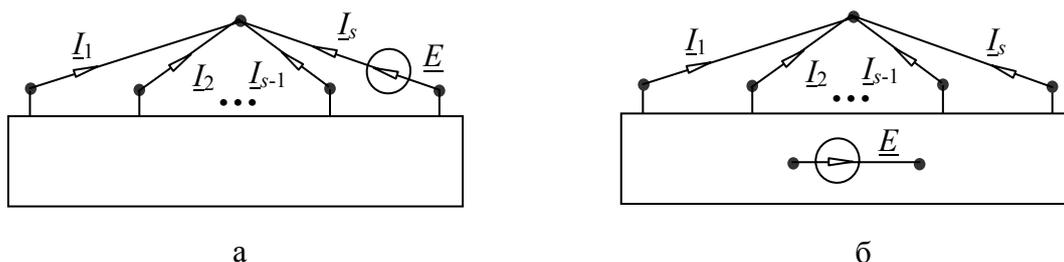


Рис. 4. Подключение источника ЭДС в одну из ветвей сечения (а) и вне сечения (б)

Если отказаться от применения принципа взаимосоответствия, то выражение (14) можно получить непосредственно из уравнения $\sum_{l=1}^p \underline{I}_l = 0$

для данного контура, при существовании знаменателя D соответствующих схемных функций. Знаменатель D находится как определитель схемы, полученной из схемы на рис. 4а или рис. 4б в результате стягивания источника ЭДС и всех приемников тока [7].

Тождество (14) формально совпадает с тождеством (10), поскольку различные передаточные функции отличаются только знаменателями [7] и $N_{E\ell} = N_{\ell E}$. Таким образом, схемно-алгебраические тождества (11) – (13) служат одновременно отображением следствия 2. Тем не менее, алгебраические и схемно-алгебраические тождества, вытекающие из следствий 3 и 4, имеют различные условия существования, обусловленные различием знаменателей соответствующих схемных функций.

Из полученных схемно-алгебраических тождеств (6) и (7), (11) и (12) видно, что в схемах всех слагаемых ГНУИ фиксируются в одном положении, а ПНУИ перемещаются по ветвям контура или сечения при переходе от одного слагаемого к другому. Из общего правила выпадает тождество для трехполюсника (13). Действительно, в этом тождестве при переходе от первой схемы ко второй и третьей схемам ГНУИ не меняет своего положения относительно правого узла трехполюсника (учитывая, что разомкнутая ветвь – это последовательное встречное соединение ГНУИ и ПНУИ). Однако, если идеальный проводник в третьей схеме представить параллельным встречным соединением ГНУИ и ПНУИ, то

окажется, что ПНУИ не меняет своего положения, а ГНУИ перемещается по контуру (!). Именно это обстоятельство использовалось для доказательства тождества (13) в работе [14].

Вскрытое противоречие позволяет предположить, что, наряду со схемно-алгебраическими тождествами (6) и (7), (11) и (12), существуют общие схемно-алгебраические тождества, у которых в схемах для всех слагаемых ПНУИ фиксируются в одном положении, а ГНУИ перемещаются по ветвям контура или сечения при переходе от одного слагаемого к другому. Для получения новых тождеств обратимся к упомянутому доказательству тождества (13).

Для этого представим (13) в следующем виде

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \rightarrow \text{---} \leftarrow \leftarrow \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \leftarrow \leftarrow \leftarrow \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{---} \leftarrow \leftarrow \leftarrow \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right|. \quad (16)$$

Рассмотрим две схемы, представленные на рис. 5, которые эквивалентны в соответствии с правилом переноса источника через контур [2].

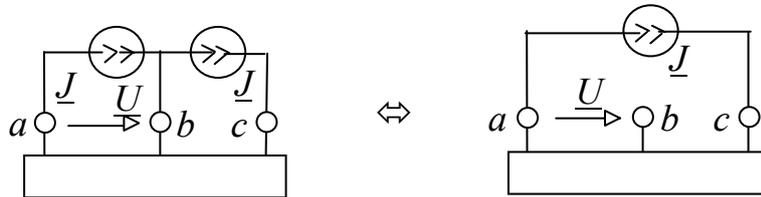


Рис. 5. К выводу тождества (13)

Из эквивалентности схем на рис. 5 следует равенство напряжений \underline{U} между узлами a и b . Приравняв выражения для \underline{U} , полученные из каждой схемы по методу схемных определителей, получаем схемно-алгебраическое тождество, которое после деления на \underline{J} и умножения на общий знаменатель, равный определителю трехполюсника, приобретает вид выражения (15).

Рассмотренное доказательство тождества (15) с помощью правила переноса источника тока по контуру справедливо не только для трех ветвей в контуре, но и для произвольного числа ветвей в контуре, поскольку само правило выполняется для любого контура [2]. Поэтому применение общей формулировки этого правила обобщает тождество (15) на контуры, содержащие произвольное число ветвей.

Обобщенные тождества могут быть записаны формально из (6) и (7) путем замены ГНУИ (ПНУИ) на ПНУИ (ГНУИ). В полученных таким образом схемно-алгебраических формулах ПНУИ зафиксирован, а ГНУИ перемещается вдоль контура при переходе от одного слагаемого к другому.

Аналогичные тождества для сечений (узлов) могут быть получены на основе правила переноса источника ЭДС через сечение (узел). Эти тождества также могут быть записаны формально, как и тождества для контуров, путем замены в (11) и (12) ГНУИ (ПНУИ) на ПНУИ (ГНУИ). В полученных схемно-алгебраических тождествах ПНУИ также зафиксирован, а ГНУИ перемещается по ветвям сечения при переходе от одного слагаемого к другому.

Схемно-алгебраические тождества вида (7), (12), в которых все ГНУИ и ПНУИ находятся в рассматриваемом контуре или сечении, могут быть получены на основе матрицы передаточных проводимостей Y (сопротивлений Z). Известно, что сумма всех элементов произвольной строки (столбца) матриц Y и Z равны нулю [17]. Учитывая факт совпадения знаменателей всех передаточных проводимостей (сопротивлений), можно считать, что сумма числителей всех передаточных проводимостей (сопротивлений), находящихся в одной строке или столбце матрицы, равна нулю. Если записать в этих равенствах все числители в схемно-алгебраической форме [7], то получатся тождества вида (7), (12). При чем из равенств для столбцов формируются тождества с фиксированным ГНУИ и «плавающим» ПНУИ, как (7) и (12), а из равенств для строк получают тождества с фиксированным ПНУИ и «плавающим» ГНУИ.

Выводы

1. Схемно-алгебраические тождества, известные для трехполюсников, обобщены на многополюсники с любым числом узлов и произвольным подключением ГНУИ (ПНУИ) – к полюсам или внутренним узлам многополюсника.

2. Определено условие существования схемно-алгебраических тождеств, состоящее в отличие от нуля определителя соответствующей схемы, в которой учитывается рассматриваемый топологический объект – контур или сечение, тип подключаемого источника и снимаемого отклика.

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды.– М.: Наука, 1988.– 428 с.
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. Иваницкий А.М. Принцип взаимосоответствия // Радиотехника.– 1976.– Т. 31, № 7.– С. 45–52.
4. Hoang S. Direct topological rules for analysis of networks without magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki.– 1974.– Т. 23, z. 2.– S. 387–405.
5. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // Electronics letters.– 1966.– Vol. 2, No. 11.– P. 427–428.
6. Hashemian R. Symbolic representation of network transfer functions using norator-nullator pairs // Electronic circuits and systems.– 1977.– Vol. 1, No. 6 (November).– P. 193–197.
7. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество.– 2001.– № 4.– С. 43–51.
8. Milic M.M. General passive networks – solvability, degeneracies, and order of complexity // IEEE Transactions on circuits and systems.– 1974.– Vol. CAS–21.– No. 2 (March).– P. 177–183.
9. Ozawa T. Topological conditions for the solvability of linear active networks // Circuit Theory and Applications.– 1976.– Vol. 4.– P. 125–136.
10. Chang S.M., Wierzba G.M. Circuit level decomposition of networks with nullors for symbolic analysis // IEEE Transactions on circuits and systems – 1: Fundamental theory and applications.– 1994.– Vol. 41.– P. 699–711.
11. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43–52.
12. Филаретов В.В. Уравнения топологических функций и их некоторые свойства // Электричество.– 1990.– № 5.– С. 73–76.
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. 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. «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке технике и экономике».– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 86–94.
15. Волгин Л.И. Топологические преобразования электрических цепей.– Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1982.– 108 с.
16. Зарукин А.И. Топологические схемные триады активных электрических цепей // Электричество.– 2004.– С. 43–47.
17. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.– Киев: ГИТЛ УССР.– 1963.– 199 с.

ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ЧАСТЯМ МЕТОДОМ НЕРАВНОВЕСНЫХ ДВОИЧНЫХ ВЕКТОРОВ

С. А. Курганов, В. В. Филаретов

Символьные передаточные функции (СПФ) представляются в виде [1–5]

$$H = \frac{\Delta_N}{\Delta_D}, \quad (1)$$

где Δ_N и Δ_D – соответственно числитель и знаменатель СПФ, в которых параметры всех элементов схемы заданы символами. При использовании схемно-алгебраического метода формирования СПФ [6–10] Δ_N и Δ_D находятся как определители некоторых схем, которые получаются из исходной схемы. Схема для нахождения знаменателя получается в результате нейтрализации источника воздействия и приемника отклика, а схема числителя – путем введения управляющей связи между выходом и входом, которая отображается идеальным операционным усилителем или неудаляемым управляемым источником (НУИ) [7]. Отсюда в частности следует, что выражения для числителей всех СПФ некоторой схемы тождественны.

Схема числителя для каскадного соединения двух многополюсников на рис. 1б получена из исходной схемы на рис. 1а заменой источника ЭДС генератором НУИ (обозначен двойной укрощенной стрелкой) противоположного направления, а приемника напряжения – приемником НУИ (одинарная укрощенная стрелка) соответствующего направления.

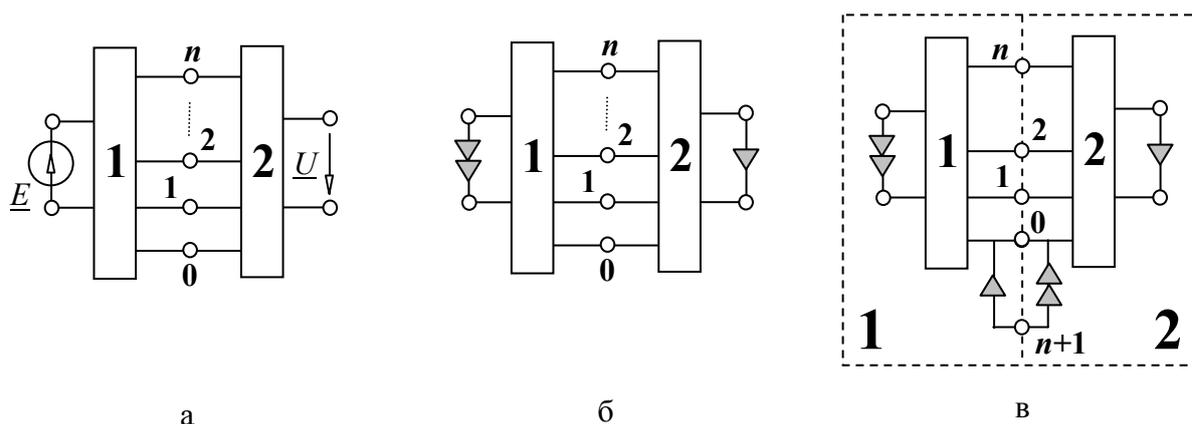


Рис. 1. Схема, разделимая по $(n+1)$ -му узлу (а),
соответствующая схема числителя СПФ (б)
и схема числителя СПФ с дополнительным НУИ (в)

Электрические цепи обычно имеют каскадную структуру, поэтому источник воздействия и приемник с искомым откликом оказываются полярными друг другу, например, как показано на рис. 1а. Однако в

большинстве диакоптических (декомпозиционных) методов не допускается наличие управляющих связей между подсхемами [11–13]. В некоторых методах эти связи допускаются, но считаются крайне нежелательными. Так, «негальванические связи часто сохраняются из-за незнания или умышленного игнорирования тех сложностей, которые возникают при объединении частных решений для подсистем, между которыми имеются такие негальванические связи» [11, с. 93]. Вместе с тем формирование оптимальных по вычислительной сложности выражений СПФ требует половинного деления, то есть выбора в качестве подсхем, таких частей схемы, которые примерно одинаковы по количеству узлов и элементов [14]. Предпочтение следует отдавать тому варианту деления, при котором схема делится на части по меньшему числу узлов. Таким образом, нахождение числителя в формуле (1) оказывается сложнее нахождения знаменателя.

Комбинаторный характер задачи поиска минимального разреза обуславливает то обстоятельство, что нахождение оптимального деления исходной схемы на две подсхемы составляет значительную долю (до нескольких десятков процентов) в затратах на формирование СПФ. Это показали эксперименты с компьютерной программой CIRSVM [15]. В этой связи было бы желательно использовать при нахождении по частям числителя и знаменателя СПФ одно и то же деление по узлам. Напомним, что в случае деления схемы знаменателя по двум узлам для разложения ее определителя применяется формула Фойснера [3], а в случаях трех и более узлов бисекции используется метод двоичных векторов, обобщающий эту формулу [8].

В простейшем случае каскадное соединение представляет собой объединение подсхем, имеющих два общих узла, как показано на рис. 2а.

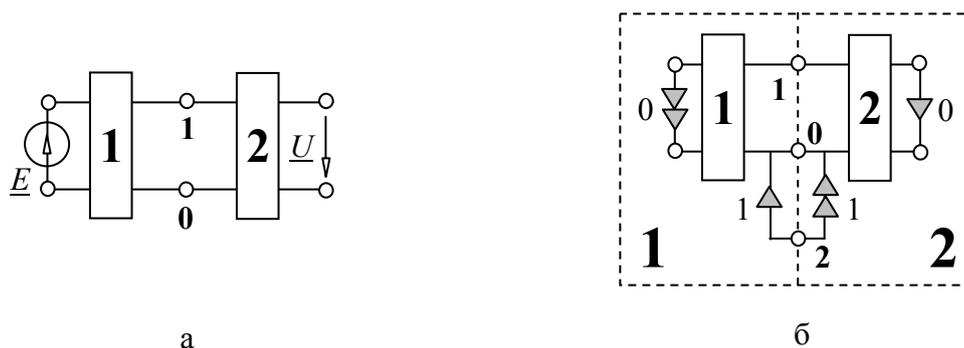


Рис. 2. Схема, делимая по двум узлам (а), и соответствующая схема числителя СПФ с дополнительным НУИ (б)

Числитель СПФ такой схемы находится с помощью простого схемно-алгебраического выражения, показанного в первой строке табл. 1 [4]. Для доказательства этой формулы в схему вводится разомкнутая ветвь в виде

последовательного встречного соединения генератора и приемника НУИ (см. рис. 2б). После взаимной замены номеров у двух приемников НУИ (ПНУИ) оказывается возможным разделить схему на две подсхемы по трем узлам (один из которых – узел с номером 2 можно назвать фиктивным). Выделенные пунктиром подсхемы теперь не имеют общих управляющих связей, и определитель схемы можно выразить по методу двоичных векторов (МДВ) [8] через определители левой и правой подсхем, которым присвоим такие же номера, как у входящих в их состав подсхем исходной схемы (см. рис. 2б)

$$\Delta_N = -[\Delta_1(0000)\Delta_2(1111) + \Delta_1(0101)\Delta_2(1010) - \Delta_1(0110)\Delta_2(1001) - \Delta_1(1001)\Delta_2(0110) + \Delta_1(1010)\Delta_2(0101) + \Delta_1(1111)\Delta_2(0000)], \quad (2)$$

где Δ_1, Δ_2 – схемные определители (схемные дополнения) подсхем 1 и 2, полученные из соответствующих подсхем в результате подсоединения ГНУИ и ПНУИ к узлам, отмеченным единицами в двоичных векторах (ДВ), которые указаны в скобках при Δ_1 и Δ_2 . Позиции ДВ пронумерованы последовательно 1212, причем первая половина позиций 12 относится к ГНУИ, а вторая половина позиций 12 – к ПНУИ. Таким образом, каждый ДВ образован объединением подвекторов ГНУИ и ПНУИ, а сомножители слагаемых выражения (2) соответствуют взаимно дополняющим ДВ.

Все слагаемые формулы (2), кроме третьего слагаемого, равны нулю, поскольку схемы, производные от первой (второй) подсхемы, содержат разомкнутый ПНУИ (ГНУИ) или контур из ПНУИ (ГНУИ), то есть являются вырожденными [6]. Обратим внимание на то, что в третьем слагаемом выражения (2) ДВ первой подсхемы содержит единицу в генераторной позиции 2, а в одноименной приемной позиции – ноль, что означает подсоединение ГНУИ ко второму узлу этой подсхемы, к которому подключен собственный (внутренний) ПНУИ. ДВ второй подсхемы, напротив, содержит ноль в генераторной позиции 2, а в одноименной приемной позиции – единицу, что означает подсоединение ПНУИ ко второму узлу этой подсхемы, к которому подключен собственный (внутренний) ГНУИ. Ненулевое слагаемое формулы (2) можно представить в схемно-алгебраическом виде

$$\Delta_N = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{0} \downarrow \\ \text{1} \\ \text{2} \downarrow \\ \text{0} \end{array} \quad \begin{array}{c} \text{1} \\ \text{2} \downarrow \\ \text{0} \end{array} \\ \text{0} \uparrow \quad \text{2} \uparrow \\ \text{0} \end{array} \right| \quad \left| \begin{array}{c} \text{1} \downarrow \\ \text{2} \\ \text{0} \downarrow \\ \text{2} \uparrow \\ \text{2} \end{array} \quad \begin{array}{c} \text{1} \\ \text{2} \downarrow \\ \text{0} \end{array} \right|, \quad (3)$$

где обрамление вертикальными чертами обозначает операцию нахождения определителя соответствующей схемы.

В результате взаимной замены номеров у ПНУИ (с учетом изменения знака) и удаления разомкнутой ветви – контура из ГНУИ и

ПНУИ для каждой из подсхем получается декомпозиционная формула для двух узлов бисекции, помещенная в первую строку табл. 1.

Схема знаменателя в случае нахождения СПФ по напряжению $K = \underline{U} / \underline{E}$ (\underline{U} , \underline{E} – действующие комплексные напряжение и ЭДС) получается из схемы на рис. 1а в результате стягивания источника ЭДС \underline{E} и удаления приемника напряжения \underline{U} (см. рис. 2б). Для разложения схемы знаменателя используется формула Фойснера [3], соответствующее схемно-алгебраическое выражение представлено ниже

$$\Delta_D = \left| \begin{array}{c|c} \text{1} & \text{2} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{1} \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \text{2} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{1} \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \text{2} \\ \hline \end{array} \right|. \quad (4)$$

Таким образом, для разложения определителя схемы знаменателя используются те же самые подсхемы, что и для разложения схемы числителя.

Случай каскадного соединения подсхем при $n=3$ (см. рис. 1б) представлен на рис. 3а. К этой схеме сводится последовательное и параллельное соединение двух трехполюсников. Декомпозиционные формулы для числителей СПФ этих схем [5,10] приведены во второй и третьей строках табл. 1 и доказываются на основе формулы (2).



Рис. 3. Схема, разделимая по трем узлам (а), и соответствующая схема числителя СПФ (б)

Рассмотрение декомпозиционных формул числителей СПФ, приведенных в строках 1–3 табл. 1, позволяет высказать предположение, что бисекция схемы при наличии взаимных или невзаимных управляющих связей между выделенными подсхемами возможна и в более общих случаях. В задачу данной статьи входит получение не только декомпозиционной формулы для каскадного соединения пятиполюсников на рис. 3б, охваченных обратной связью через идеальный операционный усилитель (НУИ), но и рассмотрение общего случая такого соединения (см. рис.1б).

Как и в простейшем случае на рис. 2б, введение разомкнутой ветви в виде последовательного соединения ГНУИ и ПНУИ может быть использовано для доказательства общей декомпозиционной формулы при

произвольном числе узлов бисекции. Рассмотрим схему, делимую по $(n+1)$ -му узлу (см. рис. 1а). На рис. 1б представлена схема для нахождения числителя СПФ, а на рис. 1в – эквивалентная ей схема, в которую добавлен фиктивный узел (в разомкнутой ветви) для обеспечения условия независимости подсхем и выполнения бисекции по $(n+2)$ -м узлам.

Определитель схемы на рис. 1в раскрывается с помощью МДВ делением схемы по $(n+2)$ -м узлам. ДВ каждой из двух полученных подсхем имеет размерность $2(n+1)$. Формирование ДВ выполняется по закону двоичного счетчика [8]. ДВ задают способ подсоединения НУИ к внешним узлам подсхем, а определители полученных схем используются в качестве слагаемых декомпозиционной формулы. Из всех определителей первой подсхемы ненулевыми будут лишь те, ДВ которых по аналогии с (2) и (3) содержат единицу в генераторной и ноль в приемной позициях с номерами $n+1$. Соответствующие определители второй подсхемы получаются, как уже отмечалось, по правилу дополнения. При этом в силу структуры схемы на рис. 1в дополняющий определитель второй подсхемы не равен нулю, если соответствующий определитель первой подсхемы также ненулевой. Следовательно, формула для определителя схемы числителя, содержащая только ненулевые слагаемые, имеет вид

$$\Delta N = - \sum_{i=1}^{\psi_{n+1}} \Delta_1^i(x_1 x_2 \dots x_n 1 \perp y_1 y_2 \dots y_n 0) \Delta_2^i(\underline{x}_1 \underline{x}_2 \dots \underline{x}_n 0 \perp \underline{y}_1 \underline{y}_2 \dots \underline{y}_n 1), \quad (6)$$

где $x_1 x_2 \dots x_n, y_1 y_2 \dots y_n$ – двоичные переменные, принимающие значения 0 или 1 в соответствии с МДВ; $\underline{x}_1 \underline{x}_2 \dots \underline{x}_n, \underline{y}_1 \underline{y}_2 \dots \underline{y}_n$ – дополняющие (инверсные) двоичные переменные; i – порядковый номер слагаемого; ψ_{n+1} – число слагаемых в декомпозиционной формуле; генераторный и приемный подвекторы разделены знаком \perp . Координаты позиций ДВ (кортежи внешних узлов) имеют вид $1, 2, \dots, n, n+1, 1, 2, \dots, n, n+1$.

Сомножители слагаемых формулы (6) представлены на рис. 4а и рис. 4б в схемно-алгебраическом виде (изображен только один из подсоединяемых НУИ, имеющий номер i).

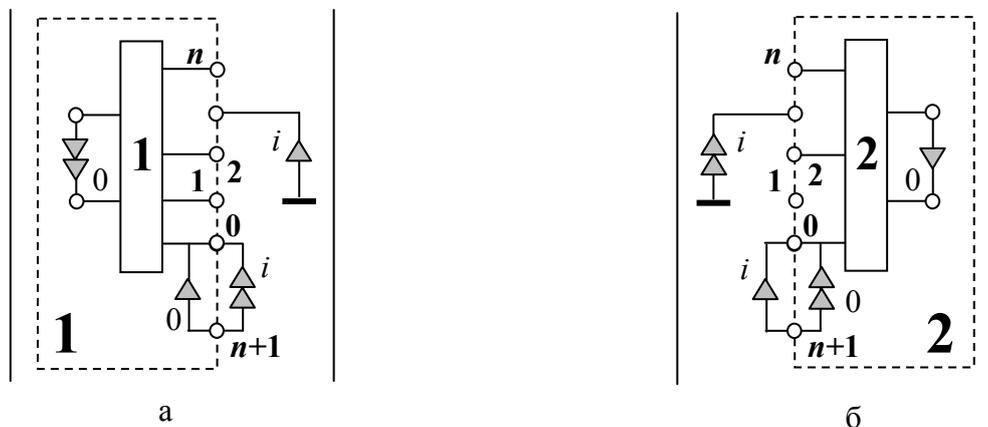


Рис. 4. Первый (а) и второй (б) сомножители слагаемых в (6)

Количество ДВ ψ_{n+1} , перечисляемых в формуле (6), будет значительно меньше количества ДВ, используемых в МДВ для схемы с $n+1$ узлами и рассчитываемых по формуле [8]

$$v_{n+1} = \sum_{l=0}^{n+1} (C_{n+1}^l)^2, \quad (7)$$

где l – индекс суммирования, который равен количеству единиц в генераторном (приемном) подвекторе ДВ; C_{n+1}^l – число сочетаний из $n+1$ элементов по l , которое равно числу возможных генераторных (приемных) подвекторов, содержащих l единиц.

Формула (7) предназначена для определения числа ДВ при одинаковом количестве генераторных и приемных подвекторов, содержащих i единиц. В подмножестве ДВ, используемом в формуле (6), число генераторных и приемных подвекторов при фиксированном i различно, поэтому следует применять другую формулу

$$\Psi_{n+1} = \sum_{i=0}^n C_n^{i-1} C_n^i. \quad (8)$$

Рассмотрим случай каскадного соединения двух пятиполюсников, который представлен на рис. 3. Дополняя схему на рис. 3б фиктивным узлом в соответствии с рис. 4, получаем представление схемы в виде двух подсхем с 4-мя внешними узлами. Размерность ДВ подсхем в этом случае будет равна 6. Перебирая двоичные числа от 000000 до 111111, пропускаем те из них, у которых количество единиц в первых трех позициях (первой триаде) отличается от числа единиц в четвертой, пятой и шестой позициях вместе взятых (второй триаде). Отсюда получается двадцать ДВ подсхемы 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. Обозначения позиций этих ДВ имеют вид: 123123.

Нетрудно убедиться, что из перечисленных двадцати ДВ условию, предъявляемому формулой (6) к ДВ первой подсхемы, удовлетворяют только четыре ДВ: первый (001010), четвертый (001100), десятый (011110) и шестнадцатый (101110). Перечисленные ДВ можно рассматривать как двоичные отображения первых сомножителей в выражении (6), относящиеся к первой подсхеме. Вторыми сомножителями в (6) будут являться дополнения этих ДВ для второй подсхемы. Таким образом, формула (6) для $n=2$ приводится к виду

$$\Delta_N = -[-\Delta_1(001010)\Delta_2(110101) + \Delta_1(001100)\Delta_2(110011) + \Delta_1(011110)\Delta_2(100001) - \Delta_1(101110)\Delta_2(010001)]. \quad (9)$$

Знаки слагаемых в формуле (9) вычислены в соответствии с алгебраическим правилом [8], то есть положительный (отрицательный) знак берется при четной (нечетной) сумме ненулевых позиций одного из ДВ пары.

Позиция $n+1$ в ДВ, которые используются в формуле (6), может быть исключена из рассмотрения, подобно тому, как узел $n+1$ может быть объединен с базисным узлом на рис. 4 (при изменении знака определителя). При этом формально можно говорить, что исходные подсхемы имеют $n+1$ внешний узел, и их определители находятся на основе так называемых *неравновесных* ДВ, в которых количества единиц в генераторных и приемных подвекторах различаются на единицу. Выражение (9) при использовании *неравновесных* ДВ приводится к виду

$$\Delta_N = \Delta_1(0001)\Delta_2(1110) - \Delta_1(0010)\Delta_2(1101) - \Delta_1(0111)\Delta_2(1000) + \Delta_1(1011)\Delta_2(0100). \quad (10)$$

Схемно-алгебраическое выражение, соответствующее выражению (10), представлено ниже

$$\Delta N = \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| - \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| - \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| - \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \circ \\ \downarrow \\ \mathbf{2} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \mathbf{1} \\ \downarrow \\ \circ \end{array} \right|. \quad (11)$$

Выражение (11) в окончательном виде помещено в четвертую строку табл. 1. Полученная формула является обобщением выражения, представленного в первой строке табл. 1, применительно к числителю схемы, делимой по трем узлам. Аналогично выражению (11) на основе формулы (6) могут быть получены САВ для каскадного соединения многополюсников при произвольном числе n .

Оценим эффективность использования неравновесных ДВ по сравнению с известными (равновесными) ДВ для декомпозиционного формирования выражения числителя. В табл. 2 помещены результаты расчетов по формулам (7) и (8) количества ДВ указанных типов. При использовании одного и того же сечения для деления схем числителя и знаменателя число слагаемых в декомпозиционной формуле числителя меньше числа слагаемых в формуле знаменателя на 11...50% в

зависимости от числа внешних узлов подсхем, что видно из табл. 2. Следовательно, при декомпозиции выгодно разделить схему так, чтобы подсхемы оказались связанными управляющими связями вопреки общепринятому мнению о нежелательности таких связей [11, с. 93]. Как показывают данные табл. 3, полученной на основе табл. 2, использование равновесных ДВ, которое требует введения фиктивного узла, приводит к увеличению числа ДВ подсхем (слагаемых в декомпозиционных формулах) в 4,22 ... 6,00 раз в зависимости от числа узлов подсхем.

Предложенные неравновесные ДВ в сочетании с равновесными ДВ позволяют использовать единое сечение по узлам исходной схемы для нахождения, как числителя, так и знаменателя. Это сокращает число операций по сравнению с традиционным подходом, то есть при отдельном нахождении числителя и знаменателя, почти в два раза, поскольку затраты на получение первого сечения преобладают в затратах на формирование СПФ [14]. Для иллюстрации комбинаторного характера алгоритма поиска сечения рассмотрим $(n+1)$ -узловое сечение в схеме с q узлами. В этом случае требуется рассмотреть C_q^{n+1} сочетаний узлов на предмет существования половинного (близкого к половинному) деления схемы на две подсхемы. В табл. 4 показано для случая $n+1=3$, что затраты на поиск следующего (после первоначального) деления схемы на подсхемы в несколько раз меньше. Поэтому для сложных схем доля экономии операций на поиск первоначального сечения является определяющей в затратах на поиск всех других сечений, необходимых для формирования СПФ.

Выводы

1. Предложен декомпозиционный подход к формированию символьных выражений передаточных функций электрических цепей, использующий одно и то же первоначальное деление по узлам для нахождения и числителя, и знаменателя. При этом обеспечивается получение оптимальных по сложности выражений, как для знаменателя, так и числителя передаточных функций, при значительном сокращении вычислительных затрат.

2. Разработан аппарат неравновесных двоичных векторов, использование которых приводит к сокращению числа слагаемых в декомпозиционных формулах для СПФ практических схем в 4 – 6 раз по сравнению с известными (равновесными) двоичными векторами. Показано, что управляющие связи между подсхемами не только не усложняют процесс диакоптического анализа, но и позволяют сократить число слагаемых в декомпозиционных формулах на 10...50%.

Таблица 1. Декомпозиционные формулы для нахождения числителей СПФ

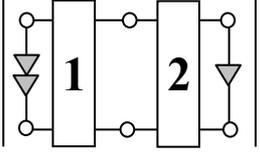
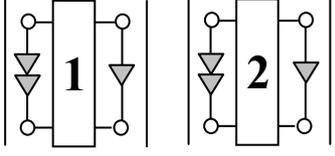
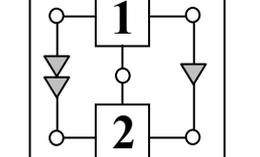
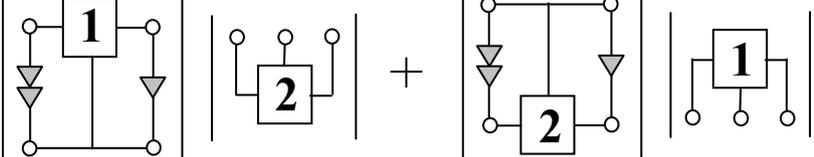
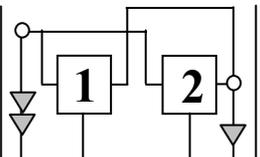
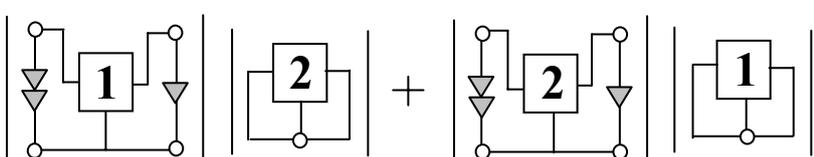
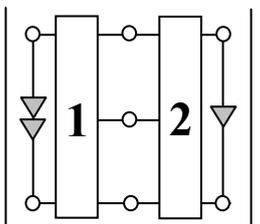
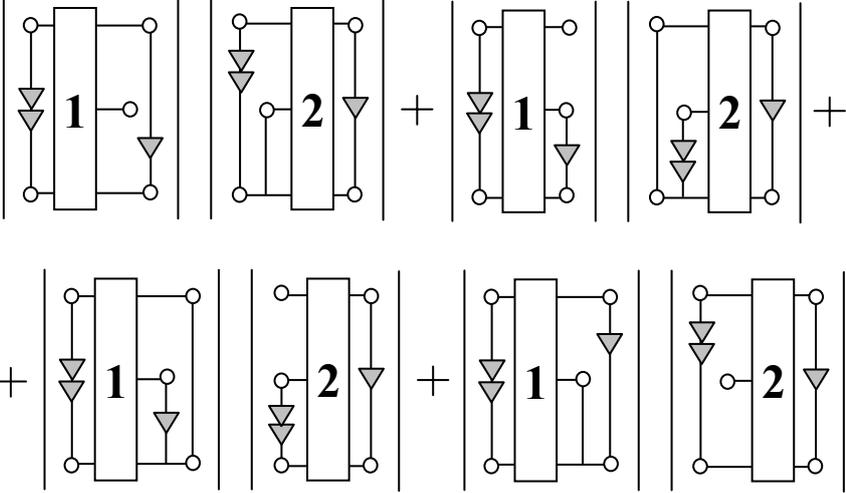
№	Исходное САВ	Эквивалентное САВ
1	Нахождение числителя ПФ при каскадном соединении двух четырехполосников [5]	
		
2	Нахождение числителя ПФ при последовательном соединении двух трехполосников [5]	
		
3	Нахождение числителя ПФ при параллельном соединении двух трехполосников [10]	
		
4	Нахождение числителя ПФ при каскадном соединении двух пятиполосников	
		

Таблица 2. Сравнение числа равновесных и неравновесных ДВ

$n+1$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
v_{n+1}	2	6	20	70	252	924	3432	12870	48620
ψ_{n+1}	1	4	15	56	210	792	3003	11440	43758
$\frac{v_{n+1}}{\psi_{n+1}} 100\%$	50,0	67,0	75,0	80,0	83,0	86,0	87,5	89,0	90,0

Таблица 3. Сравнение числа слагаемых в декомпозиционных формулах для числителя, полученных на основе равновесных и неравновесных ДВ

$n+1$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\frac{v_{n+2}}{\psi_{n+1}} 100\%$	6,00	5,00	4,70	4,50	4,40	4,33	4,29	4,25	4,22

Таблица 4. Сокращение числа операций при использовании общего трехузлового сечения для нахождения числителя и знаменателя СПФ

q	10	20	30	40	50	60	70	80	90
C_q^3	120	1140	4060	9880	19600	34220	57740	82160	117480

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды.- М.: Наука, 1988.– 428 с.
2. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме: В 2 т.– Т. 1.– М.: Наука, 1989.– 416 с.
3. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik.– 1902.– Bd 9, N 13.– S. 1304–1329.
4. Hoang S. Direct topological rules for analysis of networks without magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki. - 1974.- Т. 23, z. 2.- S. 387-405.
5. 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.
6. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43–52.

7. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество.– 2001.– № 4.– С. 43–51.

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

9. 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.

10. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– 248 с.

11. Крон Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика.– М.: Наука, 1972.– 544 с.

12. Шакиров М. А. Преобразования и диакоптика электрических цепей.– Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1980.– 196 с.

13. Chang S.M., Wierzba G.M. Circuit level decomposition of networks with nullors for symbolic analysis // IEEE Transactions on circuits and systems – 1: Fundamental theory and applications.– 1994.– Vol. 41.– P. 699–711.

14. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.– 1995.– № 4.– С. 36–43.

15. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество.– 2005.– № 1.– С. 33–43.

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.

СИСТЕМНЫЙ СИНТЕЗ СПОСОБОВ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

Ю. И. Лыпарь

Современное состояние и проблемы синтеза электронных и электрических цепей обстоятельно освещены в работе [1]. В ней синтез традиционно разделён на два этапа: аппроксимацию A характеристик (частотных и временных) и реализацию (нахождение схемы и синтез её параметров (Φ_K)). Несмотря на весьма большое число публикаций по синтезу, создание схемы до сих пор во всём мире относят к

изобретательскому уровню и выдают на них патенты на устройства или способы. Поэтому деление синтеза на два этапа явно недостаточно. Для всех перечисленных в [1] подходов характерно отсутствие даже постановки задачи о том, что делать со структурами, если их число будет огромно, как из них выбрать эффективные. Надо иметь в виду, что для реальных систем комбинаторным перебором порождаются структуры, образующие множество огромной мощности (порядка 10^5 – 10^6 структур). В это число входят изоморфные структуры (их на два-три порядка больше неизоморфных), а также структуры, не ведущие к цели. После удаления из множества этих типов структур (задача сама по себе весьма трудоёмкая даже для современных ЭВМ) необходимо выделить в образовавшемся подмножестве потенциально пригодных структур только эффективные. Поскольку на этом этапе ещё нет численных значений параметров элементов, то решать задачу структурного анализа и сравнения большого числа элементов подмножества весьма непросто из-за слабой развитости методов. Доводить синтез схем этого множества до параметрического уровня и уже после этого сравнивать структуры экономически нецелесообразно.

Излагаемые ниже методы системного синтеза способов построения структур входят составной частью в процедуру проектирования [2,3,4], которая позволяет на основе исходного задания, т.е. целей, свойств проектируемого устройства и ограничений осуществить синтез множества структур потенциально способных реализовать поставленную задачу на всём множестве возможных решений (на множестве универсум U).

Процедура проектирования (сверху - вниз) разбита на семь этапов. На каждом из них осуществляется синтез структур, соответствующего класса, и построение функций выбора, помогающих для следующего этапа отобрать из этого класса только те структуры, которые удовлетворяют требованиям функционирования, изготовления и эксплуатации проектируемой системы в условиях ограничений и взаимодействия с окружающей средой. Здесь важно подчеркнуть, что алгоритмы синтеза не требуют указания куда идти, но указывают, куда не надо идти, т.е. не требуется перечислять для каждого уровня иерархии все элементы множества решений. Принципиальный отказ от нахождения только одного «оптимального» решения обусловлен невозможностью учесть на i -м этапе проектирования все нюансы ограничений и требований последующих этапов. Например, структура может быть отвергнута на технологическом этапе. Если процесс проектирования структуры был нацелен на выработку самого лучшего решения, то в результате задача вообще не может быть решена в рамках такого подхода. Тогда опять необходимо применять эвристики, которые уведут решение задачи как угодно далеко от «оптимального». В излагаемой процедуре достаточно вернуться на одну или несколько ступеней назад, добавить требования, которые ранее было

непонятно на каком языке сформулировать, чтобы выбрать другое множество структур, удовлетворяющих дополнительным технологическим требованиям. Очевидно, без системного подхода невозможно справиться с огромным числом порождаемых структур и этапы отражают синтез надклассов, классов и подклассов структур.

Разработанные методы были проверены в ходе синтеза структур устройств, описываемых линейными и кусочно-линейными алгебраическими и дифференциальными уравнениями произвольного порядка с постоянными и переменными во времени параметрами. Например, фильтров, фазовых корректоров, генераторов гармонических колебаний, стабилизаторов напряжения и тока, усилителей, источников тока, управляемых напряжением [2–4]. Для последующих уровней иерархии проектирования – конструкторского и технологического целесообразно применять эти же самые подходы и этапы. В [2] показано применение теории в других областях знаний (на рынке ценных бумаг и медицине).

Процесс схемотехнического проектирования [2] представлен как композиция Π , имеющая область определения на множестве значений технических, технологических, экономических, эксплуатационных и экологических требований (назовём их кратко ТЭТ). Композиция имеет значение во множестве структур K_p^* с допустимыми по ТЭТ значениями параметров X^* элементов и допусками d_Σ^* на технологический разброс параметров:

$$\Pi = \Phi_H \circ \Phi_K \circ S_{st} \circ S_m \circ A \circ S_{Pr} \circ F_{TЭТ},$$

где *первый этап* $F_{TЭТ}$ – синтез целей и их моделей, формализация свойств и ограничений; *второй этап* K_{Pr} – синтез принципов построения; *третий* A – аппроксимация; *четвёртый* S_m – синтез способов построения; *пятый* S_{st} – синтез структуры; *шестой* Φ_K и *седьмой* Φ_H – соответственно синтез параметров и допусков на них.

Все этапы проектирования в литературе часто называют просто синтезом без уточнения предмета синтеза, из-за чего иногда возникают недоразумения. На этапах 1–5 решаются задачи синтеза структур, а на двух последних – осуществляют синтез параметров. Ниже для этапа синтеза способов построения будут изложены метод формализации технических требований и формирования критериев выбора Φ_{Op3} эффективных способов и метод синтеза способов построения и формирование критериев выбора Φ_{Op4} для этапа синтеза структур

$$S_m: \Phi_{Op3} \cap K_A \cap D(\mathbf{Z}, s) \rightarrow (K_m, \Phi_{Op4}), K_m = \{K_{mj}\}, \\ j = \overline{(1, \mu)}; K_m \dot{\Gamma} \in K_A; K_{mj} = B(s)/A(s), (1)$$

где найденные на этапе аппроксимации A передаточная функция $D(\mathbf{Z}, s)$ порядка n , множество возможных структур устройства K_A и функция выбора Φ_{Op3} позволяют построить отображение (1).

В результате синтеза (исчисления) способов построения образуется множество K_m способов, имеющих схемную функцию $K_{mj}(s)$, совпадающую по виду с $D(\mathbf{Z}, s)$. Эти две функции отличаются тем, что коэффициенты z_i второй функции являются числами, а коэффициенты первой – символьными функциями, отражающими структуру z_i . Структура некоторого выражения может быть отражена структурой графа, а потом и соответствующей ему структурой устройства. Из множества K_m отбирается μ способов, удовлетворяющих функции Φ_{Op3} . Метод построения этой функции состоит из следующих шагов:

1. В соответствии с порядком $D(\mathbf{Z}, s)$ вычисляют минимальное число пассивных элементов $r = 2n$ ($Op3_{1a}$) и число узлов $v = n + 1$ ($Op3_{1b}$) пассивной схемы, где n – это порядок знаменателей $D(\mathbf{Z}, s)$ и функции $K_{mj}(s)$, или размерность коэффициентов, если функция описывает статическое состояние системы. При наличии схемы-прототипа числа r и v определяются ею. В критерии оптимальности $Op3_{kl}$ первый индекс указывает на номер пункта метода, а второй на индекс критерия в этом пункте.

2. Диагностируют причины ($Op3_{2a}$), из-за которых не удастся осуществить на желаемом уровне качества необходимые преобразования сигнала исходной пассивной (r, v) цепью или выбранной на основании предыдущего опыта активной цепью (прототипом).

Например (здесь и далее рассматривается один и тот же пример), при синтезе фазового контура второго порядка ($Op2_a$) $K(s) = (b_2s^2 - b_1s + b_0) / (a_2s^2 + a_1s + a_0)$ с добротностью полюсов и нулей соответственно $Q_{п} = Q_{н} \geq 5$ ($Op2_b$) необходимо к пассивной RC -схеме с $r = 2n = 4$ ($Op3_{1a}$), $v = n + 1 = 3$ ($Op3_{1b}$) и $Q_{п} \leq 0,5$ подключить активные элементы, чтобы с помощью коэффициента передачи зависимого источника (ЗИ) - J повысить добротность. Таким образом, формулируется цель применения активных элементов, рациональное использование которых определяют критерии эффективности.

3. Найденные причины связывают с необходимостью изменения коэффициентов функции $K_{mj}(s)$ непосредственно ($Op3_{3a}$) или через изменение тех или иных вторичных параметров ($Op3_{3b}$) цепи с помощью коэффициентов передачи J активных элементов ($Op3_{3c}$). Выбирают или синтезируют способы выполнения тестирования работоспособности цепи ($Op3_{3z}$), образуя дополнительный вход и выход ($Op3_{3d}$), упрощающие тестирование за счёт формирования более простой $K_{test}(s)$ функции цепи ($Op3_{3e}$), чем основной.

В примере это необходимость увеличения добротностей нулей Q_n и полюсов $Q_p = (a_0 a_2 / a_1^2)^{1/2}$ (Op33б), которые могут быть достигнуты с помощью различных подключений ЗИ к пассивной RC-схеме так, чтобы параметры J активных элементов изменили значения коэффициентов a_i и b_j в нужном направлении.

Для выполнения тестирования цепи (Op33в) нет необходимости вводить какие-либо элементы, так как для фазового контура должно быть $|K(j\omega)| = 1$ на всех частотах.

4. Определяют тип и число активных (Op34а), а также уточняют число пассивных элементов и узлов (Op34б) цепи согласно теоремам и свойствам 1–4, изложенным в части 1 статьи. Они описывают структурные особенности путей прохождения сигнала и контуров обратной связи для цепей с переменными и настраиваемыми параметрами. В таких цепях необходимо согласованно или независимо изменять характеристики или вторичные параметры. Согласованное изменение характеристик чаще всего не вызывает затруднений. Независимое их изменение из-за свойства смежности деревьев и 2-деревьев графа пассивных и с одним ЗИ активных цепей [3] требует увеличения ЗИ, сопровождающееся ростом числа узлов (на два на один ЗИ, если у него один узел соединён с общим) и пассивных элементов (не менее двух, подключаемых к каждому входу дополнительного ЗИ).

Согласно свойству смежности деревья образуют замкнутую последовательность, в которой каждое предыдущее и последующее дерево отличается от рассматриваемого дерева одним элементом. При формировании полинома $A_n(s)$ на минимальном числе элементов коэффициенты a_n и a_0 содержат по одному дереву, а все другие коэффициенты - несколько деревьев (подобно сочетаниям из m элементов по n , но с несколько меньшим числом, так как некоторые сочетания не являются деревом). Уменьшить число деревьев с целью осуществления независимых перестроек можно, применив несколько ЗИ, если они образуют мультиграф, имеющий один узел сочленения нескольких подграфов [4].

Следует иметь в виду, что с ростом порядка $K(s)$ и наличия комплексных полюсов и контуров, охватывающих цепь выше 4-го порядка, вхождение параметра настроенного элемента только в один коэффициент $K(s)$, быстро приводит к потере безусловной устойчивости и проблемам с очень высокой чувствительностью [5] характеристик к изменению параметров элементов.

Устанавливают конкретный вид необходимых для достижения ТЭТ контуров отрицательной (Op34б) и положительной (Op34в) обратных связей, а также путей прохождения основного (Op34д) и тестирующего (Op34е) сигналов совместно с их дополнениями.

Для выполнения $Q_{\text{п}}=Q_{\text{н}}\geq 5$ в фазовом контуре при минимальном числе конденсаторов и разных знаках коэффициентов b_1 и b_0 , b_2 необходимо не менее трёх ЗИ. Так как к каждому входу ЗИ необходимо подключить не менее двух элементов, то всего пассивных элементов должно быть не менее 6. Если в качестве ЗИ использовать операционные усилители, то их будет достаточно иметь два, а общее число узлов с учётом входного и общего тогда будет равно 7. Выполнение неравенства Op_{26} можно обеспечить в активной цепи, уменьшая коэффициент a_1 (b_1) с помощью контуров положительных (Op_{34z}) обратных связей (соответствующих им путей прохождения сигнала с инверсией).

5. Из математической модели устройства $D(\mathbf{Z}, s)$, выводят вторичные параметры (Op_{35a}), подлежащие перестройке во времени (Op_{35b}), настройке при выпуске продукции (Op_{35c}) и во время эксплуатации (Op_{35d}). При перестройке и настройке часто требуется, чтобы изменение одного параметра не влияло на другой вторичный параметр или, по крайней мере, было минимальным (Op_{35d}). В тоже время существуют требования синхронного изменения нескольких вторичных параметров (Op_{35e}). Сравнение вторичных параметров с эталонными значениями часто бывает необходимым и для тестирования устройства (Op_{35d}).

В соответствии с критерием Op_{35a} вторичными параметрами фазового контура являются частоты нулей $\Omega_{\text{н}}$ и полюсов $\Omega_{\text{п}}$, а также их добротности $Q_{\text{н}}$ и $Q_{\text{п}}$. Обе пары вторичных параметров должны быть равными, чтобы обеспечить $|K(j\omega)|=1$. Для данного устройства его тестирование (Op_{35e}) осуществляется достаточно просто путём проверки последнего равенства.

6. Изменение во времени характерных точек характеристик или вторичных параметров устройств осуществляют путём перестройки отдельных (Op_{36a}) или групп коэффициентов (Op_{36b}) функции $K_{mj}(s)$. При этом учитывают стоимостные, эксплуатационные и качественные показатели изделия. Настройка вторичных параметров или некоторых точек характеристик устройства технологически однократно (Op_{36c}) и подстройка во время эксплуатации электронным (Op_{36z}) или механическим путём (Op_{36d}) осуществляется подобными способами, что и перестройка, но в более узком диапазоне, а значит и проще.

Из равенства вторичных параметров знаменателя и числителя фазового контура следуют равенства $b_2 = a_2$, $b_1 = a_1$, $b_0 = a_0$. Добиваются точного равенства этих пар коэффициентов при настройке (Op_{36c}) и во время эксплуатации (Op_{36z}). Настройка характеристик существенно зависит от технологии продукции и в рамках данной статьи более подробно не может рассматриваться, но предпочтение при выборе настраиваемых элементов следует отдавать резисторам. Весьма желательно, чтобы их проводимости не влияли на значения других коэффициентов. В рамках цепей второго порядка этого добиваться можно, так как при этом сохраняется при

положительности всех коэффициентов безусловная устойчивость и низкая чувствительность характеристик к вариациям параметров [3].

7. Для тестирования работоспособности ($Op3_{7a}$) и некоторых вторичных параметров ($Op3_{7b}$) во время работы устройства и при изготовлении во многих случаях удобно с помощью дополнительных элементов преобразовывать схему устройства так, чтобы оно по тестирующему входу превращалось в устройство с наиболее простым тестовым сигналом и минимизировало время тестирования.

Например, частотно - избирательные цепи для быстрого тестирования на всех интересующих частотах удобно превратить, в частотно независимое масштабное звено при правильном их функционировании, т.е. $K_M = B_{test}(s) / A(s)$, где $K_M \dot{=} F(\omega)$. В случае отклонения параметров от заданных получают $K_M = F(\omega)$.

8. Определяют необходимость включения в цепь нелинейных элементов ($Op3_{8a}$) и цель их применения ($Op3_{8b}$), желательно описанную через изменения коэффициентов функции $K(s)$. В противном случае это будет лингвистическая переменная, подлежащая формализации на последующих шагах.

9. Составляется лексикографическая функция выбора, в которую в качестве критериев оптимальности входят уравнения, отношения и лингвистические переменные, сформированные на предыдущих этапах проектирования и п.п. 1–8 метода.

$$\Phi_{Op3} = \Phi(\Phi_{Op1}, \Phi_{Op2}, Op3_1, Op3_2, \dots, Op3_8),$$

где $Op3_i$ – критерии оптимальности, полученные на i -ом шаге метода формализации, упорядоченные в соответствии с принципом отсеивания наибольшего числа не эффективных схем.

Каждый шаг в процедуре реализации отображения (1), сопровождается выбором эффективных способов построения цепей с помощью 31-го критерия $Op3$, которые конечно не исчерпывают всю практику их построения, но совместно с $Op1$ и $Op2$ образуют уже мощную базу для отсеивания не эффективных решений достаточно простыми методами анализа.

Теперь перейдём к изложению метода реализации отображения (1). Он построен на исчислении способов построения, анализе их функций относительных чувствительностей и одновременно сопровождается формированием функции выбора Φ_{Op4} для следующего этапа. Способы осуществляют переход от формального описания существенных функциональных зависимостей к топологическому описанию их с помощью смешанных графов.

1. На основании свойств и теорем [3,4] электронных цепей составляются все возможные независимые способы изменения и формирования коэффициентов функции $K_{mj}(s)$, могущие привести к выполнению цепью

заданного преобразования сигнала или (и) возможности достижения заданных в (8) вторичных параметров ($Op4_{1a}$). Кроме того, составляются способы реализации эксплуатационных (в частности упрощения или ликвидации совсем настроек) ($Op4_{1б}$) и экономических ТЭТ ($Op4_{1в}$). Алфавитом высказываний являются коэффициенты a_i , b_j и коэффициенты передачи J зависимых источников. Для составления высказываний применяют операции сложения, вычитания, умножения, сравнения (больше - меньше, равно - не равно, принадлежности и не принадлежности). Конечно, для достижения цели используют и сочетания независимых способов ($Op4_{1г}$). Способы построения весьма жестко задают определяющие фрагменты будущей цепи и позволяют уточнить состав и достаточность ЗИ.

Для рассматривавшегося примера основные проблемы сосредоточены в способах повышения добротности нулей и полюсов (они описываются одинаково и отличаются только буквами) и упрощения настройки. Рассмотрим эти способы. Имеется четыре независимых способа увеличения добротности полюса $Q_{пол} = (a_0 a_2 / a_1^2)^{1/2}$ активной цепи: путём увеличения только 1) коэффициента a_0 ; 2) коэффициента a_2 ; 3) коэффициентов a_0 , a_2 , a_1 , но последний коэффициент увеличивается не прямо пропорционально, как первые, а линейно, т.е. увеличивается в меньшей степени, чем первые два; 4) путём уменьшения коэффициента a_1 . Формально способы запишутся с помощью исчисления и неравенств (5). Для 4-го способа повышения добротности получим

$a_1 = a_{II} - J_1 a_{II}^1$ ($Op4_a$); $b_1 = -J_2 a_{II}^2$; ($Op4_{1б}$) Критерий $Op4_{1a}$ задаёт использование контура положительной обратной связи (знак минус в коэффициенте a_1), реализуемый при применении в качестве J не инвертирующего ЗИ, а кроме того точно указывает вид веса контура (a_1 , а не a_2 или a_0). Критерий $Op4_{1б}$ задаёт использование в пути прохождения сигнала не инвертирующего ЗИ – J_2 .

Технологический разброс параметров элементов при изготовлении устройства часто приводит к необходимости довольно дорогой подстройки характеристик (см. п.5 предыдущего метода). Чтобы упростить настройку сформулируем способ, решающий эту проблему структурно: $b_2 \dot{\Gamma} \mathbf{a}_2$, $b_0 \dot{\Gamma} \mathbf{a}_0$ ($Op4_{1г}$). Для выполнения этих тождеств необходимо, согласно теоремам [3,4] обеспечить пути прохождения сигналов, не имеющих общих узлов с контурами обратной связи. Полная ликвидация настроек этих коэффициентов $K(s)$ существенно повышает надёжность работы устройства и снижает эксплуатационные расходы ($Op4_{1д}$).

2. Для каждого нового способа определяют диапазон значений коэффициентов передачи активных элементов J ($Op4_{2a}$) и проводят

исследование чувствительности $S_{(J_i, a_i, b_j)}^{F_k}$ характеристик F_k и всех сформированных вторичных Ψ_k параметров $S_{(J_i, a_i, b_j)}^{\Psi_k}$ к изменениям параметров активных элементов J_i (Op4_{2б}) и коэффициентов a_i, b_j (Op4_{2в}).

3. Сравнивают функции чувствительности и области работы (Op4_{3а}) устройств, реализующих синтезированные способы, выбирают из них те (Op4_{3б}), которые удовлетворяют критериям функции выбора Φ_{Op3} . Если ни один из способов не удовлетворяет Φ_{Op3} , то осуществляют попытки объединить несколько способов (Op4_{3в}) в один с задачей достижения поставленных целей. При их достижении переходят для цепей с переменными и (или) нелинейными параметрами к пунктам 5 и 6 для окончательного выбора способа построения. Для линейных цепей с постоянными параметрами переходят к п.7.

Если же не удаётся синтезировать на данном числе элементов способ, который соответствует функции выбора Φ_{Op3} , то переходят к п.4.

4. Диагностируют причину неудачи в синтезе необходимого способа и увеличивают число элементов (Op4_{4а}), а затем с новым элементным базисом возвращаются к п.1 метода.

5. Для реализации перестройки и настройки отдельных точек характеристик или вторичных параметров рассматривают способы их перестройки путём ввода согласно Op3_{6а} - Op3_{6з} в один или в группу коэффициентов $K(s)$ параметров управляемых элементов (Op4_{5а}). Желательный тип (Op4_{5б}) перестраиваемого элемента, допустимое число (Op4_{5в}) и топологические особенности включения в цепь (Op4_{5г}) обычно задают в ТЭТ или находят в результате формирования $\Phi_{Op1} - \Phi_{Op3}$.

Выбирают или синтезируют способы построения перестраиваемых элементов (Op4_{5д}) с учётом скорости (Op4_{5е}) и диапазона перестройки (Op4_{5ж}), технологичности (Op4_{5з}), надёжности (Op4_{5и}) и стабильности (Op4_{5к}). При их вводе в коэффициенты учитывают необходимость реализовать взаимосвязь (Op4_{5л}) или наоборот её обязательное отсутствие (Op4_{5м}) между вторичными параметрами, т.е. между группами коэффициентов $K(s)$. Если после этого способы построения перестройки характеристик устройства ещё не определяются, то переходят к пункту 4.

6. Для нелинейных цепей определяют возможные варианты вхождения (Op4_{6а}) и не вхождения (Op4_{6б}) параметров нелинейных элементов (например, для краткости изложения $g(U_m)$) в коэффициенты полиномов $A(s)$ и $B(s)$. В зависимости от типа контура обратной связи (Op4_{6в}) и коэффициентов (Op4_{6г}), в которые входит $g(U_m)$, вид этой зависимости может существенно изменяться. Поэтому необходимо провести для выбранного типа элемента синтез возможных видов его нелинейности в характерных точках (Op4_{6д}) и выбрать ту, которая наиболее просто реализуется (Op4_{6е}) при выполнении требований п.п.1–5. Одновременно

стремятся уменьшить чувствительность характеристик цепи ($Op4_{бэс}$) к вариациям параметров линейных элементов.

7. После объединения способов, сформированных в п.п.5-6 способами п.3 определяют эффективные способы для решаемой задачи ($Op4_{7a}$) и переходят к п.8. Если на определённом ранее числе элементов не удаётся обеспечить достижения нужных значений параметров, то переходят к п.4 метода.

8. Формируется лексикографическая функция выбора для этапа (11) синтеза структуры

$$\Phi_{Op4} = (K_{mj}, Op4_i); j = \overline{1, \mu}; i = \overline{1, 7}.$$

Каждый критерий оптимальности $Op4_i$ состоит из нескольких, поэтому для вышерассмотренных типовых представителей синтезируемых классов цепей общее число критериев равно 31, конечно не являющееся ни максимальным, ни минимальным. Из множества эффективных способов построения структур K_m выделяют одного представителя K_{mj} для последующей реализации на этапе синтеза структур S_{st} .

Таким образом, исчисление способов построения, отсеивание из них с помощью функции выбора Φ_{Op3} эффективных и формирование для следующего этапа функции выбора Φ_{Op4} и является сущностью отображения S_m .

Литература

1. Миронов В.Г. Синтез электрических и электронных цепей: состояние и проблемы.– Электричество.– 2000.– №7.
2. Лыпарь Ю.И. Системно-структурный синтез // Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. В.Н. Волковой, В.Н. Козлова.– М.: Высш. шк., 2004.– С. 427-439.
3. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики: Учебник для вузов.– 3-е изд., перераб. и доп.– Л.: Энергоатомиздат. 1984.
4. Лыпарь Ю.И. Автоматизация проектирования избирательных усилителей и генераторов.– Л.: Изд-во ЛГУ, 1983.
5. Лыпарь Ю.И. Чувствительность // Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник: Учеб. пособие для вузов / Под ред. В.Н. Волковой, В.Н. Козлова.– М.: Высш. шк., 2004.– С. 569–575.

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.

СИСТЕМНЫЙ СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ ГЕНЕРАТОРА ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ ЧАСТОТОЙ

Ю. И. Лыпарь

Проведём согласно процедуре проектирования П [1,2]

$$П = \Phi_H \circ \Phi_K \circ S_{st} \circ S_m \circ A \circ S_{Pr} \circ F_{T \ni T}, \quad (1)$$

синтез структуры нелинейной цепи с переменными во времени параметрами. Критериям оптимальности Op_i каждого из этапов $i = \overline{1,6}$ будем присваивать дополнительные индексы, совпадающие с приведёнными в методах из [1,2].

Пусть требуется синтезировать маломощный генератор ($Op1a$) гармонических колебаний ($Op1б$) с перестраиваемой электронным путём частотой генерации f_2 ($Op1в$) в диапазоне от $f_{2\ min} = 120$ Гц до $f_{2\ max} = 600$ Гц ($Op2a$) и возможно малым влиянием перестройки частоты на амплитуду установившихся колебаний $U_{уст}$ напряжения $u(t)$ ($Op3_{5\delta 1}$) равной $U_m = 2$ В ($Op2б$). Максимальная частота управления перестройкой равна $f_y = 3$ Гц ($Op1г$). Весьма желательно, чтобы регулирование амплитуды колебаний незначительно влияло на частоту колебаний ($Op3_{5\delta 2}$). Себестоимость генератора ($Op1д$) и массогабаритные показатели ($Op1е$) должны быть минимально возможными. Ток нагрузки генератора I_n изменяется ($Op3_{4a}$) в пределах от 1 до 10 мА ($Op1ж$). Температура окружающей среды – комнатная ($Op1з$). Относительное отклонение частоты генератора при изменении температуры не больше 3% ($Op6a$) во всём интервале частот.

В соответствии с (1) сначала формируют лексикографическую функцию выбора принципов построения генератора

$$\Phi_{Op1} = \Phi(Op1a, Op1б, Op1в, Op1ж, Op1г, Op1д, Op1е). \quad (2)$$

Из $Op1a$, $Op1б$, $Op1в$ и $Op1д$ следует, что необходимо синтезировать достаточно простую схему перестраиваемого автогенератора гармонических колебаний. Реализуя отображение S_{Pr} , выбирают из известных принципов построения генераторов принципы, удовлетворяющие функции Φ_{Op1} , а для части последующих этапов синтеза формализуют очередные критерии выбора.

Как известно, затухающие гармонические колебания возникают в RLC - и RC - активных цепях, содержащих как минимум линейную цепь 2-го порядка. Собственное движение в них при постоянстве параметров элементов описывается дифференциальным уравнением ($Op2в$)

$$A(p)u(t) = a_2 p^2 u + a_1 p u + a_0 u = 0. \quad (3)$$

где p – оператор дифференцирования. Поэтому эти цепи, отличающиеся только элементным составом, могут быть использованы для построения генератора гармонических колебаний. Так как в пассивных цепях все

коэффициенты $a_i > 0$, то нулевое затухание создают, например, введя в цепь активные элементы (ЗИ), охваченные контурами отрицательной и положительной обратной связи (*Op2g*). С помощью последнего контура формируют отрицательные слагаемые в коэффициентах a_i , определяющих затухание, а значит, создают предпосылки для создания нулевого затухания.

Другой принцип построения состоит в генерации прямоугольных или треугольных колебаний, которые затем, пройдя через активный *RC*-фильтр нижних частот 2-го порядка, образуют гармонические колебания. Заметим, определитель такого фильтра также описывается уравнением (3). В нём необходимо синхронно перестраивать частоту генератора импульсов и частоту среза фильтра, чтобы высшие гармоники генератора импульсов не вносили искажения в гармонический сигнал на выходе устройства. как и в предыдущей структуре в этом генераторе необходимо стабилизировать амплитуду колебаний U_m на выходе при перестройке частоты.

Уточним элементную базу (*Op2d*), на которой будет синтезироваться генератор. Маломощные низкочастотные *RLC*-генераторы из-за катушек индуктивности имеют большие массогабаритные и стоимостные показатели, что противоречит критериям *Op1e* и *Op1d*. Поэтому будем рассматривать только *RC*-генераторы.

Согласно критерию *Op2a* и *Op1g* между частотой генератора f_z и частотой управляющего сигнала f_y существует соотношение $f_z \gg f_y$.

Следовательно, все переходные процессы в генераторе, вызванные управлением частотой f_z , заканчиваются через несколько периодов из более чем $f_z \min/f_y = 40$ периодов генератора. Поэтому ниже синтезируется модель генератора, в которой необходимые коэффициенты изменяются во времени так медленно, что переходными процессами, вызванными этим, в первом приближении пренебрегаем. Итак, для построения генератора используем модель (3) с постоянными и квазипостоянными параметрами $a_i(t)$ и с некоторыми коэффициентами $a_i \stackrel{>}{<} 0$.

Так как имеется два конкурирующих принципа построения генератора, то рассмотрим сначала первый, ибо он кажется более соответствующим критерию *Op1d* (схема только перестраиваемого фильтра по сложности примерно равноценна схеме генератора). Если какие-либо ТЭТ с его помощью будет трудно выполнить, то потребуются провести синтез второго варианта и потом их сопоставить.

Таким образом, генератор должен быть реализован одним блоком, содержащим минимально возможное число элементов (*Op2e*): резисторов ($\min n_R$), конденсаторов ($\min n_C$) и ЗИ ($\min n_J$). В качестве ЗИ имеет смысл использовать ОУ (*Op2ж*), которые удовлетворяют критериям *Op1e*, *Op34a*. Учитывая *Op2e*, ограничиваются синтезом схемы *RC*-генератора второго

порядка с управляемыми коэффициентами $a_i(t)$. Функция выбора такого генератора для отображения аппроксимация A описывается выражением

$$\Phi_{Op2} = \Phi(Op2в, Op2г, Op2д, Op2е, Op2ж, Op2а, Op2б) \quad (4)$$

Теперь строят математическую модель генератора и формируют с учётом уже произведённого выбора лексикографическую функцию Φ_{Op3} , которая, как и принципы построения, описывается с помощью лингвистических переменных и элементов исчисления $\chi_i = (a_i, J_k)$. Для построения функции выбора применим метод, изложенный в [2].

1. Определяем минимальное число пассивных элементов с учётом необходимости подключения к каждому используемому входу ОУ не менее двух элементов и образования как отрицательных, так и положительных обратных связей. ОУ моделируем с помощью инвертирующего и неинвертирующего ИНУН, имеющих общий выходной узел и весьма близкие коэффициенты передачи K_u' и $-K_u$. Так как определитель (3) имеет $n=2$, то минимальное число пассивных элементов равно $r=2n=4$, что позволяет образовать коэффициенты a_2 и a_0 с помощью соответственно двух конденсаторов $n_C=2$ ($Op3_{1a}$) и двух резисторов $n_R=2$ ($Op3_{1б}$). Число узлов пассивной подсхемы равно: $v=n+1=3$ ($Op3_{1в}$).

2. Диагностируем причину возникновения затухания колебаний. Решением уравнения (3) в общем случае являются синусоидальные колебания

$$u(t) = U_m e^{\frac{-a_1 t}{2a_2}} \sin(t \sqrt{a_0/a_2 + a_1^2/(4a_2^2)} + \varphi) \quad (5)$$

где U_m и φ зависят от начальных условий, а затухание колебаний ($Op3_{2a}$), определяемое показателем экспоненты

$$d = -(a_1 t)/2a_2$$

происходит из-за того, что $a_i > 0$, $i = \overline{0, 2}$.

3. При синтезе структуры RC -генератора сначала создают *необходимые* условия, при которых в стационарном состоянии колебания не затухают. Используя выражения для d и (24), формализуем лингвистические $Op2г$ условия ($Op3_{3a1}$)

$$-a_1 = 0, a_0 > 0, a_2 > 0 \quad (6)$$

Для выполнения условий (6) согласно $Op2д$ к пассивной RC -цепи, подсоединяют в соответствии с критериями $Op2е$ и $Op2ж$ ОУ, охваченные отрицательными и положительными обратными связями для формирования соответственно положительных коэффициентов ($Op3_{3б}$) a_0, a_1', a_2 и отрицательного коэффициента $-a_1''$ ($Op3_{3в}$). Благодаря этому с учётом критерия $Op1д$ обеспечивается в стационарном состоянии ($Op3_{3a2}$)

$$-a_1 = -(a_1' - a_1'') = 0 \quad (7)$$

4. В соответствии с требованием *Op1d* желательно применить в генераторе один ОУ и согласно *Op2d* используют его два входа – инвертирующий и неинвертирующий (*Op3_{4a1}*).

5. Из уравнения (5) с учётом (6) находят вторичные параметры: перестраиваемую круговую частоту колебаний выходного напряжения генератора (*Op3_{5z1}*)

$$\Omega(t) = \sqrt{a_0/a_2} \quad (8)$$

и автоматически поддерживаемое во время эксплуатации на нулевом уровне затухание (*Op3_{5z}*)

$$d(U_m) = -a_1(U_m)/(2a_2) = -(a_1' - a_1'')/(2a_2) = 0 \quad (9)$$

Изменение частоты $\Omega(t)$ согласно ТЭТ (*Op3_{5z2}*) должно возможно меньше влиять на установившееся значение амплитуды $U_{\text{уст}}$ колебаний, или несколько формальнее $U_{\text{уст}} \neq F(\Omega(t))$. С другой стороны стабилизация амплитуды не должна изменять частоту (*Op3_{5d1}*), т.е. $\Omega(t) \dot{\nabla} \Phi(U_m)$

6. Перестройка частоты генератора (8) осуществляют путём изменения во времени коэффициентов $a_0(t)$ (*Op3_{6a1}*) или $a_2(t)$ (*Op3_{6a2}*).

7. Сформированная модель генератора (3), (7), (8) отражает необходимые условия существования колебаний. Очевидно, после подачи напряжения питания на генератор автоколебания должны возникать и в дальнейшем их амплитуда стабилизируется. Иными словами, осуществляется автоматическое погашение, с учётом критериев *Op3_{5z,d}*, возникающих отклонений амплитуды колебаний на $\pm \Delta U_m$ от установившегося значения $U_{\text{уст}}$. Достаточными условиями возникновения и поддержания колебаний является согласно *Op3_{7a}* стабилизация амплитуды равной $U_{\text{уст}}$, за счёт синфазного изменения потерь, т.е. изменение коэффициента $a_1(U_m)$ на $\pm \Delta a_1$, или (*Op3_{7b}*)

$$\left(\frac{\dot{\nabla} a_1}{\dot{\nabla} U_m} \right) \Big|_{U_m = U_{\text{уст}}} > 0, \quad a_2 > 0, \quad a_0 > 0; \\ \Omega(t) \dot{\nabla} F(U_m); \quad U_{\text{уст}} \dot{\nabla} F(\Omega). \quad (10)$$

8. Для тестирования работы генератора никаких дополнительных элементов не требуется.

9. Таким образом, сформирована лексикографическая функция выбора

$$\Phi_{Op3} = \Phi(\Phi_{Op1}, Op2в, Op2г, Op3д, Op2д, Op3е, Op3ж, \\ Op2ж, Op3з, Op3а, Op3г, Op3б, Op3в). \quad (11)$$

Переходя к реализации S_m , т.е. к построению исчисления способов построения с помощью алфавита исчисления $\chi_i = (a_i, K_{ui})$, применяют операции сложения, вычитания, умножения и аксиомы исчисления [3,4].

1. Основываясь на критериях (3), (6)- (9) и аксиомах, синтезируют все независимые способы построения RC-генераторов гармонических колебаний с применением ОУ. Исходя из целевых функций и алфавита, исчисление описывает изменение коэффициентов a_i с помощью коэффициентов K_{ui} ИНУН путём умножения на K_{ui} части слагаемых коэффициента $a_{i\Pi}$ и сложения или вычитания образовавшегося дополнительного коэффициента с исходным. Несложно видеть, что независимые способы построения гармонических генераторов на цепях второго порядка в общем случае сводятся к следующим вариантам ($Op4_{1a}$):

$$a_1 = a_{1\Pi} - K_M a_{1\Pi}^M \check{Y}\check{B}\check{O}, \quad a_0 = a_{0\Pi}, \quad a_2 = a_{2\Pi}; \quad (12a)$$

$$a_1 = a_{1\Pi} - K_M a_{1\Pi}^M \check{Y}\check{Y}\check{O}, \quad a_0 = a_{0\Pi} - K_{M1} a_{0\Pi}', \quad a_2 = a_{2\Pi}; \quad (12б)$$

$$a_1 = a_{1\Pi} - K_M a_{1\Pi}^M \check{Y}\check{Y}\check{O}, \quad a_2 = a_{2\Pi} - K_{M1} a_{2\Pi}', \quad a_0 = a_{0\Pi}; \quad (12в)$$

$$a_{1a} = K_{u1} a_{1\Pi}^l - K_{u1}' a_{1\Pi}^l \check{Y}\check{Y}\check{O}, \quad a_{0a} = K_{u1} a_{0\Pi}^l, \quad a_{2a} = K_{u1} a_{2\Pi}^l; \quad (12г)$$

$$\begin{aligned} a_{1a} &= J a_{1\Pi}^J \check{I}\check{A}, \quad a_{0a} = J a_{0\Pi}^J, \quad a_{2a} = J a_{2\Pi}^J, \\ a_{1a}^{J-1} &= (J-1) a_{1\Pi}^{(J-1)'} - (J-1) a_{1\Pi}^{(J-1)''} \check{Y}\check{Y}\check{O}, \end{aligned} \quad (12д)$$

где $J = \Pi_k K_{uk}$, $J-1 = \Pi_{(k-1)} K_{uk}$, $| - K_u | = K_u'$, $K_u' \check{I}\check{E}\check{I}\check{A}$ коэффициент $a_{1\Pi}^{J-1}$ формируется подобно коэффициенту a_1 в способе (12г), но с числом ОУ на единицу меньше, чем в остальных коэффициентах.

2. Согласно $Op4_{2a}$ определим диапазоны значений для масштабных коэффициентов передачи в выражениях (12а) – (12в)

$$K_M \check{Y}\check{A}_{1\Pi} / a_{1\Pi}^M, \quad K_{M1} \check{Y}\check{B}.$$

Масштабные коэффициенты в способах (12а)–(12в) легко реализуются с помощью ОУ, охваченных резистивными отрицательными обратными связями.

Чувствительности $S_{\chi_i}^d$ для этих способов одинаковы и с этой точки зрения ни один из них не имеет явных преимуществ перед другими

$$S_{K_M}^d = \frac{K_M}{d} \cdot \frac{\check{I}\check{A}}{\check{I}\check{B}_M} \Big|_{d=0} = \frac{K_M \left(- a_{1\Pi}^{K_M} \right)}{a_{1\Pi} - K_M a_{1\Pi}^{K_M}} \Big|_{d=0} \check{I}\check{E}\check{I}\check{A} S_{a_{1\Pi}}^d = - S_{a_{1\Pi}^{K_M}}^d = S_{K_M}^d$$

Относительные чувствительности $S_{\chi_i}^{\Omega}$ способов (12б) и (12в) при равенствах соответственно $a_{0П} \dot{\Gamma} \mathbf{Y}'_{0П}$ и $a_{2П} = a'_{2П}$, которые согласно критерию *Op1d* обычно выполняются, получим

$$S_{a_{0П}}^{\Omega} = 0,5, \quad S_{a_{2П}}^{\Omega} = -0,5, \quad S_{K_{M1}}^{\Omega} = \mp 0,5 \frac{K_{M1}}{1 - K_{M1}}, \quad (13)$$

где знак минус в последнем равенстве (13) относится к способу, задаваемому выражениями (12б).

Способы (12г) и (12д) имеют чувствительности S_{χ}^d соответственно (*Op4₂₆₁* и *Op4₂₆₂*)

$$S_{K_{u1}}^d + S_{K_{u1}}^d \dot{\Gamma} \mathbf{Y}; \quad S_{a'_{1П}}^d + S_{a'_{1П}}^d \dot{\Gamma} \mathbf{Y}, \quad (14)$$

$$S_{K_{ui}}^d \dot{\Gamma} \mathbf{Y} \quad (15)$$

Эти же способы и способ (12а) имеют одинаковые функции чувствительности $S_{\chi}^{\Omega}, \chi = (a_{0П}, a_{2П})$, совпадающие со значениями в функциях (31), из которых исключена последняя зависимость. При $\chi = K_{ui}$ чувствительность равна $S_{\chi}^{\Omega} = 0$ для всех этих способов.

3. Чтобы отсеять из (12) неэффективные для данной задачи способы, сравним их. В способах (12б) и (12в) применяется два разных масштабных звена, т.е. два ОУ. Эти способы применяют соответственно на очень низких частотах или весьма больших частотах Ω , чтобы решить проблемы требующихся очень малых или больших значений проводимостей, непопадающих в коридор *технологических* ограничений на них снизу, или сверху. Из соотношений (13) следует, что стабильность частоты Ω зависит от уровня её понижения или повышения относительно значения, определяемого пассивными элементами. Области применения остальных и этих двух способов не пересекаются между собой. Они оба имеют повышенную чувствительность к изменению K_{M1} , а как видно из п.2 в других способах частота Ω не зависит от параметров ОУ. Поэтому способы (12б)–(12в) из последующего решения данной задачи исключают.

Оставшиеся способы широко применяются в измерительной аппаратуре при построении генераторов с постоянной и механически перестраиваемой частотой Ω с помощью конденсаторов (*Op4_{3a}*). В соответствии с методом синтеза переходят к п.п. 5 и 6, чтобы к этим способам добавить способы реализации критериев по перестройке частоты *Op3_{5d1}*, *Op3_{6a}* и стабилизации амплитуды колебаний *Op3_{5d2}*, *Op3_{7a}*, *Op3_{7б}*, а затем отсеять неэффективные способы.

5. Согласно критериям *Op3_{6a}* перестраивать частоту $\Omega(t)$ можно с помощью коэффициента a_0 , или a_2 . Коэффициент a_0 формируется

резистивными проводимостями, а коэффициент a_2 формируется операторными проводимостями конденсаторов и резисторов. Для выбора одного из этих вариантов проанализируем ТЭТ.

В соответствии с *Op1в* и *Op2а* частота генератора должна перестраиваться в 5 раз. Во столько же раз должны перестраиваться две ёмкостные или резистивные проводимости. Учитывая экономические требования (*Op2е*), при синтезе будет использован один управляемый элемент (*Op45а*), что приводит к увеличению диапазона перестройки параметра элемента до 25 раз (*Op45ж*). Как показано в [3], в таком диапазоне линейно могут перестраиваться с необходимой по критерию *Opба* стабильностью в условиях *Op1ж* резистивные проводимости $g_y(t)$ (*Op45б*) управляемые или с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (*Op45д1*), или цифровым кодом (*Op45д2*). Поэтому ниже в данной задаче рассматривается только управляемые проводимости $g_y(t)$.

В коэффициент a_0 должна входить проводимость $g_y(t)$ (*Op45а1*)

$$g_y(t) \dot{\Gamma} \ddot{a}_0(t). \quad (16)$$

Если выполняется требование $\min n_R$, то обычно коэффициент a_0 описывается произведением проводимостей и тогда отношение (16) может быть выражено через структуру коэффициента a_0 (*Op45а2*)

$$a_0(t) = g_y(t) a_0', \quad (17)$$

где a_0' - часть коэффициента a_0 , оставшаяся после выделения из него $g_y(t)$.

Теперь учтём критерий *Op35д1*: $U_{\text{муст}} \dot{\Gamma} F(\Omega)$. Он реализуется с учётом равенств (8) и (9) при условии (*Op45м*)

$$g_y(t) \dot{\Gamma} \ddot{a}(a_1, a_2), \quad (18)$$

Итак, равенство (17) и отношение (18) через структуру коэффициентов выражают критерии *Op35б*, *Op36а* и *Op35д1*.

6. Уточним критерий (10). Он должен выполняться не только в малой окрестности напряжения $U_{\text{муст}}$, но и после подачи напряжения питания на генератор в переходный период нарастания амплитуды колебаний от нуля до $U_{\text{муст}}$. Причём, в это время согласно (5) и (7) с ростом U_m необходимо изменять коэффициент $a_1 = \text{var}$ от отрицательного $a_1 < 0$ до нулевого значения. Следовательно, цепь должна содержать нелинейный элемент, проводимость которого $g(U_m)$ входит согласно (27) в положительную или в отрицательную часть коэффициента a_1 (*Op46а*)

$$g(U_m) \dot{\Gamma} \ddot{a}'_1 \text{ или } g(U_m) \dot{\Gamma} \ddot{a}''_1 \quad (19)$$

В зависимости от того, в какую часть коэффициента a_1 входит нелинейный элемент, существенно изменяется вид его вольтамперной характеристики. Введя $g(U_m)$ в коэффициент a'_1 (*Op46а1*), получим

$$a_1 = a_1' - g(U_m) a_1^{\wedge} - a_1'', \quad (20)$$

где a_1^{\wedge} - остаток коэффициента a_1' после выделения нелинейной проводимости.

Из уравнения (20) видно, что такое включение проводимости $g(U_m)$ в коэффициент a_1 автоматически обеспечивает самовозбуждение генератора при подаче на него напряжения питания, если из неравенства $U_m < U_{mуст}$ следует $g(U_m) a_1^{\wedge} < a_1''$. Согласно (10) производная коэффициента a_1 должна быть положительной. Обоим условиям отвечает эквивалентная проводимость с *положительной дифференциальной характеристикой (Op4_{6d})* обычного выпрямительного диода, включённого последовательно с резистором. Чтобы ограничить нарастание напряжения генератора для обеих полуволн колебания, используют два параллельных диода, соединённых противоположно (*Op4_{6e}*).

В литературе по схемотехнике чаще всего описывают генераторы, построенные по альтернативному способу, использующему изменение отрицательной части коэффициента a_1 . Это приводит к противоположному требованию к нелинейному элементу (*отрицательной дифференциальной проводимости* или ограничения коэффициента передачи ЗИ) и необходимости обеспечивать режим самовозбуждения при подаче напряжения питания.

Осталось ответить на вопрос: может ли входить проводимость $g(U_m)$ в коэффициенты a_0 и a_2 , тем самым, порождая ещё один способ построения генератора? Ответ будет положительным, если выполняются равенства (*Op4_{6e2}*)

$$a_0 = g(U_m) g_y a_0''; \quad a_2 = g(U_m) a_2', \quad (21)$$

так как тогда круговая частота (8) не будет зависеть от $g(U_m)$. Здесь коэффициенты a_0'' и a_2' имеют тот же смысл, что и в уравнении (17).

7. Теперь сравним способы построения (12а), (12г) и (12д) с учётом анализа чувствительности и (17), (18), (20), (21). Электронная перестройка в генераторах, реализующих способ (12а), затруднена из-за необходимости строить весьма сложные системы стабилизации амплитуды, так как он не удовлетворяет критерию (18). Способ (12г), реализуемый на одном ОУ, так же не удовлетворяет этому критерию. Способ (12д) изначально требует не менее двух ОУ. По указанным причинам переходят к п. 4 метода.

4. Невозможность выполнить критерий (18) в способах построения (12а) и (12г) связана со свойством смежности деревьев и 2-деревьев, которое сохраняется для пассивных и активных цепей с одним ОУ. В способе (12а) используется один ЗИ из-за чего он в основном и применяется. Поэтому

его исключаем из дальнейших процедур синтеза. Увеличив число ОУ (*Op4_{4a1}*) на единицу ($n_j=2$), получаем возможность нарушить свойство смежности и выполнить критерии (18) и (21). Одновременно увеличивается (*Op4_{4a2}*) число узлов в синтезируемой схеме как минимум на 2 (общее число узлов будет $v=6$), к входному узлу ОУ подсоединят два резистора (общее число резисторов станет равным $n_R=4$), а общее число конденсаторов не изменится ($n_C=2$). Применение двух и более ОУ порождает вырожденные уравнения, в которых учитывают в основном слагаемые, содержащие произведение двух или более коэффициентов K_{ui} .

Модифицируем для данной задачи способ (12г) с двумя ОУ (*Op4_{4б}*)

$$a_{1a} = K'_{u1} K_{u2} a_{1П}^{1,2} - K_{u1} K_{u2} a_{1П}^{1,2} \neq 0, \quad (22)$$

$$a_{0a} = K'_{u1} K_{u2} a_{0П}^{1,2}, \quad a_{2a} = K'_{u1} K_{u2} a_{2П}^{1,2}$$

где коэффициенты усиления ОУ при анализе первого приближения будем считать равными и $K_{ui} \neq 0$; $a_{1П}^{1,2} = a'_{1П}$, $a_{1П}^{1,2} = a''_{1П}$. Переходят к п.2 метода.

2. Из равенств (21), (22) и критерия (*Op4_{4a2}*) получаем выражения (*Op4_{6a3}*)

$$a_0 = g(U_m) g_y g_k; \quad a_2 = g(U_m) C_i C_q, \quad (23)$$

которые однозначно задают структуру двух коэффициентов синтезируемой цепи. Из выражений (22) и (7) следует, что частота Ω не зависит от K_{ui} . Затухание $-a_1/(2a_2)$ не зависит от K_{u2} , но зависит от отношения K_{u1}/K'_{u1} , которое для типовых ОУ равно $-(60 \dots 80)$ дБ. Поэтому нарушение равенства $a_1=0$ в основном происходит из-за отклонений от расчётных значений коэффициентов $a_{1П}^{1,2}$ и $a'_{1П}$. Исследование чувствительности частоты Ω к изменению K_{ui} показывает, что $S_{K_{ui}}^{\Omega} \neq 0$ и значительно большее влияние на частоту оказывает отличие коэффициента a_{1a} от нуля (см.(5)). Чувствительность коэффициента a_{1a} к коэффициентам усиления K_{ui} будет весьма низкой

$$S_{K_{u1}}^{a_{1a}} = 1/K_{u2}, \quad S_{K_{u2}}^{a_{1a}} = 1/K_{u1}. \quad (24)$$

3. Для упрощения построения управляемой проводимости согласно *Op1d* и *Op2e* весьма желательно, чтобы один вывод резистора g_y был соединён с общим узлом (*Op4_{3б}*), а управление осуществлять с помощью ШИМ (*Op4_{5z}*). При более широком диапазоне температур высоких требованиях к стабильности частоты f_z целесообразно использовать проводимость, управляемую цифровым кодом (*Op4_{5жс}*). Изложенный способ удовлетворяет критериям функции Φ_{Op3} .

8. Итак, функция выбора для отображения S_{st} имеет вид

$$\Phi_{Op4} = \Phi(\Phi_{Op3}, Op4u, Op4k, Op4л, Op4б, Op4в, Op4г, Op4д, Op4е, Op4ж, Op4з, Op4а, Op4м). \quad (25)$$

Синтез схемы генератора (рис.1) проведен согласно алгоритмам, изложенным в [3,4]. Вырожденный определитель генератора при $K_{ui} \dot{\Gamma} \dot{\Gamma} \ddagger$ имеет вид

$$A(s) = s^2 C_4 C_5 g_3(U_m) + s g_2 (C_4 g_3(U_m) - C_5 g_6) + g_1(t) g_2 g_3(U_m). \quad (26)$$

Согласно (8) круговая частота колебаний генератора (Op5a)

$$\Omega = \sqrt{g_1 g_2 / (C_4 C_5)} \quad (27)$$

удобно управляется с помощью резистора с проводимостью $g_1 = g_y(t)$. Управляемый резистор составлен из двух последовательно соединенных резисторов с проводимостями соответственно $g_1' = g_{1max}$, $g_1'' = g_{1min}$. В соответствии с Op43б один вывод последнего резистора подсоединён к общему узлу, а параллельно ему включен транзистор, работающий в режиме ключа управляемого ШИМ. Вхождение проводимости g_y в интегратор обеспечивает усреднение его значения между $(1/g_{1min} + 1/g_{1max})$ (транзистор закрыт) и g_{1max} (транзистор открыт и закорачивает g_{1min}) пропорционально времени открытого состояния транзистора. В этом случае стабильность управляемой проводимости g_y определяется стабильностью неизменяемых проводимостей двух резисторов и стабильностью и повторяемостью длительности управляющего импульса ШИМ.

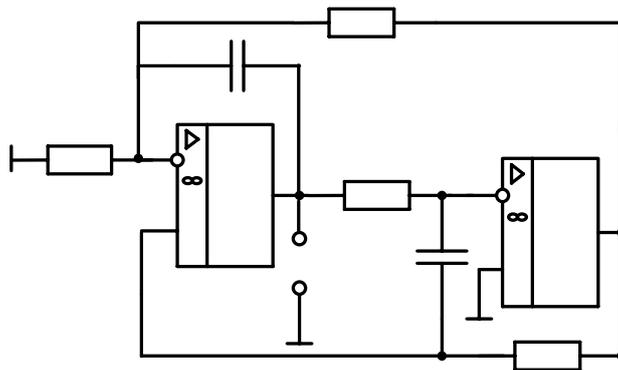
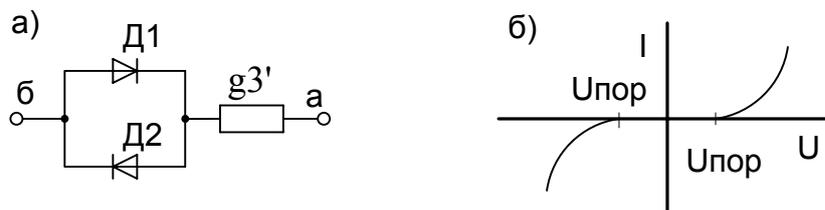


Рис. 1

Для стабилизации амплитуды колебаний с минимальными искажениями параллельно R_3 подключён нелинейный элемент $g(U_m)$ (рис.2,а), содержащий два диода и резистор R_3' , обеспечивающий меньший уровень искажений при больших амплитудах и гарантирующий вместе с R_3 самовозбуждение. Изменяя средний ток через диоды, меняем среднее сопротивление нелинейного двухполюсника, включенного между точками

a и *б*. Вместе с тем из-за наличия зоны нечувствительности двухполюсника (рис.2, б) через него начнет протекать ток, только когда к диодам прикладывается напряжение, большее $U_{пор}$.



Необходимые условия существования колебаний (9) в генераторе выполняются, если $a_1 = g_2(C_4g_3 - C_5g_6) = 0$. Отсюда находим соотношения между параметрами элементов (Op5в)

$$g_3/g_6 = C_5/C_4, \quad (28)$$

где проводимость $g_3(U_m)$ содержит последовательно включенные с ней проводимости диодов, с помощью которых равенство (28) поддерживается автоматически (в малой окрестности точки $a_1=0$ вольт-амперная характеристика диодов линейна).

Если выполняется равенство (28), то уже нельзя будет пренебречь в коэффициенте a_1 слагаемыми первого порядка малости (Op5г):

$$C_5(g_1g_3 + g_3g_6 - g_1g_2)/K_{u1} \dot{U} \neq 0, \quad (29)$$

которое необходимо учесть при параметрическом синтезе.

Таким образом, показаны процедуры: формализации лингвистических переменных, сравнения вариантов принципов и способов построения, синтеза характеристики нелинейного элемента. Каждое принятое решение имело альтернативный вариант, к которому можно обратиться при введении дополнительных требований ЛПР, если выбранный вариант не позволил их выполнить.

Литература

1. Лыпарь Ю.И. Системно-структурный синтез // Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник под общ. ред. В.Н. Волковой и В.Н. Козлова. – М.: Высш. школа, 2004. – С. 427–439.
2. Лыпарь Ю.И. Системный синтез способов построения электронных цепей // См. настоящий сборник.
3. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики: Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1984.
4. Лыпарь Ю.И. Автоматизация проектирования избирательных усилителей и генераторов. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1983.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННЫХ УРАВНЕНИЙ КЛАССИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

Е. Н. Меньшов

Разрабатывается гипотеза о совместимости электромагнитного поля (ЭМП) с волнами материи.

В [1] обнаружено, что математические операторы уравнений *Максвелла* не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к динамическим математическим моделям типа «вход-выход» и тем самым допускают противоречия с фундаментальными принципами естествознания: допускают бесконечную мощность электромагнитной энергии, нарушают причинно-следственные отношения. Для устранения отмеченных трудностей в [1] предложены скорректированные уравнения *Максвелла*. Физическая суть корректировок заключалась в том, что в уравнениях *Максвелла*, характеризующих явление запаздывания распространения ЭМП, было дополнительно заложено свойство инерционности возбуждения ЭМП при любом источнике возбуждения (полем, зарядом). Математическая суть состояла в том, что логика математического моделирования привела к необходимости повышения порядка математических операторов левых частей тех уравнений системы *Максвелла*, которые содержат в себе источники поля. При этом каждое такое уравнение приобрело динамическую добавку, в которой содержится постоянная времени – τ , численное значение которой и нужно определить!

В [1] отмечено, что новая динамическая добавка может проявить себя при высоких частотах. В [2] приводятся аргументы в пользу того, что параметр τ ожидается быть порядка 10^{-21} сек (частота – порядка 10^{20} Гц) – относится к диапазону γ -излучения. В этой области господствуют квантовые явления, поэтому возникают значительные трудности в выявлении эффектов, окончательно подтверждающих необходимость новых динамических добавок для уравнений, описывающих непрерывное распределение поля.

В результате интегрирования волновых уравнений, в [2] получены выражения электродинамических потенциалов, напряженностей электромагнитных полей и вектора *Пойтинга* для случая нерелятивистских скоростей. Новые уравнения дали новые составляющие электромагнитного поля, имеющие структуру стоячих пространственных осцилляций с фиксированной длиной волны, равной минимальной длине волны $\lambda_{мин} = 2\pi\tau c$, которая выводится из предельного коэффициента

$$k_{mak} = \lim k(\omega) = \lim \frac{\omega}{c\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}.$$

распространения в вакууме.

Например, выражение напряженности колебательной составляющей электрического поля для точечного заряда в вакууме имеет вид

$$\mathbf{E}_\tau \cong \frac{-q\mathbf{e}_R \sin\left(\frac{R(t)}{\tau c}\right)}{4\pi^2 \varepsilon_0 R^2}, \quad (1)$$

где q - величина заряда, R - расстояние от заряда. Следует заметить — формула (1) выведена методом приближенного интегрирования многомерной свертки. Поэтому она правомерна для моментов времени

$$t \gg R(0)/c + 1.6\sqrt{t\tau}, \quad (2)$$

отсчитываемых от начала движения. Это условие определяет время установления пространственных осцилляций, которое связано со временем запаздывания ($t-R/c$) и с инерционным процессом возбуждения поля, характеризуемым τ .

Из (1) следует то, что осциллирующее поле жестко связано с зарядом и следует за ним также, как и кулоновское поле. Его интенсивность не зависит от характера ускорения заряда и оно не излучает энергии, так как это поле затухает по закону R^{-2} . При этом наблюдатель, на которого надвигается или от которого удаляется заряд, будет фиксировать колебания ЭМП с периодом повторения, равным

$$T_k = \lambda_{\min}/v_{cp}, \quad (3)$$

где v_{cp} - средняя скорость перемещения заряда относительно наблюдателя.

Формально наблюдатель будет воспринимать это поле как бегущую электромагнитную волну с фазовой скоростью v_{cp} и длиной волны λ_{\min} .

Если вместо наблюдателя будут находиться связанные заряды (валентные электроны), то они могут осциллировать под воздействием силы (1), излучая при этом электромагнитную волну с периодом повторения, равным (3) и с длиной волны

$$\lambda_o = cT_k = 2\pi\tau c^2/v_{cp}, \quad (4)$$

Если вместо одиночного заряда будет двигаться квазинейтральный заряд, например, электрический диполь, тогда на расстояниях $R \gg d$ (d - расстояние между зарядами диполя) напряженность кулоновского поля будет исчезающе малым, а напряженность осциллирующего поля увеличится в два раза в соответствии с математической моделью (5)–(6):

$$E_d = \frac{q}{4\pi^2 \varepsilon_0 R^2} \left[\sin \frac{R}{\tau c} \left(1 - \cos \frac{d}{\tau c} \right) - \sin \frac{d}{\tau c} \cos \frac{R}{\tau c} \right] - \frac{qd}{2\pi \varepsilon_0 R^3}; \quad (5)$$

$$U = -\frac{q^2}{4\pi\epsilon_0 d} + \frac{q^2 \tau c}{4\pi^2 \epsilon_0 d^2} \cos \frac{d}{\tau c}, \quad (6)$$

где U – есть потенциальная энергия взаимодействующих зарядов диполя.

Из выражения (6) следует, что распределение потенциальной энергии характеризуется наличием семейства дискретных уровней $d_n = \pi(2n+1)\tau c$, в которых наблюдаются микро потенциальные ямы. При этом заряды диполя должны находиться на этих уровнях, соответствующих минимальным значениям потенциальной энергии. Тогда, подставляя в (5), получаем то, что E_d диполя в два раза интенсивней (1). Заметим, что атомные дискретные уровни должны совпадать с уровнями d_n , но устойчивость атома не обуславливается наличием только этих уровней.

Обратим внимание на то, что рассматриваемое осциллирующее поле имеет общие признаки с волнами *де Бройля*. Во-первых, это их одинаковая зависимость от скорости частицы – длина волны обратно пропорциональна скорости. Во-вторых, волны *де Бройля* есть некоторые пространственные волны – волновые пакеты плоских пространственных волн. В-третьих, волны материи присущи как заряженным, так и нейтральным частицам. Если учесть, например, что нейтрон состоит из заряженных кварков, тогда по аналогии с электрическим диполем нейтрон должен обладать пространственным осциллирующим полем, которое может быть источником волн *де Бройля*.

Для идентификации параметров новых уравнений электродинамики выбираем элементарную частицу электрон по следующим причинам: является наиболее элементарной и устойчивой частицей микромира, играющая существенную роль в создании в природе электромагнитного излучения, а также и потому, что его внутренняя природа близка к электромагнитной. Приравнявая (4) к длине волны *де Бройля* электрона $\lambda_B = h/m_e v_{cp}$, получаем выражение для оценки искомого параметра

$$\tau = h/2\pi m_e c^2 = \lambda_K/c, \quad (7)$$

где m_e – масса электрона, h – постоянная Планка, $\lambda_K = (h/2\pi m_e c)$ – есть длина волны *Комптона*, равная $\lambda_K = 3.9 \cdot 10^{-13}$ м, тогда $\tau \approx 10^{-21}$ с.

Вывод

Трудности рассматриваемой теории заключаются в том, что отсутствует связь длины волны (4) с массой для других частиц. Эта связь наблюдается в опытах по дифракции волн материи на кристаллах. Для окончательной оценки правомерности выдвинутой гипотезы не хватает математической модели дифракции на основе осциллирующего поля.

Литература

1. Меньшов Е.Н. Несоответствие уравнений Максвелла требованиям, предъявляемым к динамическим моделям типа «вход-выход»: Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. междунар. конф. КЛИН-2003.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Том 4.– С.75–78.

2. Меньшов Е.Н. Фундаментальные свойства новых уравнений Максвелла // Вестник УлГТУ.– 2004.– №4.– С. 54–57.

Меньшов Евгений Николаевич – к.т.н., доцент УлГТУ. Область научных интересов «Математическое моделирование электромагнитных элементов и систем». E-mail: men@ulstu.ru.

ОТ ИДЕАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ ТЕЛЛЕГЕНА ДО МНОГОМЕРНОГО НЕУДАЛЯЕМОГО УПРАВЛЯЕМОГО ИСТОЧНИКА

Т. Миланцей, В. В. Филаретов

Полтора с лишним века назад *Кирхгоф*, будучи студентом, опубликовал законы непрерывности токов в узле и равновесия напряжений в контуре электрической схемы [1,2]. С этого времени появилась возможность выполнять анализ сложных электрических цепей путем решения системы уравнений схемы через раскрытие определителей двух матриц. Однако и *Кирхгоф* (1847 г.) [1], и *Максвелл* (1873 г.) [3], очевидно, сознавая избыточность учета параметров схемы в ее уравнениях, предложили топологические правила для анализа электрических цепей, исключая составление уравнений и использующие непосредственно схемную модель цепи. Тем самым ставилась задача сделать переход от схемы к выражениям для откликов тока и напряжения более простым и обусловленным структурой самой схемы.

Результаты *Кирхгофа* и *Максвелла* получили развитие в работах *Фойснера* [4,5], который в 1902 году ввел понятие определителя схемы с двухполюсными элементами. Фойснер обратил внимание на трудности построения символьных схемных функций (ССФ) с помощью топологических формул *Кирхгофа* и *Максвелла*, объяснив, почему они не находят применения у специалистов и отсутствуют в справочниках по физике [4]. Нахождение ССФ по *Фойснеру* предусматривает разложение определителей исходной схемы и производных от нее схем. Важно, что на

каждом шаге расчета приходится иметь дело со схемой, менее сложной, чем исходная схема, а не с абстрактными сочетаниями ветвей.

В этом году исполняется 100 лет со времени опубликования четырех формул *Фойснера* [4,5], предназначенных для разложения определителей линейных электрических схем, которые содержат z - и y -ветви (сопротивления и проводимости). Это формулы разложения определителя по z -и y -ветвям, а также диакоптические формулы бисекции по одному и двум узлам. Рекурсивное применение указанных формул позволяет представить определитель схемы сразу в окончательной форме, то есть в компактном виде с вынесенными за скобки общими множителями. Между тем развернутые символьные выражения, составленные из произведений параметров ветвей деревьев и дополнений деревьев схемы по *Максвеллу* и *Кирхгофу*, нуждаются в дополнительных трудоемких преобразованиях. Пятая формула *Фойснера* позволяет найти числитель ССФ посредством перечисления контуров передачи между независимым источником и ветвью с искомым откликом. Приоритет *Фойснера* на эти формулы установлен в СССР [6,7], а его имя получило известность после опубликования работ [8–10]. Пяти формул *Фойснера* вполне достаточно для эффективного анализа электрических цепей без управляемых источников. Наиболее подробно методы *Кирхгофа*, *Максвелла*, а также метод *Фойснера*, рассмотрены в учебнике [11], удостоенном Ленинской премии.

В начале 20-го века в электротехнике не применялись активные элементы и не существовало понятия УИ. Интенсивные исследования вопросов анализа схем с УИ, используемых в моделях электронных ламп и транзисторов, начались лишь в середине 50-х годов. *Фойснеру*, который скончался в 1928 году, не пришлось заниматься обобщением своего подхода. Непросто объяснить то обстоятельство, что среди работ по символьному анализу активных электрических цепей крайне мала доля работ, которые используют в качестве расчетной модели непосредственно схему замещения цепи.

Результаты *Фойснера* получили развитие в работах *Барроуза* [12], *Брауна* [13,14], *Партена* и *Сикета* [15], *Хуана* [16–19] и *Хашимины* [20]. Как показали последние исследования, наиболее эффективным для анализа активных электрических цепей явилось использование обобщений идеального усилителя *Теллегена* [21], впоследствии названного нулором [22,23]. Нулор является аномальным управляемым источником, поскольку ток и напряжение норатора (генератора нуллора) не определены, а ток и напряжение нуллатора (приемника нуллора) равны нулю.

В 1965 году *Браун* ввел понятие ориентированного нуллора [13], что позволило выразить ССФ через определители схем с нораторами и нуллаторами, а также применить формулы *Фойснера* для анализа

электрических цепей, содержащих идеальные операционные усилители (ОУ). *Хашемин* предложил формулу разложения схемного определителя по параметрам управляемых источников (УИ) [20]. В работах *Милика* [24], *Озавы* [25] и *Хуана* [26] были исследованы топологические условия разрешимости, вырождения и устойчивости активных электрических цепей, заложившие фундамент метода схемных определителей (МСО), альтернативного традиционному матричному методу.

Так сложилось, что развитие идей *Фойснера* стало уделом немногих энтузиастов, которые, как правило, не оставляли последователей. В то же время в мире были проведены обширные и многочисленные исследования, посвященные обобщению правил *Кирхгофа* и *Максвелла* для анализа схем с УИ. Начало этим исследованиям было положено работами *Персиваля* [27, 28]. Метод полных деревьев (метод *Коутса*) первоначально был разработан для u -схем с источниками тока, управляемыми напряжением (ИТУН) [29]. Стержневой идеей этого метода является замена всех пассивных элементов схемы, заданных проводимостями, вырожденными ИТУН, у которых управляемая (генератор) и управляющая (приемник) ветви параллельны. Полученная в результате вспомогательная схема, содержащая исключительно ИТУН, является расчетной моделью метода *Коутса*. Метод *Коутса* был использован спустя сорок лет при обосновании МСО.

Полным деревом схемы *Коутса* называется связная подсхема, покрывающая все узлы исходной схемы. Содержащиеся в этой подсхеме генераторы ИТУН образуют дерево, а в дополнение этого дерева обязательно входят приемники одноименных ИТУН, и наоборот, дерево образуется приемниками, а дополнение этого дерева – генераторами одноименных ИТУН. Определитель полного дерева по абсолютной величине равен произведению параметров ИТУН, генераторы и приемники которых образуют это дерево.

Метод *Возняцки* [30] можно рассматривать как развитие метода *Коутса*. При этом вместо преобразования пассивных элементов схемы в вырожденные УИ используется обобщенная ветвь в виде соединения пассивного элемента с генератором УИ (при наличии последнего). В основе метода *Возняцки* лежит перечисление всех деревьев схемы, составленной из обобщенных ветвей. Каждое дерево дополняется приемниками УИ и находится определитель полученной схемы, которую назовем элементарной схемой *Возняцки*. Учет УИ в такой схеме подобен учету независимых источников в топологическом методе *Кирхгофа* [1], что придает методу *Возняцки* наглядность. Вместе с тем определитель элементарной схемы содержит в общем случае более одного слагаемого, а формула разложения определителя зависит от структуры этой схемы. Это, с одной стороны, позволяет выносить за скобки произведения

проводимостей ветвей соответствующего дерева, а с другой стороны, усложняет формализацию методики формирования ССФ.

Правило нахождения знака слагаемых определителей элементарных схем, в отличие от аналогичной процедуры *Коутса*, не имеет обоснования, хотя в [30] сообщалось о намерении автора сделать это в будущем. Возможно поэтому, метод *Возняцки* не нашел последователей, хотя был опубликован как приложение в известной книге [31, с. 294–311].

Советский исследователь *Ю.П.Галямичев* первым получил схемное решение задачи формирования ССФ, предусматривающее анализ непосредственно схемы с ИТУН и пассивными элементами, выраженными проводимостями [32]. Суть его идеи состояла в том, что вначале определитель активной схемы освобождается от элементов, вносящих в него несимметричность, то есть от ИТУН, а затем выражается через деревья пассивных схем, производных от пассивной подсхемы исходной схемы. Таким образом, определитель схемы представляется в виде суммы 2^n слагаемых, где n – число ИТУН в схеме. Каждое слагаемое соответствует некоторому сочетанию из параметров ИТУН. Произведение параметров сочетания умножается на коэффициент, учитывающий параметры пассивных ветвей, который можно найти, анализируя структуру пассивной подсхемы, поскольку удаление ИТУН не приводит к объединению узлов схемы. Спустя семнадцать лет аналогичное разложение использовал *Хашемин*, применив вместо перечисления деревьев пассивной подсхемы подсоединение к ней ориентированных нумерованных нуллоров.

В последнее десятилетие отмечается всплеск интереса к МСО. В 1996 году был предложен неудаляемый управляемый источник (НУИ), параметр которого может отличаться от единицы, что позволило представить параметры выделяемых УИ в формулах разложения в неявном виде [33–35]. При этом определитель исходной схемы записывается в виде суммы определителей первой и второй производных схем. Это отличает НУИ от обычного нуллора и ориентированного нуллора, которые сами по себе не имеют параметров, а моделируют ОУ с коэффициентом усиления, стремящимся к бесконечности. Для анализа многополюсных схем и схем с несколькими источниками воздействия был предложен многомерный НУИ [36,37], образованный n генераторами тока и напряжения, обладающими обычными свойствами, управляемыми одним и тем же приемником. Этот приемник сочетает в себе свойства приемника тока и напряжения, то есть по сути является нуллатором. Таким образом, идеальный усилитель *Теллегена* – обычный нуллор – прошел три стадии: 1) ориентированный нумерованный нуллор *Брауна-Хашемина*; 2) НУИ с параметром, равным единице или отличным от единицы; 3) многомерный НУИ с параметрами независимых источников.

Предложенные обобщения позволили усовершенствовать МСО и обобщить его для формирования оптимальных по сложности выражений схемных функций и откликов [9,10], анализа схем со всеми типами многополюсных компонентов [38], символьного анализа сложных электрических цепей по частям [39] и с произвольным числом воздействий [36,37,40,41], диагностики линейных электрических цепей [42–44], аналитического решения систем линейных алгебраических уравнений [45,46], символьного анализа электронных цепей с переключаемыми конденсаторами [47], нахождения цепных параметров многополюсников [48] и расчета функций чувствительности [49], реализации эффективных программ символьного анализа [50,51]. Заметим, что критерием, который положен в основу сравнения предлагаемых и известных методов, в настоящее время является вычислительная сложность формируемых выражений ССФ, характеризующаяся количеством требуемых алгебраических операций [9,10,52]. Фундаментальный характер МСО придает то обстоятельство, что он был использован при доказательстве ряда известных и новых топологических преобразований электрических цепей [53–56]. Доказательства на основе МСО отличает краткость и наглядность, инвариантность к элементному базису, что выгодно отличает схемно-алгебраический аппарат от традиционного матричного аппарата [57].

Для иллюстрации МСО ниже приводится схемно-алгебраическое выражение для схемной функции I_5/E_6 в виде $\Delta N/\Delta D$. На рис. 1а представлена схема, содержащая две взаимные индуктивности [11], а на рис. 1б – ее схема замещения, в которой взаимные индуктивности замещены четырьмя источниками напряжения, управляемыми током (ИНУТ). Схемы, определители которых равны $\Delta N E_6$ и ΔD помещены на рис. 2а и рис. 2б соответственно. Схема для ΔN получена в результате преобразования источника E_6 и приемника тока I_5 в НУИ с параметром, равным E_6 . Схема для ΔD получена в результате стягивания источника E_6 и приемника тока I_5 .

Для наглядности решения найдем ΔN и ΔD разложением по параметрам ИНУТ, используя разложение *Хашемина* [20]. В общем случае выражения ΔN и ΔD будут содержать по шестнадцать (2^4) слагаемых, каждое из которых будет соответствовать некоторому произведению параметров ИНУТ. Некоторые из слагаемых числителя и знаменателя будут равны нулю вследствие образования вырожденных схем в результате преобразования в ИНУТ в НУИ (с параметрами, равными передаточным сопротивлениям) или в результате нейтрализации ИНУТ. Из шестнадцати слагаемых числителя ΔN останется семь слагаемых. Схемы, соответствующие ненулевым слагаемым разложения определителя,

приведены в табл. 1, где под схемами указаны их определители. Отсюда получаем выражение

$$\Delta N = z_2 z_3 - z_1 z_4 - H_1 z_2 - H_1 z_3 + H_2 z_4 + H_2 z_1 + H_1^2 - H_2^2.$$

В табл. 2 сведены схемы, соответствующие ненулевым слагаемым разложения знаменателя ССФ ΔD . Под изображениями схем указываются их определители. Слагаемые знаменателя выражения I_5/E_6 можно записать в виде

$$\begin{aligned} \Delta D = & z_1[(z_2+z_5)(z_3+z_6+z_4)+z_4(z_3+z_6)]+(z_2+z_6)[z_3(z_4+z_5)+z_4z_5]+z_2z_6(z_3+z_5)+ \\ & + 2[(z_2z_3-z_5z_6)H_1+(z_1z_4-z_5z_6)H_2-(z_5+z_6)H_1H_2-H_1H_2^2-H_1^2H_2]- \\ & - H_1^2(z_2+z_3+z_5+z_6)-H_2^2(z_1+z_4+z_5+z_6). \end{aligned}$$

Таким образом, МСО использует свой собственный схемно-алгебраический аппарат и не нуждается в каком-либо другом математическом аппарате. Символьные выражения откликов тока и напряжения, параметров элементов получаются без использования традиционной процедуры решения уравнений, то есть проблема, поставленная еще *Кирхгофом*, приобрела наконец более или менее законченное и общее решение (формирование оптимальных выражений, анализ схем с произвольными линейными элементами, символьная диакоптика и диагностика). МСО положен в основу читаемых в Ульяновском государственном техническом университете учебных курсов «Электротехника и электроника» и «Основы теории цепей» [58,59].

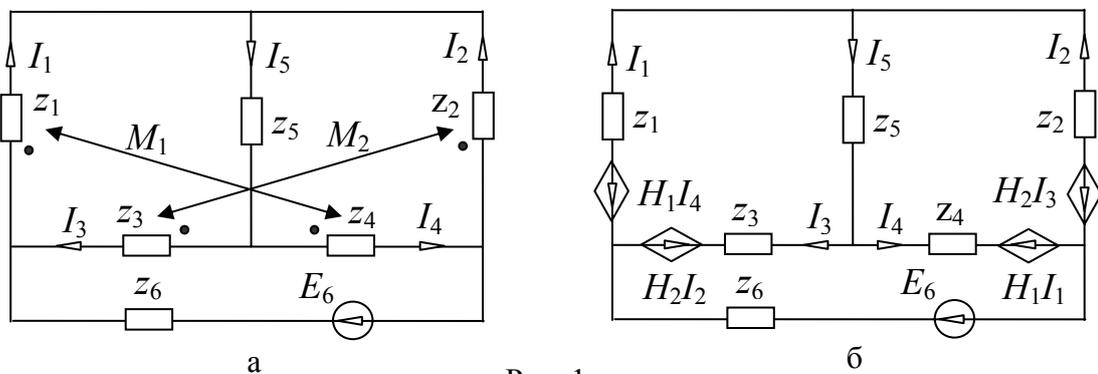


Рис. 1

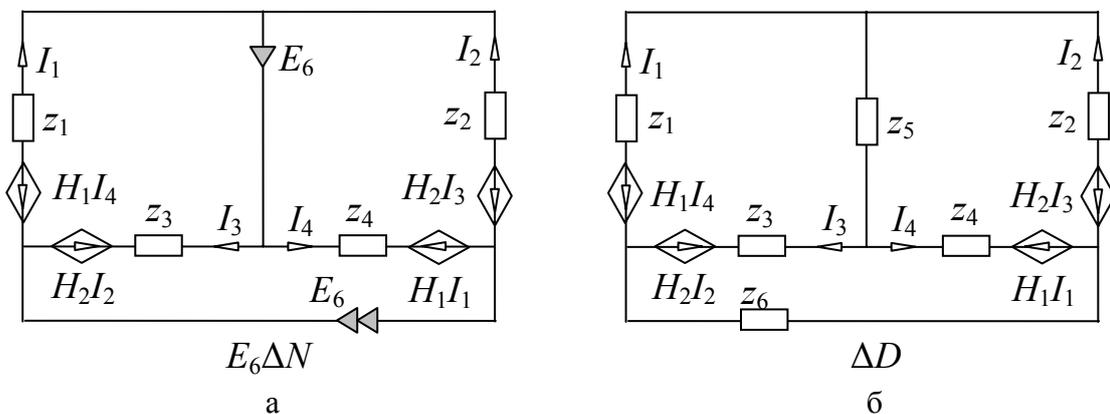


Рис. 2

Таблица 1. Схемы, соответствующие слагаемым числителя ΔN , и их определители

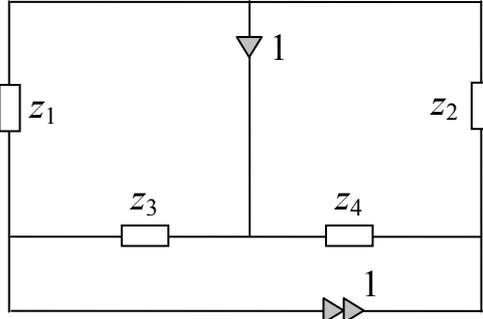
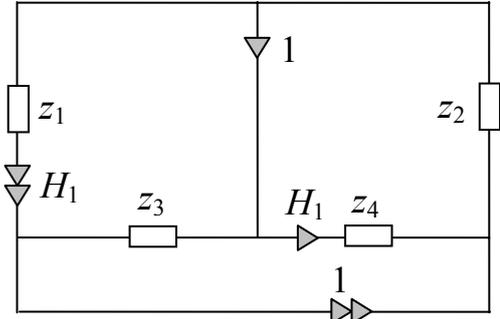
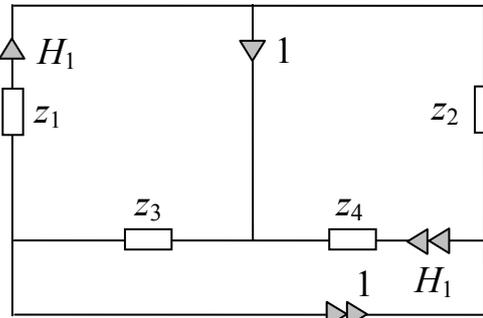
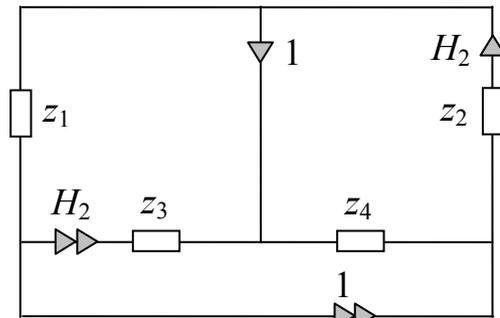
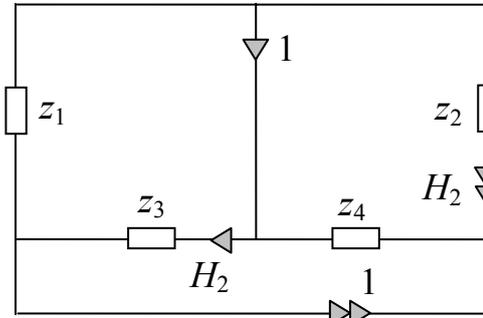
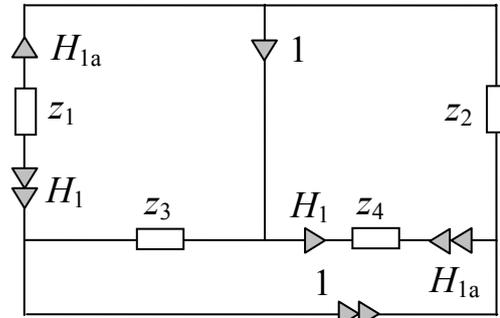
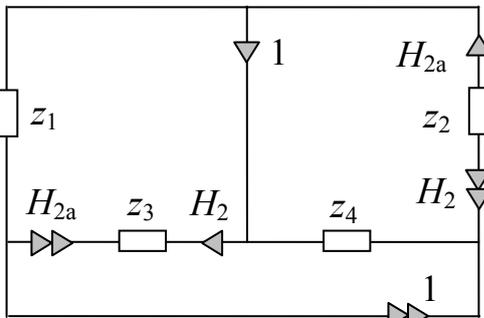
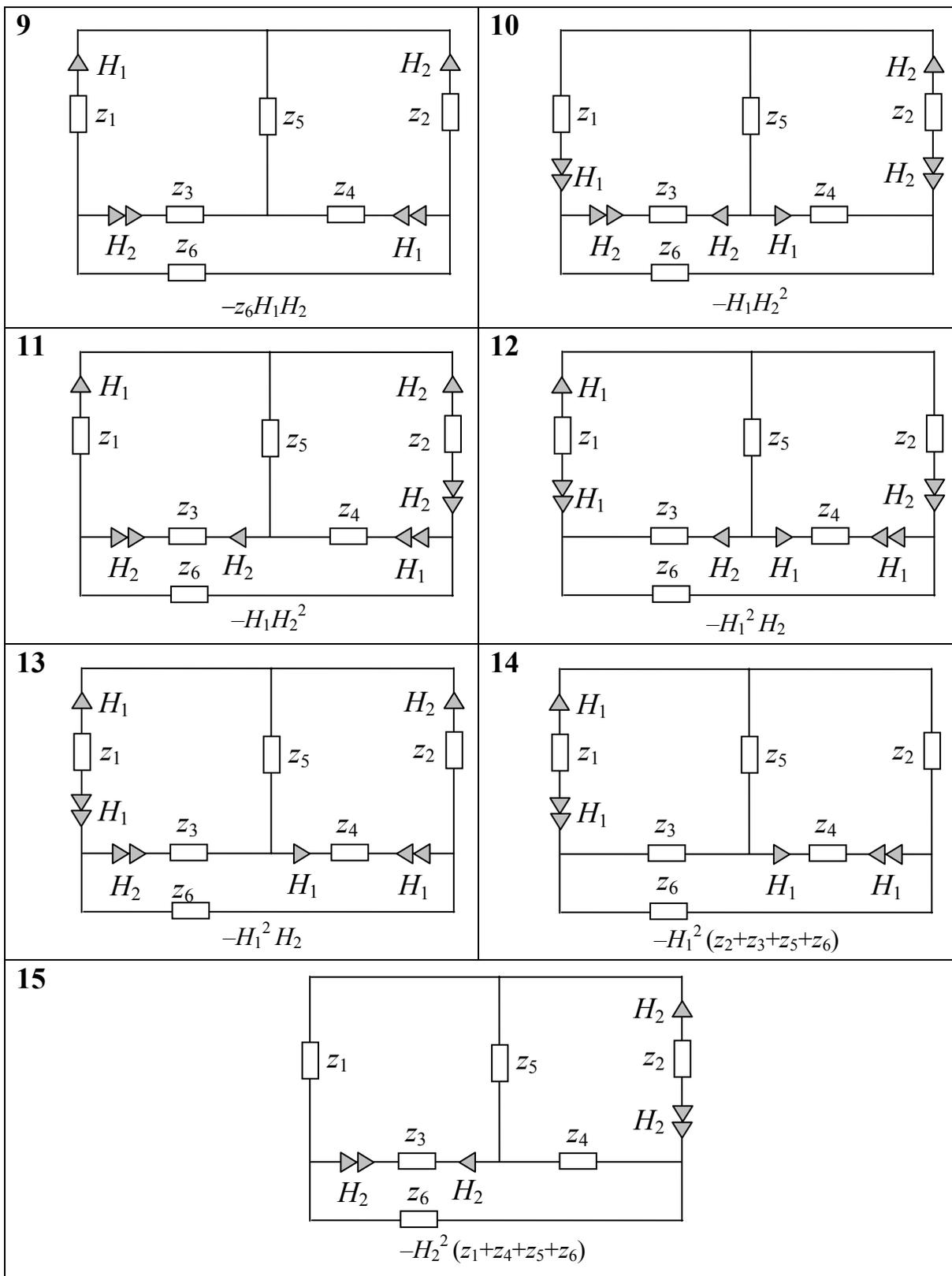
<p>1</p>  <p style="text-align: center;">$z_2z_3 - z_1z_4$</p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;">$-H_1z_2$</p>
<p>3</p>  <p style="text-align: center;">$-H_1z_3$</p>	<p>4</p>  <p style="text-align: center;">H_2z_4</p>
<p>5</p>  <p style="text-align: center;">H_2z_1</p>	<p>6</p>  <p style="text-align: center;">$H_1H_{1a} = H_1^2$</p>
<p>7</p>  <p style="text-align: center;">$-H_2H_{2a} = -H_2^2$</p>	

Таблица 2. Схемы, соответствующие слагаемым знаменателя ΔD , и их определители

<p>1</p> $z_1[(z_2+z_5)(z_3+z_6+z_4)+z_4(z_3+z_6)]+(z_2+z_6)[z_3(z_4+z_5)+z_4z_5]+z_2z_6(z_3+z_5)$	<p>2</p> $(z_2z_3-z_5z_6)H_1$
<p>3</p> $(z_2z_3-z_5z_6)H_1$	<p>4</p> $(z_1z_4-z_5z_6)H_2$
<p>5</p> $(z_1z_4-z_5z_6)H_2$	<p>6</p> $-z_5H_1H_2$
<p>7</p> $-z_5H_1H_2$	<p>8</p> $-z_6H_1H_2$

Окончание табл. 2



Решение, полученное любым методом, в том числе МСО, нуждается в проверке. Для этого достаточно проанализировать корректность сделанных выкладок или использовать компьютерную программу, реализующую соответствующий метод. Методы схемных определителей и символьной диагностики реализованы в программе SCAD [51]. Графическая оболочка SCAD со схемным редактором для отображения исследуемых схем разработана и реализована *Р.И.Березуевым*. Программа SCAD обеспечивают вывод выражений, близких к оптимальным выражениям по вычислительной сложности. Важно, что символьные выражения для искомых токов, напряжений, параметров получаются в виде дробно-рациональных функций, удобных для последующего аналитического исследования. Кроме непосредственного учета всех типов УИ, предусматривается задание двухполюсных элементов, как проводимостями, так и сопротивлениями, а также смешанное задание параметров. Это исключает сложные преобразования выражений и обеспечивает экономию интеллектуального труда. Последняя версия программы находится на сайте <http://www.berezuev.hotbox.ru/>. Ниже приводится решение рассмотренного выше примера с помощью программы SCAD:

$$I5 = \frac{(Z1*(Z4*(-E6)+H2*E6)+Z2*(Z3*E6-E6*H1)+Z3*(-H1*E6)+Z4*(E6*H2)+H1*H1*E6+E6*(-H2*H2))}{Z5*(Z6*(Z1+Z2+Z3+Z4-H1-H1-H2-H2)+Z1*(Z3+Z4)+Z2*(Z3+Z4)-H1*H2-H1*H1-H2*H1-H2*H2)+Z6*(Z1*(Z2+Z4)+Z2*Z3+Z3*Z4-H1*H2-H1*H1-H1*H2-H2*H2)+Z1*(Z4*(Z2+Z3+H2+H2)+Z2*Z3-H2*H2)+Z2*(Z3*(Z4+H1+H1)-H1*H1)+Z3*(-H1*H1)+Z4*(-H2*H2)-H1*H1*(H2+H2)+H1*(-H2*H2)+H1*(-H2*H2));}$$

Исследования в области символьного анализа электрических цепей, проведенные за последние десять-пятнадцать лет, привели к разработке эффективных методов и алгоритмов, развивающих идеи *Кирхгофа*, *Максвелла*, *Фойснера* и *Коутса*, обусловили практический интерес разработчиков электронных средств к соответствующим моделирующим программам. Это подтверждается изучением материалов международных симпозиумов по цепям и системам (ISCAS), Средне-западных симпозиумов по цепям и системам (MWSCAS), Европейской конференции по теории цепей и проектированию (ECCTD). Регулярно проводится международный семинар «Символьные методы и их приложения к схемотехническому проектированию» (SMACD). На последнем из них [37] высказывались предложения о проведении очередного заседания SMACD–2006 в России.

Бережное отношение к работам научных предшественников (примером чему может служить список публикаций по нулловой тематике из 355 названий [60], начало которому положила упомянутая работа *Теллегена*) – это залог успеха предстоящих исследований. В наших силах содействовать тому, чтобы река веков в своем течении не уносила прочь научные работы предшественников, а новые поколения исследователей не повторяли, а развивали результаты своих коллег.

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. Избранные труды.– М.: Наука, 1988.– 428 с.
2. Ерохов И.В. Библиография «Кирхгоф Г. Избранные труды.– М.: Наука, 1988» // *Электричество*.– 1990.– № 7.– С. 91–92.
3. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме: В 2 т.– Т. 1.– М.: Наука, 1989.– 416 с.
4. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // *Annalen der Physik*.– 1902.– Bd 9, N 13.– S. 1304–1329.
5. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // *Annalen der Physik*.– 1904.– Bd 15, N 12.– S. 385–394.
6. Филаретов В.В. Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // *Электричество*.– 1992.– № 9.– С. 64–67.
7. Филаретов В. В. Приоритеты в науке, или еще об одном слагаемом успеха // *Электричество*.– 1994.– № 12.– С. 63–64.
8. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения ветвей и дуг // *Электричество*.– 1992.– № 7.– С. 31–37.
9. Филаретов В.В. Оптимизация формул схемных функций электрических цепей // *Электричество*.– 1993.– № 9.– С. 64–68.
10. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // *Электричество*.– 1995.– № 4.– С. 36–43.
11. 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.
12. Barrows J.T. Extension of Fuessner's method to active networks // *IRE Transactions on circuit theory*.– 1966.– Vol. CT-13, N 6.– P. 198–200.
13. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // *Electronics letters*.– 1966.– Vol. 2, No. 11.– P. 427–428.
14. Braun J. Method of singular elements in the theory of active nonreciprocal networks: Ph.D. dissertation / *Rozprawy Československé Akademie VĚD*.–Praha, 1969.–60 p.
15. Parten M.E. Seacat R.H. Topological analysis of networks containing nullators and norators using residual networks // 23rd annual Southwestern IEEE conference and exhibition.– New York, USA, 1971.– P. 39–42.

16. Hoang S. Direct topological rules for analysis of networks without magnetic coupling // *Archiwum elektrotechniki.*– 1974.– T. 23, z. 2.– S. 387–405.
17. Hoang S. Direct and shortcut topological rules for analysis of networks with magnetic coupling // *Archiwum elektrotechniki.*– 1974.– T. 23, z. 2.– S. 407–425.
18. Hoang S. Regular cycle sets and transfer link chains in the direct topological method of network analysis // *Archiwum elektrotechniki.*– 1974.– T. 23, z. 4.– S. 1069–1082.
19. Hoang S. Direct topological method of analysis of networks containing operational amplifiers // *Archiwum elektrotechniki.*–1981.–T.30,z.118–4.–S. 911–922.
20. Hashemian R. Symbolic representation of network transfer functions using norator-nullator pairs // *Electronic circuits and systems.*– 1977.– Vol. 1, No. 6 (November).– P. 193–197.
21. Tellegen B.D.H. La recherche pour una sèrie complète d'èlèments de circuit ideaux non-linèaires // *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.
22. Carlin H.J., Youla D.C. Network synthesis with negative resistors // *Proceedings of the IRE.*– 1961 (May).– P. 907–920.
23. Carlin H.J. Singular network elements // *IEEE Transactions on circuit theory.*– 1964 (March).– P. 67–72.
24. Milic M.M. General passive networks – solvability, degeneracies, and order of complexity // *IEEE Transactions on circuits and systems.*– 1974.– Vol. CAS-21.– No. 2 (March).– P. 177–183.
25. Ozawa T. Topological conditions for the solvability of linear active networks // *Circuit Theory and Applications.*– 1976.– Vol. 4.– P. 125–136.
26. Hoang S. About the stability of frequency-independent networks // *IEEE Transactions on circuits and systems.*– 1985.– Vol. CAS-32, N 9.– P. 970–973.
27. Percival W.S. Improved matrix and determinant methods for solving networks // *Digests of institution monographs.*– Monograph No. 96 (Radio section).– P. 278–279.
28. Percival W.S. The graphs of active networks // *Digests of institution monographs.*– Monograph No. 129 (Radio section).– P. 727–729.
29. Coates C.L. General topological formulas for linear network functions // *IRE Transactions on circuit theory.*– 1958.– Vol. CT-5, N 3.– P. 42–54.
30. Wozniacki H. Analiza ukladow elektrycznych za pomoca ukladow przelaczajacych // *Biuletyn wojskowej akademii technicznej im. J.Dabrowskiego.*– 1967.– N 11.– S. 19–35.
31. Беллерт С., Возняcki Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел.– М.: Мир, 1972.– 311 с.

32. Галямичев Ю.П. Расчет активных схем при помощи деревьев схем // Электросвязь.– 1960.– № 8.– С. 48–57.

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

34. 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.

35. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество.– 2001.– № 4.– С. 43–51.

36. Миланцей Т., Славский Г.Н., Филаретов В.В. Пять формул метода схемных определителей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 102–113.

37. 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.

38. 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.

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

40. Курганов С.А., Филаретов В.В. Метод управляющего генератора для анализа линейных цепей с несколькими источниками воздействия // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 69–75.

41. Курганов С.А., Филаретов В.В. Неявный принцип наложения воздействий в линейных электрических цепях // Электричество.– 2005.– № 1.– С. 32–43.

42. Курганов С.А. Символьный подход к решению задачи диагностики электрических цепей // Электричество.– 2002.– № 8.– С. 49–52.

43. Курганов С.А., Филаретов В.В. Топологические необходимые и достаточные условия решения базисной задачи диагностики // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 75–80.

44. Курганов С.А., Филаретов В.В. Метод косвенной компенсации на основе управляемых источников для символьной диагностики линейных

цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 80–91.

45. Филаретов В.В. О взаимосвязи схемного и матричного определителей // Системы искусственного интеллекта: Алгоритмы обработки и модели: Тр. международ. конф. КЛИН–2002.– УлГТУ.– 2002.– Т. 4.– С. 85–92.

46. 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.

47. 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. международ. конф. КЛИН–2004.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 64–69.

48. Курганов С.А. Схемно-алгебраические формулы для определения цепных параметров проходных четырехполюсников в символьной форме // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 52–55.

49. Курганов С.А., Филаретов В.В. Использование схемных функций при вариации параметров управляемых источников в линейных электронных цепях // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 58–63.

50. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ сложных электрических цепей и сетей с помощью программы CIRS YMD // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 27–30.

51. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. Символьный анализ и диагностика электронных цепей // Государственный координационный центр информационных технологий.– 2004.– №ОФАП 3981; № ГР 50200401291.

52. Dmytryshyn R., Kubaszek A. Multimethodical approach and sequence of expressions generation for acceleration of repetitive analysis of analog circuits // Analog integrated circuits and signal processing.– Vol. 31.– Kluwer Academic Publishers, 2002.– P. 147–159.

53. 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.

54. Курганов С.А., Филаретов В.В. О применении операционных усилителей для компенсации импедансов независимыми источниками // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003.–Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 55–58.

55. 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.

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

57. Дмитришин Р.В. Матричные и схемные определители // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 38–47.

58. Курганов С. А., Филаретов В. В. Анализ установившихся режимов линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– 148 с.

59. Курганов С. А., Филаретов В. В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2004.– 248 с.

60. 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.

Milancej Tadeusz – Ph.Dr., consulter.

Polska, 80–419 Gdansk, ul. Dubois 39. Tel. 341–03–41.

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н.,

профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ,

секретарь по идеологии Ульяновского областного отделения КПРФ.

432027, Ульяновск, ул. Северный венец, д. 32, УлГТУ. Тел.: (8422) 43–91–05.

Домашний адрес: 432035, г. Ульяновск, ул. Локомотивная, д. 203, кв. 5.

Тел.: (8422) 38–17–34. E-mail: vfil@mail.ru.

Web: <http://astrometric.sai.msu.ru/~symbol>,

<http://www.lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>,

<http://www.lev-ul.narod.ru/kprf/vfilaretov.htm>.

ВЫРАЖЕНИЕ K -ДЕРЕВЬЕВ ЧЕРЕЗ СХЕМНЫЕ ОПРЕДЕЛИТЕЛИ И ПОСТРОЕНИЕ БЕЗЫЗЫТОЧНЫХ ФОРМУЛ БИСЕКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Е. А. Павлова, В. Ф. Серов, В. В. Филаретов

Аппарат K -деревьев традиционно используется в символьной диакоптите – анализе электрических цепей по частям в символьном виде [1–9]. Напомним определения основных понятий, используемых в символьно-топологическом анализе электрических цепей.

Основные понятия и алгебра K -деревьев

K -разделимая схема – это схема, которая утрачивает связность или преобразуется в изолированный узел при удалении из нее по меньшей мере K узлов с инцидентными ветвями. Число K называется числом делимости графа. Узлы, которые разделяют схему на несвязные части, называются узлами расчленения исходной схемы или внешними узлами (полюсами) подсхем, получаемых в результате ее расчленения по этим узлам. При этом оставшиеся узлы подсхем называются их внутренними узлами. В случае 2-разделимой схемы имеем два полюса, поэтому образующиеся подсхемы, сочленение которых приводит к исходной схеме, называются двухполюсными схемами или просто двухполюсниками. Расчленение схемы на две части называется ее бисекцией.

Деревом называется связная схема с q узлами, содержащая $q-1$ ветвь. Деревья могут быть путевыми (в виде последовательного соединения ветвей), звездными или D -деревьями [5] (один из узлов – центр такого дерева – соединен ветвями с всеми остальными узлами) или иметь произвольную структуру. Дерево схемы – это ее подсхема, включающая все узлы исходной схемы и являющаяся деревом. Путь в схеме – это подсхема, представляющая собой путевое дерево.

K -лесом называется схема, образованная K компонентами связности, каждая из которых является деревом. Примером K -леса может служить пустая схема с K узлами. K -дерево – это подсхема, включающая в себя все узлы исходной схемы и являющаяся K -лесом. K -дерево содержит $q-K$ ветвей, где q – число узлов исходной схемы.

Множество K -деревьев задается кодом, содержащим характерные номера узлов. В частности, код может содержать номера всех узлов исследуемой схемы. Код K -дерева указывается в скобках, что обозначает некоторое множество K -деревьев.

Внутри кода K -дерева имеются разделители (точка или запятая), которые подразделяют множество характерных вершин на подмножества, относящиеся к отдельным компонентам связности K -дерева. Например, код (ij, m, l) обозначает, что множество 3-деревьев ($K = 3$) рассматривается

относительно четырех узлов схемы i, j, m, l . При этом узлы i и j относятся к одной компоненте 3-дерева, а узлы m и l не могут быть достижимыми друг из друга, а также из узлов i и j .

Код множества K -деревьев может быть детализирован путем добавления еще одной вершины согласно основному тождеству алгебры K -деревьев [2]

$$(i,j) = (il,j) + (i,jl) . \quad (1)$$

Это очевидно, поскольку узел l , принадлежащий схеме и не указанный в первоначальном коде, может относиться как к одной, так и другой компоненте 2-дерева. Если порядок следования узлов в части кода, соответствующей некоторой компоненте K -дерева несущественен, то данные ниже обозначения эквивалентны

$$(il,j) = (li,j), \quad (i,jl) = (i,lj). \quad (2)$$

Если схема, отображаемая K -деревьями, не удовлетворяет свойству взаимности, то узел, следующий первым в части кода K -дерева, которая соответствует некоторой компоненте, считается корнем или базисным узлом этой компоненты. При этом K -дерево становится ориентированным K -деревом или K -ордеревом.

Применяя тождество (1) к каждому слагаемому правой части повторно, можно довести количество узлов в коде до числа узлов схемы и, тем самым, решить задачу перечисления всех 2-деревьев схемы, множество которых задает первоначальный код. В качестве примера найдем множество 2-деревьев типа $(1,0)$ в полной схеме с четырьмя узлами, представленной на рис. 1.

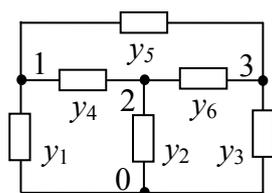


Рис. 1. Полная схема с четырьмя узлами

Используя формулу (1) при добавлении узлов 2 и 3, получаем

$$(1,0) = (12,0) + (1,20) = (123,0) + (12,30) + (13,02) + (1,203) . \quad (3)$$

Данным подмножествам искомого множества соответствуют деревья, которые можно получить непосредственно из рассмотрения схемы. Отсюда

$$(123,0) = 45 + 46 + 56 , \quad (12,30) = 34 , \quad (13,02) = 25 , \quad (1,023) = 23 + 26 + 36 .$$

В частности, множество 2-деревьев вида $(12,0)$, соответствующее числителю передаточной функции между узлами 1 и 2 (узел 0 – общий) можно найти по формуле

$$(12,0) = (123,0) + (12,30) = 45 + 46 + 56 + 34 . \quad (4)$$

Рассмотренный способ перечисления 2-деревьев естественно обобщается на общий случай произвольного K . Например, в случае $K = 3$ необходимо использовать тождество

$$(i,j,l) = (im,j,l) + (i,jm,l) + (i,j,lm) , \quad (5)$$

которое указывает на то, что добавляемая вершина m может находиться в каждой из трех компонент 3-дерева. Несмотря на свою универсальность, способ перечисления K -деревьев на основе рекурсивного применения тождеств вида (1), (5) и их обобщений удобен при исследовании достаточно простых схем и становится весьма громоздким даже при незначительном увеличении числа узлов. Вместе с тем практически имеет смысл находить не все, а только некоторые из всего многообразия типов множеств K -деревьев.

Основные типы множеств K -деревьев или K -ордеревьев, которые мы будем использовать, содержатся в следующем топологическом тождестве [9]

$$\begin{aligned} (i,0) (ij,m,0) (im,j,0) + (ij,0) (ik,0) (i,j,m,0) = \\ = (ij,m,0) (i,j,0) (im,0) + (im,j,0) (i,m,0) (ij,0). \end{aligned} \quad (6)$$

Тождество (6) отображает взаимосвязь 2-, 3-, 4-деревьев произвольной схемы и позволяет находить одни типы K -деревьев через другие.

Множества K -деревьев, учитываемые в тождестве (6) можно подразделить на множества объединительные – $(i,0)$, $(i,j,m,0)$, $(i,j,0)$, $(i,m,0)$; путевые – $(im,0)$, $(ij,0)$ и комбинированные – $(ij,m,0)$, $(im,j,0)$. Для нахождения объединительных множеств K -деревьев используется следующее правило.

Правило 1. Множество K -деревьев графа вида $(1, 2, \dots, q)$ получается как множество деревьев схемы, образованной из исходной схемы в результате объединения узлов $1, 2, \dots, q$.

Для нахождения множеств путевых 2-деревьев используется другое правило.

Правило 2. Множество 2-деревьев вида (ij,l) , содержащих путь между узлами i и j , получается как множество деревьев схемы, образованной в результате подсоединения неудаляемого управляемого

источника (НУИ), причем генератор НУИ направлен от узла l к узлу i , а приемник НУИ – от узла l к узлу j [11].

Нахождение множества комбинированных K -деревьев $(ij, 1, 2, \dots, m)$ требует объединения всех узлов исходной схемы, которые указываются в коде как отдельные узлы. Далее к производной схеме с объединенным узлом $1+2+\dots+m$ применяется правило 2, что обеспечивает получение искомого множества комбинированных K -деревьев.

Решим рассмотренную ранее задачу с использованием правила 1. Множество 2-деревьев $(1,0)$ схемы на рис. 1 соответствует множеству деревьев схемы, изображенной на рис. 2. При объединении узлов 1 и 0 ветвь y_1 обращается в петлю и отбрасывается.

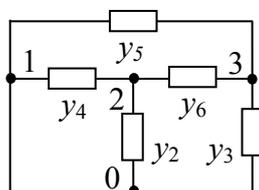


Рис. 2. Схема для нахождения 2-деревьев вида $(1,0)$ схемы на рис. 1

Искомые деревья являются слагаемыми определителя данной схемы. Отсюда получаем

$$(1,0) = 2(3+5+6) + 3(4+6) + 4(5+6) + 56. \quad (7)$$

Для нахождения множества K -деревьев вида $(12,0)$ в соответствии с правилом 2 используется схема, представленная на рис. 3.

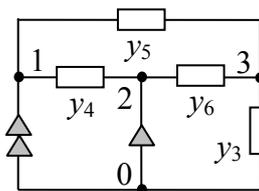


Рис. 3. Схема для нахождения 2-деревьев вида $(12,0)$ схемы на рис. 1

Проводимости y_1 и y_2 отбрасываются, как соединенные параллельно с ГНУИ и ПНУИ. Запишем определитель полученной схемы

$$\Delta = y_4(y_3 + y_5 + y_6) + y_5 y_6. \quad (8)$$

подсхем, которые не подлежат дальнейшему делению раскрываются методом выделения параметров [11–15]. Схемный определитель в отличие от матричного определителя принципиально не содержит взаимно уничтожающихся слагаемых – дубликаций, которые порождаются расположением параметра элемента схемы в четырех позициях матрицы с разными знаками, а также нахождением в матрице значений 1 и -1 , инвариантен к способу задания параметров схемы. Для формирования схемного определителя достаточно списка элементов схемы, в качестве которых могут быть использованы любые линейные элементы, в том числе идеальные операционные усилители, управляемые источники всех четырех типов. В то же время способ задания элементов влияет на выбор матрицы схемы, соответствующих правил ее построения и формул разложения определителя.

Операция объединения внешних узлов подсхемы эквивалентна операции удаления соответствующей строки и столбца в матрице уравнений этой подсхемы. Однако с помощью объединения внешних узлов можно находить только симметричные миноры подсхемы. В общем случае вместо объединения узлов можно использовать подсоединение нуллора к соответствующим узлам подсхемы [16]. Однако в этом случае приходится использовать трудоемкое правило знаков, учитывающее порядковую нумерацию узлов схемы. Использование ориентированного нумерованного нуллора [17] или НУИ. При нахождении несимметричного минора генератор НУИ (ГНУИ) и приемник НУИ (ПНУИ) не будут соединены параллельно. Таким образом, операция удаления строки i и столбца j в матрице эквивалентна операции подсоединения к схеме НУИ, у которого генератор направлен от базисного узла к узлу i , а приемник – от базисного узла к узлу j . Подсоединение этого НУИ можно записать кратко $(0i,0j)$. Первыми в скобках указываются узлы подключения генератора [18].

В матричной алгебре используются понятия «минор» и «алгебраическое дополнение», которое может отличаться от минора только знаком. *Для строгого обоснования разрабатываемого в настоящее время аппарата схемной алгебры необходимо установить, чему соответствует так называемый схемный минор [18], матричному минору или матричному алгебраическому дополнению?*

Схемные миноры как схемное отображение алгебраических дополнений матрицы

Пусть Y – квадратная матрица порядка n . Определитель этой матрицы можно разложить путем рекурсивного применения формулы Лапласа [19]

$$\Delta = (-1)^{i+j} y_{ij} \Delta_{ij} + \Delta_{ij}(y_{ij}=0),$$

где Δ_{ij} – минор элемента y_{ij} и $\Delta_{ij}(y_{ij}=0)$ – определитель производной матрицы, полученной из исходной матрицы при условии $y_{ij}=0$. Как видно, порядки исходной и производной матриц одинаковы. Подобно этому, удаление генератора и приемника источника тока, управляемого напряжением (ИТУН) не приводит к объединению узлов схемы. Следовательно, можно говорить об аналогии между выделением элемента матрицы и выделением параметра ИТУН в соответствующей схеме.

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. Приведенные ниже схемно-алгебраические преобразования иллюстрируют нахождение определителя матрицы второго порядка с помощью ее схемного отображения

$$\begin{aligned}
 \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} &= \left| \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} y_{11} & & \\ & y_{12}U_2 & \\ & & y_{22} \end{array} \\ \begin{array}{ccc} & & y_{21}U_1 \\ & & \end{array} \\ \begin{array}{ccc} \text{1} & \text{0} & \text{2} \\ \leftarrow U_1 & & \leftarrow U_2 \end{array} \end{array} \right| = y_{11} \left| \begin{array}{c} y_{22} \\ \text{0} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} y_{12}U_2 \\ y_{21}U_1 \\ \text{0} \end{array} \right| = \\
 = y_{11}y_{22} + \left| \begin{array}{c} y_{12} \\ y_{21} \\ y_{21} \\ y_{12} \end{array} \right| = y_{11}y_{22} - \left| \begin{array}{c} y_{12} \\ y_{21} \\ y_{12} \\ y_{21} \end{array} \right| = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}. \quad (13)
 \end{aligned}$$

Свойства схемы с ИТУН, отображающей матрицу, таковы, что подсоединение ГНУИ (ПНУИ) между узлом с номером 0 и узлом i изоморфно удалению в этой матрице i -й строки (i -го столбца).

Подсоединение 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 и 4. На рис. 3 подсоединение ГНУИ приводит к нейтрализации проводимости y_{11} и ИТУН $y_{12}U_2$, а ПНУИ – к нейтрализации проводимости y_{22} . Далее выделяется НУИ формуле [12,13]

$$\Delta = \pm \Delta_n , \quad (14)$$

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 (14) приводит к схеме с единственным ИТУН $y_{21}U_2$, эквивалентной проводимости y_{21} . Определитель этой схемы в соответствии с рассмотренным правилом имеет отрицательный знак.

Случаи нахождения симметричного и несимметричного алгебраического дополнения матрицы второго порядка показаны на рис. 4 и 5. В первом случае ГНУИ и ПНУИ параллельны, а в качестве опорного узла используется их общий узел и определитель соответствующей схемы берется с положительным знаком.

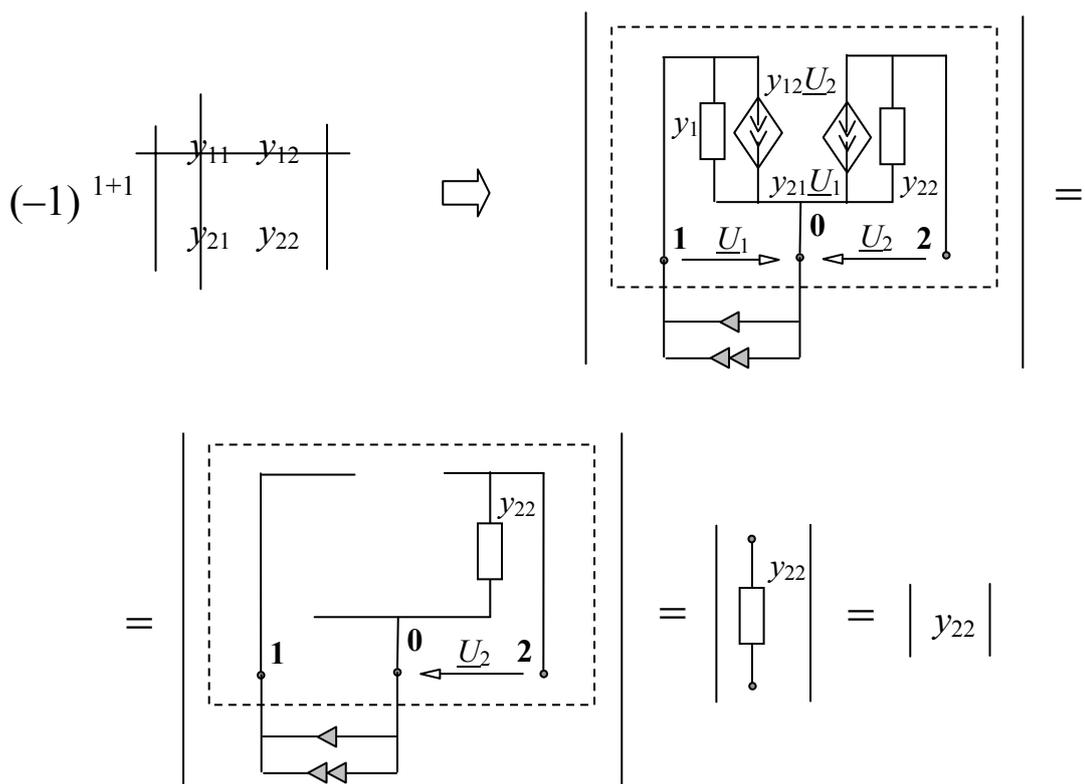


Рис. 4. Получение алгебраического дополнения Δ_{11} для матрицы второго порядка

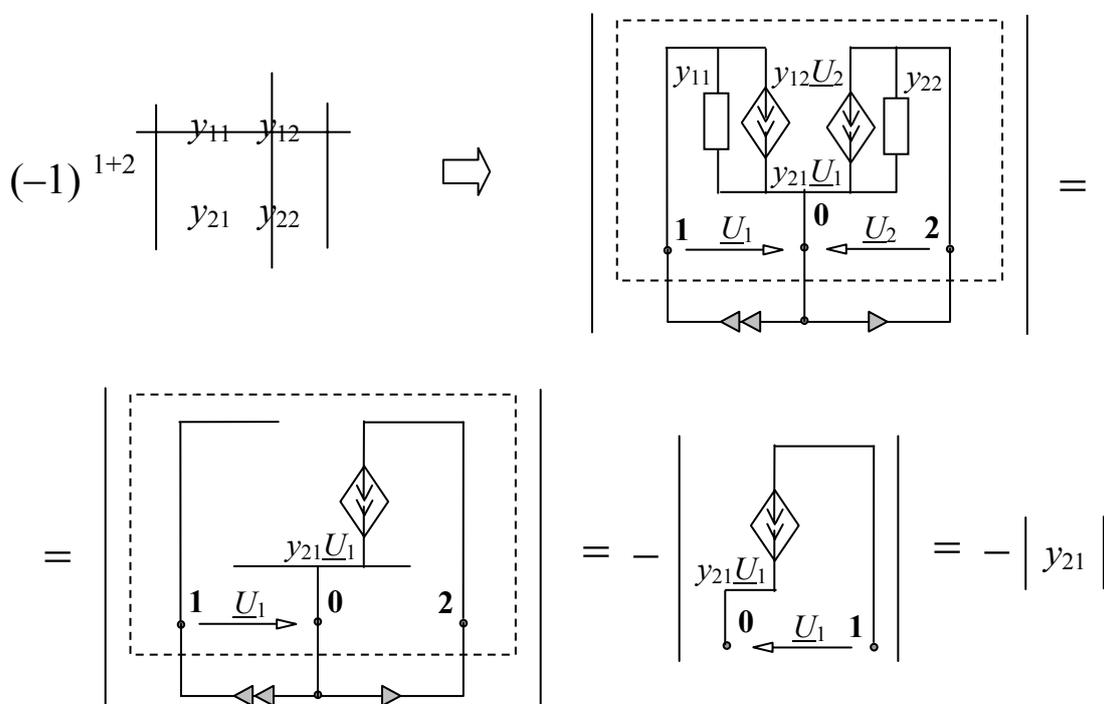


Рис. 5. Получение алгебраического дополнения Δ_{12} для матрицы второго порядка

Нахождение однократных алгебраических дополнений матриц более высокого порядка выполняется аналогично. На рис. 6 и 7 рассмотрено получение положительного и отрицательного алгебраических дополнений матрицы третьего порядка. N -кратные алгебраические дополнения получают подсоединением к схеме, отображающей матрицу, N нулевых узлов. Генератор и приемник, соответствующие каждому нулевому узлу имеют одинаковые номера (узел с номером 0 обязательно является общим узлом подсоединяемых ГНУИ и ПНУИ, но не должен использоваться в качестве опорного узла при выделении-стягивании нулевых узлов).

Таким образом, подсоединение к схеме ориентированных нумерованных нулевых узлов – нулевых узлов позволяет находить алгебраические дополнения, что является простым решением давней проблемы [3,4] нахождения знаков для определителей (миноров) матриц и графов. Для краткости будем называть указанные алгебраические дополнения «адьюнктами схемы» («адьюнкта» – устаревшее название алгебраического дополнения матрицы).

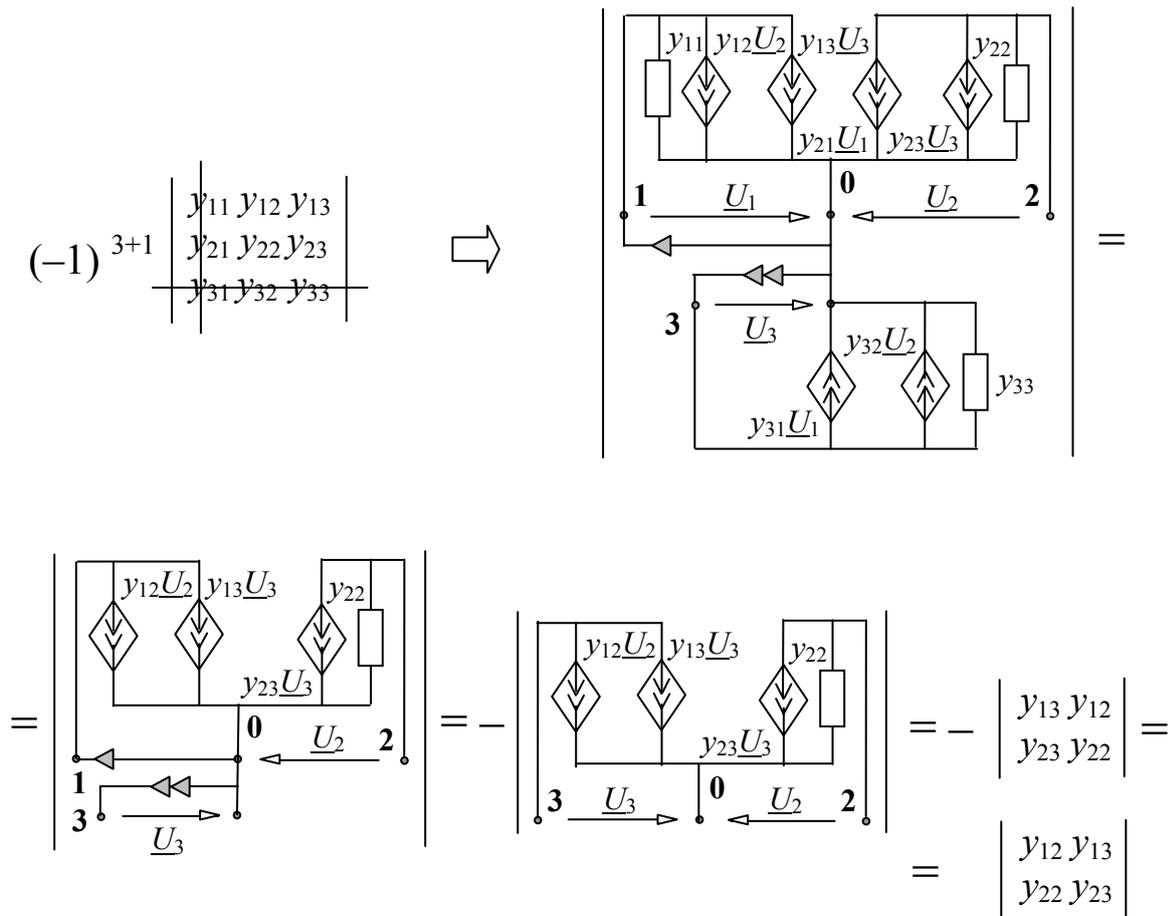


Рис. 6. Получение алгебраического дополнения Δ_{31} для матрицы третьего порядка

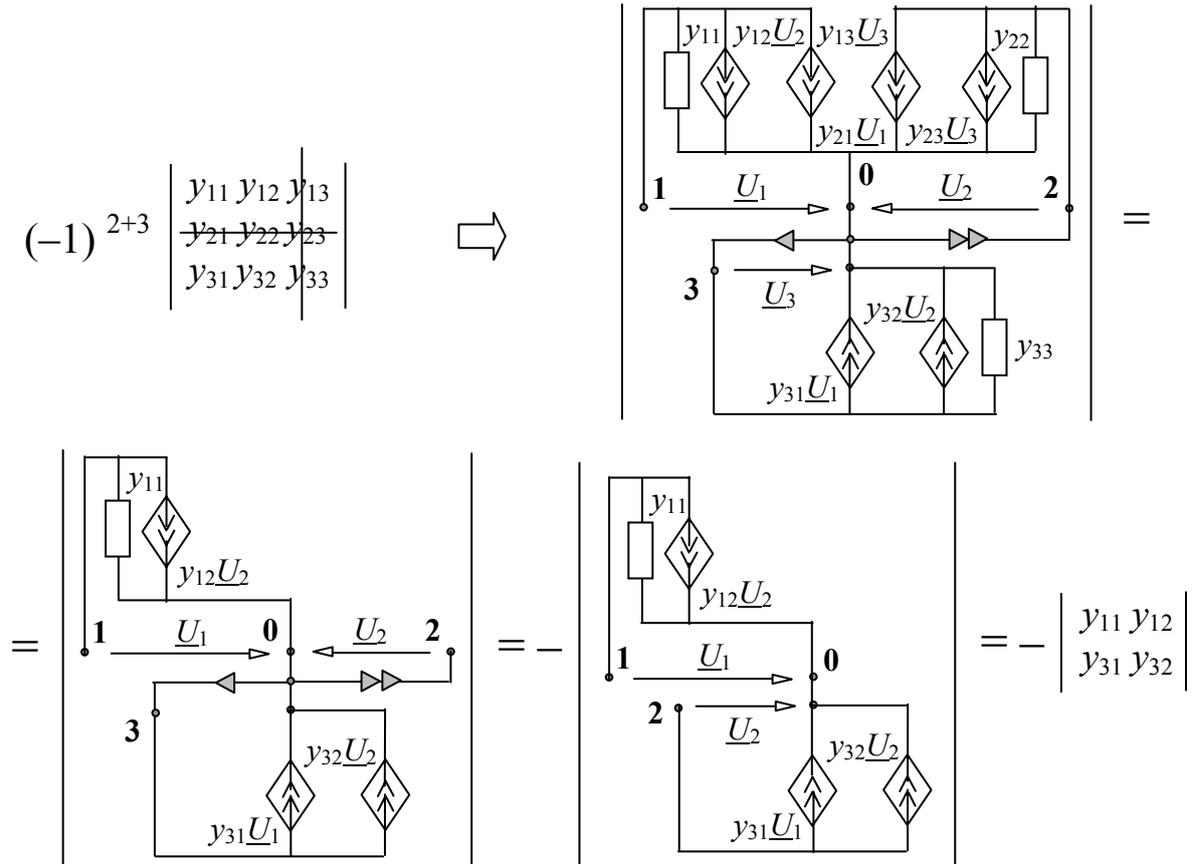


Рис. 7. Получение алгебраического дополнения Δ_{23} для матрицы третьего порядка

Адьюнкты подсхемы удобно отображать двоичными векторами (ДВ) размерности $2n$, где n – число внешних узлов подсхемы, не считая базисного узла. В качестве базисного узла выбирается произвольный узел из внешних узлов подсхемы. Единицы в первой (второй) половине элементов ДВ соответствуют конечным узлам подключения генераторов (приемников) НУИ. Если к внешнему узлу подсхемы не подсоединяются НУИ, то в соответствующие позиции ДВ заносятся нули. Положение или позиции элементов в каждой из половин ДВ задается упорядоченным множеством – кортежем внешних узлов подсхемы, исключая базисный узел. Обозначениями позиций ДВ служат обозначения узлов схемы. Базисный узел схемы, который не отображается в ДВ, является начальным узлом всех без исключения генераторов и приемников НУИ.

Для обозначения адьюнкта схемы или подсхемы может применяться символика, принятая для обозначения алгебраических дополнений матрицы. Нетрудно перейти от обозначений адьюнкта подсхемы с десятичными индексами к ДВ и обратно. Важно, что множество ДВ является унифицированным отображением адьюнкта подсхем с одним и тем же числом внешних узлов. С учетом изложенного выше адьюнкта

подсхемы, заданная некоторым ДВ, равна определителю схемы, которая получена из этой подсхемы в результате подсоединения НУИ согласно ее ДВ.

Генераторы и приемники НУИ должны быть пронумерованы в соответствии с их очередностью в ДВ, а именно, i -я по порядку единица в первой (второй) половине ДВ соответствует генератору i (приемнику i) i -го НУИ. Все шесть адьюнкт подсхемы с тремя внешними узлами изображены на рис. 8.

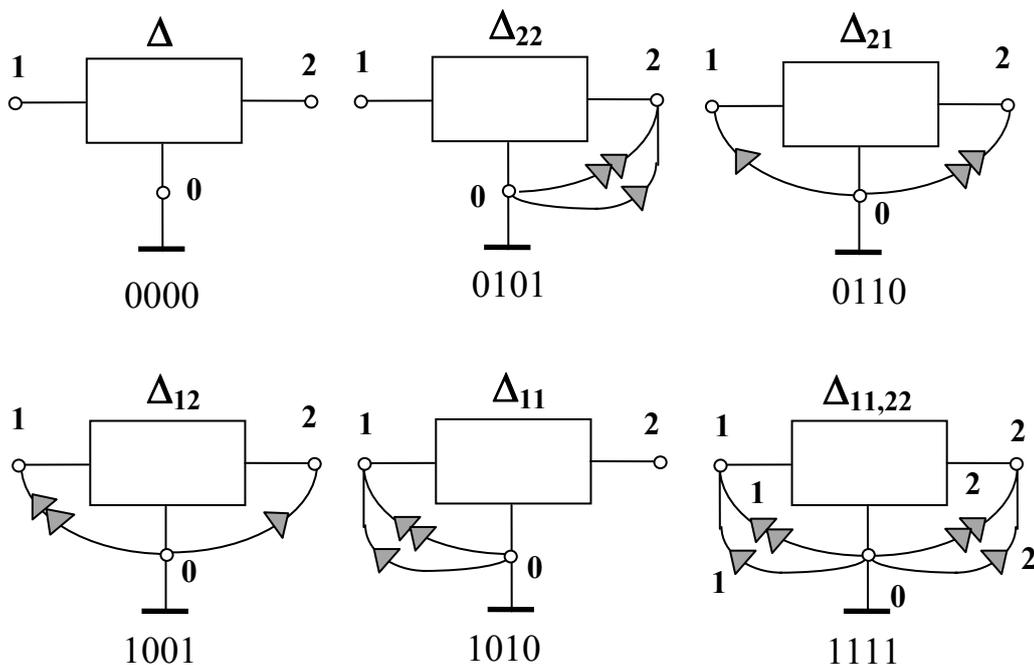


Рис. 8. Адьюнкты трехузловой подсхемы

Подобно определителям, адьюнкты схемы и алгебраические дополнения матрицы эквивалентны. Однако выражения определителя и алгебраических дополнений матрицы схемы, представленные в развернутом виде, избыточны. Подсоединение НУИ позволяет представить внешние характеристики подсхем в виде производных схем, избежав применения в анализе схем по частям объектов, имеющих математическую природу, и порождаемых вычислительных трудностей.

Избыточная формула бисекции схемы по трем узлам

Пусть схема образована в результате объединения двух подсхем с тремя внешними узлами, как показано на рис. 9. Двоичное отображение формулы, обобщающей формулы (9) и (10), предусматривающей деление схемы на две части по узлам 1, 2 и 0, имеет вид

$$\Delta = \Delta_1(0000)\Delta_2(1111) + \Delta_1(0101)\Delta_2(1010) - \Delta_1(0110)\Delta_2(1001) - \\ - \Delta_1(1001)\Delta_2(0110) + \Delta_1(1010)\Delta_2(0101) + \Delta_1(1111)\Delta_2(0000). \quad (15)$$

Таким образом, слагаемые этой формулы представлены шестью парами ДВ. Векторы каждой пары взаимно дополняют друг друга (как минор и соответствующий минор [19]), отображая сомножители формулы. Кортеж общих (или внешних) узлов подсхем, являющийся обозначением позиций ДВ, имеет вид: (1, 2, 1, 2) или кратко 1212. Узел 0 является базисным узлом для обеих подсхем.

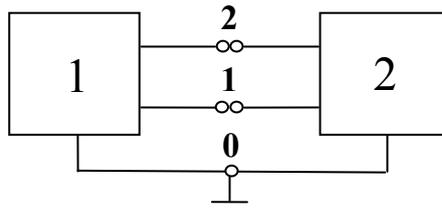


Рис. 9. Деление схемы на подсхемы по трем узлам

Схемно-алгебраическое выражение для формулы (15) имеет вид

$$\left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| + \\ + \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| - \\ - \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right| - \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{1} \\ \hline \end{array} \right| * \left| \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{2} \\ \hline \end{array} \right|.$$

В силу одинаковой четности номеров строк и столбцов взаимно дополнительных миноров, информацию о знаке слагаемого можно получить из расположения единиц в одном из векторов пары. Принимается во внимание порядковый номер единицы в той или иной половине ДВ. Положительный (отрицательный) знак выбирается в случае четной (нечетной) суммы порядковых номеров позиций, содержащих единицы.

Безыбыточная формула бисекции схемы по трем узлам

Недостатком формулы (15) является наличие в ней операций вычитания, что приводит к большому числу взаимно уничтожающихся слагаемых и увеличивает погрешность вычислений. Убедимся в наличии взаимно уничтожающихся слагаемых в формуле (15) и получим формулу, в которой отсутствуют избыточные слагаемые. Для этого выразим формулу (15) через K -деревья

$$\Delta = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + \Delta_1(0,2)\Delta_2(0,1) - \Delta_1(21,0)\Delta_2(12,0) - \\ - \Delta_1(12,0)\Delta_2(21,0) + \Delta_1(0,1)\Delta_2(0,2) + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012). \quad (16)$$

Раскроем K -деревья вида (0,1) и (0,2) в соответствии с тождеством (1)

$$\Delta = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + [\Delta_1(01,2) + \Delta_1(0,21)][\Delta_2(02,1) + \Delta_2(0,12)] - \\ - \Delta_1(21,0)\Delta_2(12,0) - \Delta_1(12,0)\Delta_2(21,0) + \\ + [\Delta_1(02,1) + \Delta_1(0,12)][\Delta_2(01,2) + \Delta_2(0,21)] + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012) = \\ = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + \Delta_1(01,2)\Delta_2(0,1) + \Delta_1(0,21)\Delta_2(02,1) + \\ + \Delta_1(02,1)\Delta_2(0,2) + \Delta_1(0,12)\Delta_2(01,2) + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012). \quad (17)$$

Формула (17) лишена избыточных слагаемых, но в отличие от формулы (16) не является симметричной, поскольку используемые наборы адъюнкт подсхем различные. Из формулы (17) получается симметричная формула в результате следующих преобразований

$$\Delta = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + \Delta_1(01,2)\Delta_2(0,1) + \Delta_1(0,21)\Delta_2(02,1) + \\ + \Delta_1(02,1)[\Delta_2(01,2) + \Delta_2(0,21)] + \Delta_1(0,12)\Delta_2(01,2) + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012) = \\ = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + \Delta_1(01,2)\Delta_2(0,1) + \Delta_1(0,21)\Delta_2(02,1) + \\ + \Delta_1(02,1)\Delta_2(0,21) + [\Delta_1(02,1) + \Delta_1(0,12)]\Delta_2(01,2) + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012) = \\ = \Delta_1(012)\Delta_2(0,1,2) + \Delta_1(01,2)\Delta_2(0,1) + \Delta_1(0,21)\Delta_2(02,1) + \\ + \Delta_1(02,1)\Delta_2(0,21) + \Delta_1(0,1)\Delta_2(01,2) + \Delta_1(0,1,2)\Delta_2(012). \quad (18)$$

В формуле (18) каждая подсхема использует один и тот же набор миноров: (012), (0,1,2), (01,2), (0,1), (0,21), (02,1).

Общий случай бисекции схемы

Формирование множества ДВ подсхемы не встречает затруднений. Самое простое решение состоит в том, чтобы перебирать $2n$ -разрядные двоичные числа (от $2n$ нулей до $2n$ единиц) и выбирать те из них, которые содержат одинаковое количество единиц в первой и второй половинах

разрядов. Это свойство, вытекающее из определения ДВ, позволяет получить число ДВ подсхемы в виде

$$\nu = \sum_{l=0}^n \{nl\}^2, \quad (19)$$

где $\{n l\}$ – число сочетаний из n элементов по l .

Имея множество ДВ для одной из подсхем, можно легко получить ДВ второй подсхемы, применив операцию дополнения двоичного числа. Это значит, что единицы в позициях ДВ заменяются нулями и наоборот. Следовательно, общая формула определителя при делении схемы на две подсхемы по узлам $n, n-1, \dots, 0$ может быть представлена в виде

$$\Delta = \sum_{l=0}^{\nu} (-1)^{\sigma_l} \Delta 1(b_l) \Delta 2(\bar{b}_l), \quad (20)$$

где σ_l – показатель знака l -го слагаемого, определяемый по ДВ b_l ; $\Delta 1(b_l)$ – адъюнкта первой подсхемы, соответствующая вектору b_l ; $\Delta 2(\bar{b}_l)$ – адъюнкта второй подсхемы, соответствующая дополнению двоичного вектора \bar{b}_l . Узел с номером 0 является базисным узлом подсхем и не учитывается в обозначениях позиций ДВ. Полное доказательство формулы (20) выполняется на основе теоремы об определителе суммы матриц [19] и приведено в [18].

Избыточная формула бисекции схемы по четырем узлам

Применим выражение (20) для получения формулы бисекции по четырем узлам ($n=3$). Схема, представленная в виде двух подсхем, изображена на рис. 10.

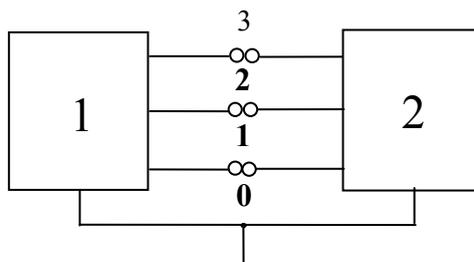


Рис. 10. Деление схемы по четырем узлам

Размерность ДВ подсхем в этом случае будет равна $2n=6$. Перебирая двоичные числа от 000000 до 111111, пропускаем те из них, у которых количество единиц в первых трех позициях (первой триаде) отличается от числа единиц в четвертой, пятой и шестой позициях вместе взятых (второй триаде). Отсюда получается двадцать ДВ подсхемы с четырьмя внешними узлами ($\nu=20$): 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. Обозначения позиций этих ДВ имеют вид: 123123 (для сравнения см. рис. 8).

Перечисленные ДВ можно рассматривать как двоичные отображения первых сомножителей в выражении (20), относящиеся к первой подсхеме. Следовательно, дополнения этих ДВ будут являться ДВ адьюнкт второй подсхемы, соответствующих вторым сомножителям в выражении (20). Совместные пары ДВ, образующие формулу четырехузловой бисекции, перечислены ниже: 1) 1&20; 2) 2&19; 3) 3&18; 4) 4&17; 5) 5&16; 6) 6&15; 7) 7&14; 8) 8&13; 9) 9&12; 10) 10&11; 11) 11&10; 12) 12&9; 13) 13&8; 14) 14&7; 15) 15&6; 16) 16&5; 17) 17&4; 18) 18&3; 19) 19&2; 20) 20&1.

Для перехода от ДВ к адьюнктам подсхем генераторы и приемники НУИ нумеруются согласно следованию единиц в ДВ. Например, из ДВ 011110 получаем 012120, что означает подсоединение к соответствующей подсхеме двух НУИ: НУИ–1 (02,01) и НУИ–2 (03,02) (для сравнения см. рис. 8). Напомним, что генератор и приемник, образующие некоторый НУИ, имеют одинаковые номера.

Знак пары совместных ДВ определяется на основе так называемых нумерованных ДВ, которые получаются путем сквозной нумерации генераторов и приемников НУИ сначала во второй, а затем в первой подсхемах. Например, для нахождения знака слагаемого (3,18) от ДВ 001010 и 110101 переходим к нумерованным ДВ 003030 и 120102. Далее поступаем в соответствии с топологическим правилом: нумерованные ДВ складываются, образуя вектор 123132. Триады этого вектора формируют подстановку 123/132, которая имеет одну инверсию, то есть является нечетной. Следовательно, знак слагаемого (3,18) в формуле четырехузловой бисекции отрицательный. Аналогично поступая в случае других слагаемых этой формулы, убеждаемся, что, кроме третьего слагаемого, отрицательные знаки имеют слагаемые с номерами 5, 7, 9, 12, 14, 16 и 18. Таким образом, формулу четырехузловой бисекции можно представить в виде

$$\Delta = 1&20+2&19-3&18+4&17-5&16+6&15-7&14+8&13-9&12+10&11+ \\ +11&10-12&9+13&8-14&7+15&6-16&5+17&4-18&3+19&2+20&1. \quad (21)$$

Безызбыточная формула бисекции схемы по четырем узлам

Такая формула выводится по аналогии с формулой (18). Исходной формулой в этом случае является формула (21). После перехода к *K*-деревьям и проведения преобразований с использованием тождеств (1) и (5) получаем

$$\begin{aligned}
\Delta = & (0123)(0,1,2,3)+(02,3)(0,1,23)+(01,3)(0,13,2)+(0,3)(03,1,2) + \\
& + (01,2)(0,12,3)+(03,2)(0,1,32)+(0,2)(02,1,3)+(0,21,3)(02,1) + \\
& + (0,2,31)(03,1)+(01,2,3)(0,1)+(0,1)(01,2,3)+(03,1)(0,2,31) + \\
& + (02,1)(0,21,3)+(02,1,3)(0,2)+(0,1,32)(03,2)+(0,12,3)(01,2) + \\
& + (03,1,2)(0,3)+(0,13,2)(01,3)+(0,1,23)(02,3)+(0,1,2,3)(0123). \quad (22)
\end{aligned}$$

Диакоптические формулы (18) и (22) не только не содержат операций вычитания, но и включают только такие сомножители, которые можно найти через соответствующие схемные миноры с помощью правил 1 и 2, то есть избежав традиционного трудоемкого перечисления K -деревьев подсхем. Удивительно, что обе формулы содержат столько же слагаемых (6 и 20), сколько слагаемых содержат породившие их формулы, полученные на основе метода двоичных векторов. При этом соблюдается симметрия пар сомножителей, то есть перемножаемых адьюнктов подсхем, выраженных через определители K -деревьев. Следует отметить, что аналогичная формула бисекции схемы по четырем узлам, полученная на основе метода D -деревьев, лишена симметрии и содержит 50 слагаемых, что требует дополнительной свертки путем вынесения за скобки общих множителей [5,7,8].

Учитывая полезные свойства безызыбыточных формул для трех- и четырехузловой бисекции, было бы целесообразным получить аналогичные формулы для бисекции схемы по пяти и более узлам. Для этого В.Ф.Серовым был разработан и реализован оригинальный генератор D -деревьев. Исследования, проведенные Е.А.Павловой, показали, что в декомпозиционной формуле пятиузловой бисекции схемы содержится 434 (!) пары совместных D -деревьев. Однако попытки представить эту формулу в компактном виде вручную, заменив D -деревья схемными адьюнктами и многократно сократив число слагаемых, не увенчались успехом вследствие крайне большого объема выкладок. Возможно, что решение задачи получения безызыбыточных формул бисекции схемы по пяти и более узлам потребует разработки специализированной программы формульного вывода.

Выводы

1. Установлено, что «схемные миноры», используемые в диакоптических выражениях, формируемых методом двоичных векторов, соответствуют не минорам, а алгебраическим дополнениям матрицы, которая отображается схемой с ИТУН. Корректность метода двоичных векторов (схемных миноров), в частности справедливость выражений (15) и (21), при замене миноров на алгебраические дополнения (адьюнкты) не нарушается, поскольку сомножители (перемножаемые адьюнкты) имеют одинаковый знак и не влияют на знак соответствующего слагаемого в формуле бисекции.

2. Безызбыточные формулы бисекции (18) и (22) соединяют в себе преимущества метода двоичных векторов и метода Д-деревьев. Эти формулы, с одной стороны, допускают компактное представление сомножителей, а с другой стороны, обеспечивают наивысшую точность при вычислениях схемных функций электрических цепей в виду отсутствия «скрытых» взаимноуничтожающихся слагаемых [20,21].

Литература

1. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // *Annalen der Physik.*– 1902.– Bd 9, N 13.– S. 1304–1329.
2. Percival W.S. The solution of passive electrical networks by means of mathematical trees // *The proceedings of the institution of electrical engineers.*– 1953.– Vol. 100, part 3, N 65.– P. 143–150.
3. Сешу С., Рид М.Б. Линейные графы и электрические цепи.– М.: Высш. шк., 1971.– 448 с.
4. Галямичев Ю.П. Расчет активных схем при помощи деревьев схемы // *Электросвязь.*– 1960.– № 8.– С. 48–57.
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., Шаповалов Ю.И. Вычисление схемных функций при многовариантном анализе схем // *Радиоэлектроника.*– 1978.– № 6.– С. 149–151.
7. Ястребов Н.И. Повышение эффективности декомпозиционных алгоритмов символьного анализа // *Радиоэлектроника.*– 1985.– № 6.– С. 102–104.
8. Дмитришин Р.В. Кодирование Д-моделей для декомпозиции схем // *Электроника и связь.*– Киев, 1998.– Вып. 4, ч. 2.– С. 240–244.
9. Филаретов В.В. Уравнения топологических функций и их некоторые свойства // *Электричество.*– 1990.– № 5.– С. 73–76.
10. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения ветвей и дуг // *Электричество.*– 1992.– № 7.– С. 31–37.
11. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // *Электричество.*– 1998.– № 5.– С. 43–52.
12. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // *Электричество.*– 2001.– № 4.– С. 43–51.
13. 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.

14. Миланцей Т., Славский Г.Н., Филаретов В.В. Пять формул метода схемных определителей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Тр. междунаро. конф. КЛИН–2004.–Ульяновск: УлГТУ, 2004.– Т. 4.– С. 102–113.

15. 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.

16. Chang S.M., Wierzba G.M. Circuit level decomposition of networks with nullors for symbolic analysis // IEEE Transactions on circuits and systems – 1: Fundamental theory and applications.– 1994.– Vol. 41.– P. 699–711.

17. Hashemian R. Symbolic representation of network transfer functions using norator-nullator pairs // Electronic circuits and systems.– 1977.– Vol. 1, No. 6 (November).– P. 193–197.

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

19. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.– Киев: Гос. изд-во техн. лит. УССР, 1960.– 176 с.

20. Лаксберг Э.А. Моделирование электронных цепей на основе схемной редукции.– Таллин: Валгус, 1990.– 159 с.

21. Dmytryshyn R., Kubaszek A. Multimethodical approach and sequence of expressions generation for acceleration of repetitive analysis of analog circuits // Analog integrated circuits and signal processing.– Vol. 31.– Kluwer Academic Publishers, 2002.– P. 147–159.

Павлова Екатерина Андреевна – студентка группы ИСТд–31
Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ).
E-mail: katerina85@inbox.ru.

Серов Владимир Федорович – студент группы ИСТд–31 УлГТУ.
E-mail: ploskii@bk.ru.

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н.,
профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ,
секретарь по идеологии Ульяновского областного отделения КПРФ.
432027, Ульяновск, ул.Северный венец, д. 32, УлГТУ. Тел.: (8422) 43–91–05.
Домашний адрес: 432035, г. Ульяновск, ул. Локомотивная, д. 203, кв. 5.
Тел.: (8422) 38–17–34. E-mail: vvfil@mail.ru.
Web: <http://astrometric.sai.msu.ru/~symbol>,
<http://www.lev-ul.narod.ru/sm/symbolic.htm>,
<http://www.lev-ul.narod.ru/kprf/vfilaretov.htm>.

ПРОГРАММА FASTMEAN ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

В. С. Смирнов, В. А. Филин

С помощью программы FASTMEAN можно из доступных элементов «собрать» на экране исследуемую схему и выполнить анализ во временной и частотной областях, анализ по постоянному току. Имеется возможность многократного выполнения анализа с изменением параметров элементов схемы.

Наиболее сильной стороной FASTMEAN является анализ во временной области. По скорости и точности расчета переходных процессов в линейных цепях FASTMEAN не имеет равных, особенно это касается высокочастотных узкополосных цепей, в которых процессы имеют колебательный характер.

При анализе нелинейных импульсных систем скорость расчета в FASTMEAN соизмерима со скоростью лучших специализированных программ и в несколько раз выше скорости расчета в программах общего назначения. При этом точность всегда выше. Это достигается за счет использования новых алгоритмов, разработанных авторами [1–3]. Пример использования программы показан на рис. 1.

FASTMEAN разрабатывается специалистами кафедры Теории электрических цепей (ТЭЦ) Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций (СПбГУТ) им. проф. М.А.Бонч-Бруевича. В настоящее время основной сферой наших интересов является анализ нелинейных импульсных систем, в частности, ключевых преобразователей электроэнергии. Поэтому приоритетным направлением развития программы является ее совершенствование для анализа именно таких систем.

Однако расчет импульсных систем не является единственной сферой применения FASTMEAN. Программа широко используется в учебном процессе СПбГУТ на кафедрах ТЭЦ и СЭУ (Схемотехника электронных устройств) при выполнении виртуальных лабораторных работ, в курсовом и дипломном проектировании. Разработчиками FASTMEAN для расширения сферы применения программы планируется оснащение ее блоком символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей [4].

Если Вам необходим анализ импульсных систем или Вас интересует расчет переходных процессов в линейных высокочастотных системах, а скорость и точность расчета в известных программах Вас не устраивают, обязательно посмотрите FASTMEAN.

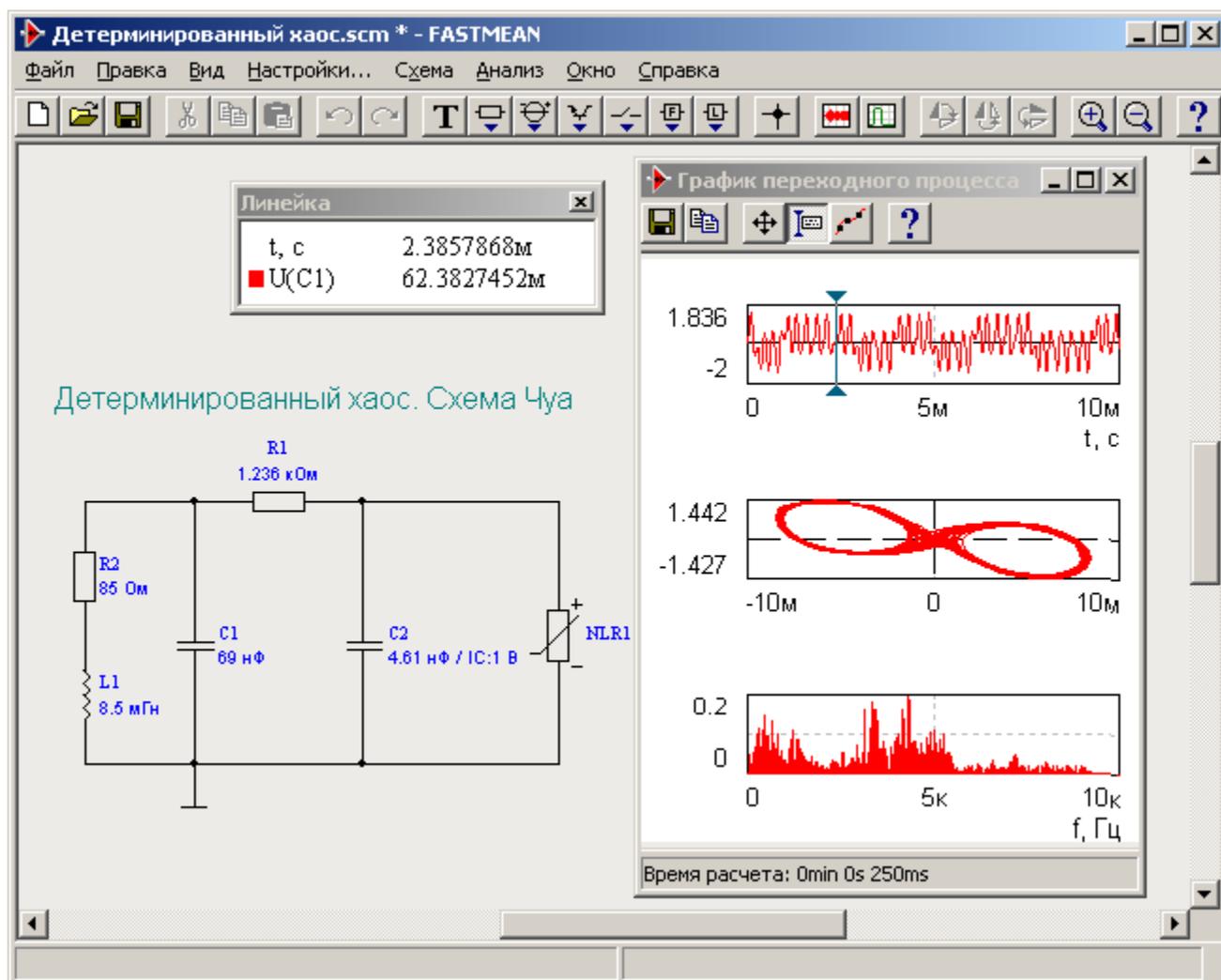


Рис. 1. Пример использования программы FASTMEAN

С вопросами обращайтесь по электронной почте: info@fastmean.ru



Литература

1. Артым А.Д., Филин В.А. Матрично-топологические методы анализа переходных процессов в электрических цепях.– ГУТ, СПб., 1993.
2. Артым А.Д., Филин В.А., Есполов К.Ж. Новый метод расчета процессов в электрических цепях.– СПб, ЭЛМОР, 2001.
3. Филин В.А. Эффективный алгоритм численного решения в непрерывной форме матричного дифференциального уравнения состояния электрических цепей // Схемно-топологические модели активных

электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. междунар. конф. КЛИН–2003.– Ульяновск: УлГТУ, 2003.– Т. 4.– С. 101–103.

4. Березуев Р.И, Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // См. настоящий сборник.

Смирнов Василий – аспирант кафедры теории электрических цепей Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций (СПбГУТ). E-mail: info@fastmean.ru.

Филин Владимир Алексеевич – д.т.н., профессор кафедры теории электрических цепей СПбГУТ. E-mail: filin@tec.sut.ru или filin@sut.ru

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ РЕКУРСИВНОЙ МОДЕЛИ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

Е. Б. Соловьева

Математические модели нелинейных объектов различной физической природы часто представляются в виде уравнений, связывающих множества входных и выходных сигналов этих устройств. Форма уравнения (модели) определяется математическим аппаратом, используемым для его построения (например, функциональные ряды, многочлены расщепленных сигналов, нейронные сети, нелинейные авторегрессионные разностные уравнения).

Нелинейные процессы, описанные в математических моделях, не всегда являются желательными. В различных областях науки и техники многочисленны ситуации, когда нелинейность – паразитный фактор, вызывающий искажения обрабатываемого сигнала. Борьба с указанными искажениями возможна с помощью линеаризации модели источника искажений (исходного нелинейного объекта).

Наиболее эффективными методами подавления нелинейных искажений являются методы их компенсации, которые позволяют повысить качество технических устройств при заданном уровне развития технологии их производства. Интенсивное развитие методов компенсации идет в направлении создания универсальных процедур линеаризации, основанных на нелинейной обработке сигналов и применяемых для широкого класса устройств.

Методы синтеза компенсаторов можно разделить на два класса: методы “слепой” линеаризации, выполняемой без “обучения” компенсатора (следовательно, без использования “обучаемого” сигнала), и методы адаптивной линеаризации, включающей процесс “обучения” компенсатора. “Слепая” линеаризация выполняется методами инверсии высокого порядка, фиксированной точки, корней уравнения Вольтерра, простых итераций. Адаптивная линеаризация основана на применении нейронных цепей, градиентного метода наименьших квадратов, ряда Вольтерра в обратной связи компенсатора [1].

Очевидно также, что способы линеаризации зависят от формы модели искажающей системы. В работе рассматривается описание исходного нелинейного объекта в виде рекурсивного разностного уравнения; предлагается итерационный метод синтеза компенсатора, линеаризующего указанную модель; выполняется компенсация нелинейных искажений в электродинамическом громкоговорителе; достигнутое качество компенсации сравнивается с результатами, полученными известным аналогом.

Рекурсивная модель исходной нелинейной системы. Исходная (искажающая сигнал) нелинейная система (рис. 1, а) описана нелинейным рекурсивным уравнением

$$B(q)y(n) = A(q)x(n) + N[x(n), y(n)] - N_y[y(n)], \quad (1)$$

где $x(n)$, $y(n)$ – входной и выходной сигналы системы соответственно, n – нормированное дискретное время, q – оператор смещения.

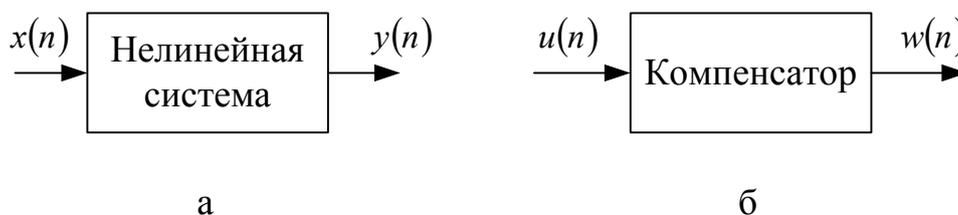


Рис. 1

В уравнении (1) линейные полиномиальные операторы имеют вид

$$B(q) = 1 + \sum_{i=1}^{I_b} b_i q^{-i}, \quad A(q) = \sum_{i=0}^{I_a-1} a_i q^{-i}, \quad (2)$$

нелинейные полиномиальные операторы:

$$N[x(n), y(n)] = \sum_{m=2}^L \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=i_1}^{I_2} \dots \sum_{i_m=i_{m-1}}^{I_m} h_{i_1 i_2 \dots i_m} x(n-i_1) x(n-i_2) \dots x(n-i_m) +$$

$$+ \sum_{m=2}^L \sum_{g=1}^{m-1} \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=i_1}^{I_2} \dots \sum_{i_g=i_{g-1}}^{I_g} \sum_{i_{g+1}=i_g+1}^{I_{g+1}} \sum_{i_{g+2}=i_{g+1}}^{I_{g+2}} \dots \sum_{i_m=i_{m-1}}^{I_m} c_{i_1 i_2 \dots i_m}^{(g, m-g)} x(n-i_1) x(n-i_2) \dots x(n-i_g) \times$$

$$\times y(n-i_{g+1})y(n-i_{g+2})\dots y(n-i_m), \quad (3)$$

$$N_y[y(n)] = \sum_{m=2}^{L_y} \sum_{i_1=1}^{I_1} \sum_{i_2=i_1}^{I_2} \dots \sum_{i_m=i_{m-1}}^{I_m} r_{i_1 i_2 \dots i_m} y(n-i_1) y(n-i_2) \dots y(n-i_m). \quad (4)$$

Линеаризация модели (1) осуществляется путем компенсации ее нелинейных составляющих.

Синтез нелинейного компенсатора. Для формирования соотношения вход-выход компенсатора, действующего при различных способах его подключения к исходной нелинейной системе (прекомпенсатор или посткомпенсатор), выполним инверсию операторного уравнения (1)

$$x(n) = A^{-1}(q) [B(q)y(n) + N_y[y(n)]] - A^{-1}(q)N[x(n), y(n)] \quad (5)$$

и введем в рассмотрение входной $u(n)$ и выходной $w(n)$ сигналы компенсирующей системы рис. 1, б.

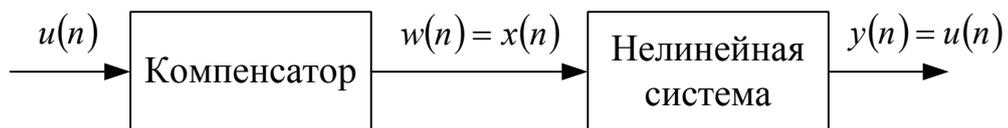
На основе равенства (5) и соотношений

$$w(n) = x(n), \quad u(n) = y(n) \quad (6)$$

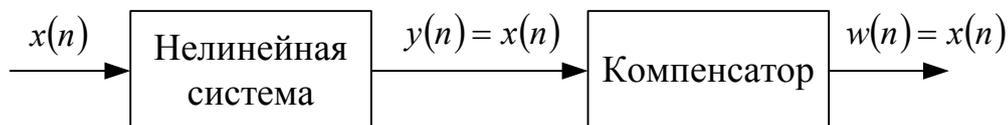
запишем нелинейное операторное уравнение компенсатора, образующего каскадное соединение с исходной нелинейной системой,

$$w(n) = A^{-1}(q) [B(q)u(n) + N_u[u(n)]] - A^{-1}(q)N[w(n), u(n)]. \quad (7)$$

Схемы каскадного соединения компенсатора и нелинейной системы показаны на рис. 2. На рис. 2, а изображена схема подключения прекомпенсатора, на рис. 2, б – посткомпенсатора.



а



б

Рис. 2

Согласно уравнению (7) выходной сигнал компенсатора – результат преобразования известного входного сигнала $u(n)$ операторами $A^{-1}(q)$, $B(q)$, $N[w(n), u(n)]$, $N_u[u(n)]$ исходной нелинейной системы. Указанные операторы описываются выражениями (2) – (4) с учетом равенств (6).

Для упрощения дальнейших преобразований введем обозначения:

$In(q)$ – инверсный оператор,

$$In(q) = A^{-1}(q) = \sum_{i=0}^{I_n-1} a_i^{(In)} q^{-i},$$

$\tilde{u}(n)$ – входной сигнал компенсатора, формируемый равенством

$$\tilde{u}(n) = B(q)u(n) + N_u[u(n)],$$

$P^{(L)}[w(n), u(n)]$ – нелинейный оператор степени L ($L \geq 2$),

$$\begin{aligned} P^{(L)}[w(n), u(n)] &= -A^{-1}(q)N[w(n), u(n)] = \\ &= -In(q) \left[\sum_{m=2}^L \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=i_1}^{I_2} \dots \sum_{i_m=i_{m-1}}^{I_m} h_{i_1 i_2 \dots i_m} w(n-i_1) w(n-i_2) \dots w(n-i_m) \right] - \\ &- In(q) \left[\sum_{m=2}^L \sum_{g=1}^{m-1} \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=i_1}^{I_2} \dots \sum_{i_g=i_{g-1}}^{I_g} \sum_{i_{g+1}=i_g+1}^{I_{g+1}} \sum_{i_{g+2}=i_{g+1}}^{I_{g+2}} \dots \sum_{i_m=i_{m-1}}^{I_m} c_{i_1 i_2 \dots i_m}^{(g, m-g)} w(n-i_1) w(n-i_2) \dots \right. \\ &\quad \left. \dots w(n-i_g) u(n-i_{g+1}) u(n-i_{g+2}) \dots u(n-i_m) \right]. \end{aligned}$$

С учетом указанных обозначений нелинейное операторное уравнение (7) компенсатора имеет вид

$$w(n) = In(q)[\tilde{u}(n)] + P^{(L)}[w(n), u(n)]. \quad (8)$$

Наиболее точным способом решения нелинейного операторного уравнения (8) компенсатора является метод простых итераций [1, 2], описываемый следующим образом:

– 1-я итерация

$$w_1(n) = In(q)[\tilde{u}(n)]. \quad (9)$$

Выражение (9) задает начальное приближение переменной $w(n)$ в (8).

– k -я итерация

$$w_k(n) = \underbrace{\left[w_1(n) + P^{(L)}[w_{k-1}(n), u(n)] \right]}_1 + \underbrace{\delta_{k-1}(n)}_2, \quad (10)$$

где $\delta_{k-1}(n) = w_{k-1}(n) - In(q)A(q)w_{k-1}(n)$.

Равенство (10) содержит две составляющие: 1 – результат компенсации нелинейности исходной системы, 2 – погрешность линейной инверсии, обусловленная аппроксимацией инверсного оператора $In(q)$.

Линеаризация рекурсивной модели электродинамического громкоговорителя. Применим итерационную процедуру нелинейной компенсации для подавления нелинейных искажений сигналов, обусловленных нелинейностью упругих характеристик подвижной системы и нелинейностью электромагнитного преобразования в узле “звуковая катушка + магнитная цепь” электродинамического громкоговорителя [3, 4].

Модель громкоговорителя, построенная на классе высокоуровневых сигналов, имеет вид нелинейного рекурсивного разностного уравнения [5]

$$\begin{aligned} y(n) = & 2.276y(n-1) - 1.845y(n-2) + 0.547y(n-3) - \\ & - 0.134x(n) - 5.89 \cdot 10^{-2}x(n-1) + 5.18 \cdot 10^{-2}x(n-2) + \\ & + 4.46 \cdot 10^{-4}x(n-1)y^2(n-1) - 1.68 \cdot 10^{-4}x(n-1)y(n-2)y(n-3) + \\ & + 3.13 \cdot 10^{-3}y^2(n-1) - 2.58 \cdot 10^{-3}y^2(n-3) + 1.08 \cdot 10^{-4}y^3(n-3). \end{aligned} \quad (11)$$

Выражение (11) содержит следующие параметры операторного уравнения (1) исходной нелинейной системы (громкоговорителя):

$$\begin{aligned} b_1 = & -2.276, \quad b_2 = 1.845, \quad b_3 = -0.547; \\ a_0 = & -0.134, \quad a_1 = -5.89 \cdot 10^{-2}, \quad a_2 = 5.18 \cdot 10^{-2}; \\ c_{111}^{(12)} = & 4.46 \cdot 10^{-4}, \quad c_{123}^{(12)} = -1.68 \cdot 10^{-4}; \\ r_{11} = & -3.13 \cdot 10^{-3}, \quad r_{33} = 2.58 \cdot 10^{-3}, \quad r_{333} = -1.08 \cdot 10^{-4}. \end{aligned}$$

Синтезируем прекомпенсатор, описываемый нелинейным операторным уравнением (8). Линейному инверсному оператору $In(q)$ компенсатора соответствует передаточная функция

$$H_{In}(z) = \frac{1}{-0.134 - 5.89 \cdot 10^{-2}z^{-1} + 5.18 \cdot 10^{-2}z^{-2}}$$

и импульсная характеристика

$$h_{In}(n) = 5.6583(-0.8792)^{n+1} - 5.6583(0.4397)^{n+1}.$$

Компенсацию нелинейных искажений громкоговорителя выполним методом простых итераций (9), (10). В качестве воздействия используем центрированный узкополосный гауссовский случайный процесс со средним квадратическим отклонением 1.08. Ширина спектра воздействия [0, 70] Гц, частота дискретизации 210 Гц, длина реализаций случайного процесса 1050 отсчетов.

Результаты нелинейной компенсации, полученные на примере обработки одной (i -й) реализации входного гауссовского случайного процесса, представлены на рис. 3 и в табл. 1. На рис. 3, a показаны $y_i(n)$ (кривая 1) – выходной сигнал рекурсивной модели (11) громкоговорителя при воздействии i -й реализации $x_i(n)$ входного случайного процесса, $y_i^{(nel)}(n)$ (кривая 2) – нелинейная составляющая выходного сигнала $y_i(n)$ громкоговорителя, образованная суммой нелинейных членов правой части рекурсивного уравнения (11).

Данные итерационной процедуры сравниваются с результатами линейной компенсации, описываемой операторным уравнением

$$w(n) = In(q)[B(q)u(n)],$$

и нелинейной компенсации методом фиксированной точки [6]:

$$w_1(n) = \text{In}(q)[\tilde{u}(n)],$$

$$w_k(n) = w_1(n) + P^{(L)}[w_{k-1}(n), u(n)], \quad k \geq 2.$$

На рис. 3, б изображены зависимости среднеквадратической погрешности, вычисленной по формуле

$$\sigma_i(k) = \frac{1}{1050 - D} \sqrt{\sum_{n=80}^{1050} (y_i^{(k)}(n) - u_i(n))^2}, \quad k = 1, 2, 3, 4$$

разными методами компенсации. Здесь $y_i^{(k)}(n)$ – i -я реализация выходного сигнала каскадного соединения компенсатора и громкоговорителя (рис. 2, а) при воздействии на громкоговоритель сигнала $w_k(n)$, сформированного на k -й итерации процесса компенсации, $u_i(n)$ – i -я реализация входного сигнала соединения рис. 2, а, $D = 79$ – длительность переходного процесса в громкоговорителе. На рис. 3, б показаны зависимости среднеквадратической погрешности при линейной компенсации (кривая 1) и нелинейных компенсациях методами фиксированной точки (кривая 2) и простых итераций (кривая 3).

В табл. 1 приведены значения абсолютной погрешности

$$\delta_i(k) = \max_n |y_i^{(k)}(n) - u_i(n)|, \quad k = 1, 2, 3$$

компенсации, выполненной указанными методами.

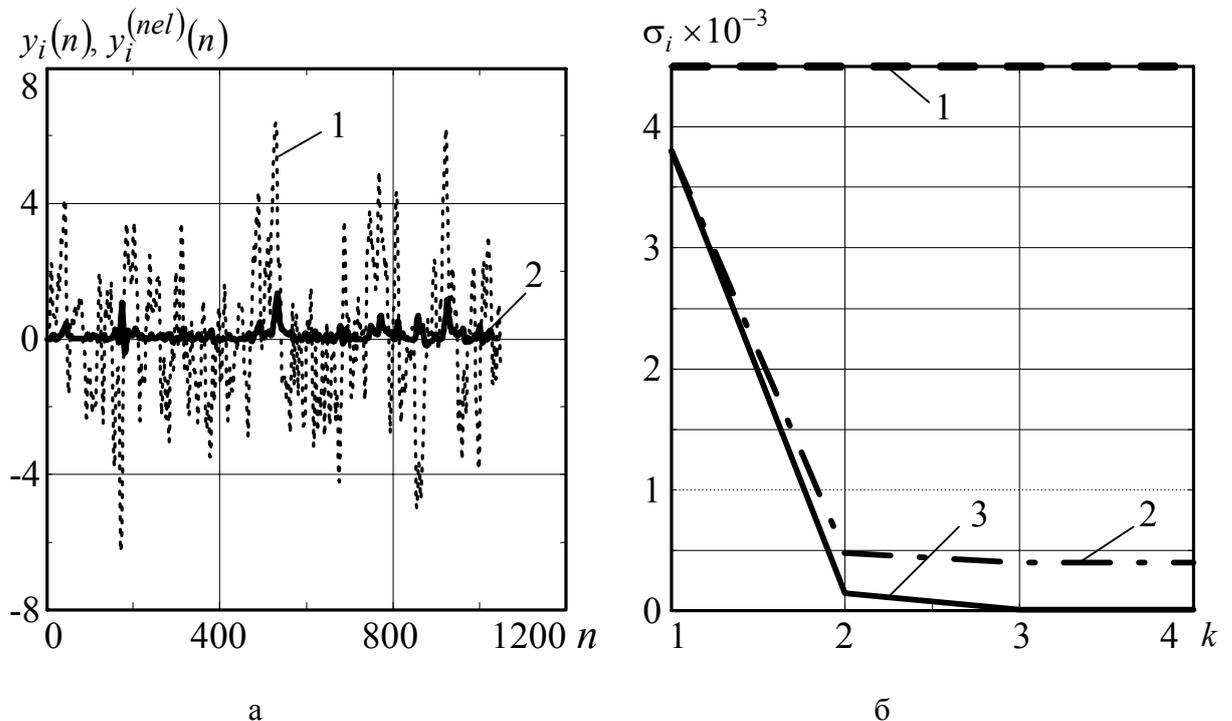


Рис. 3

Таблица 1

Номер итерации	Линейная инверсия	Метод фиксированной точки	Метод простых итераций
1	0.7479	0.567	0.567
2	0.7479	0.0504	0.0402
3	0.7479	0.0404	0.0017

Анализ рис. 3 показывает, что итерационные процессы сходятся к решению нелинейного операторного уравнения (8) на 3-й итерации (этот факт справедлив, поскольку нелинейная модель громкоговорителя – многочлен кубической степени). Метод простых итераций сходится к решению со среднеквадратической $\sigma_i(3) = 4.306 \cdot 10^{-6}$ и абсолютной $\delta_i(3) = 0.0017$ (табл. 1) погрешностями, наименьшими по сравнению с другими рассмотренными способами компенсации.

Таким образом, при линейризации рекурсивной модели электродинамического громкоговорителя итерационный метод нелинейной компенсации дает в равномерной и среднеквадратичной метриках наивысшую точность компенсации.

Выводы

1. Итерационный метод компенсации нелинейных искажений сигналов является обобщением метода простых итераций [1, 2] на случай нелинейных рекурсивных искажающих систем. Достоинство метода состоит в том, что он работает на широком классе входных сигналов и подавляет нелинейные искажения независимо от физической природы их источников.

2. Универсальность итерационного метода нелинейной компенсации, проявляющаяся в работе с различными источниками искажений (при условии, что искажающие системы описаны однозначными нелинейными операторами), обуславливает широкую область применения рассмотренного метода. В данной работе итерационный метод использован для линейризации рекурсивной модели электродинамического громкоговорителя. Показано, что итерационный метод дает наилучшее качество восстановления сигналов по сравнению с его аналогом.

Литература

1. Соловьева Е. Б. Синтез нелинейных дискретных цепей: Методические указания к самостоятельной работе студентов по дисциплине "Спецглавы теории цепей". СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2003. 28 с.
2. Соловьева Е. Б. Синтез нелинейных эквалайзеров методом простых итераций // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2004, №11, С.61-71.
3. Алдошина И. А. Электродинамические громкоговорители. М.: Радио и связь, 1989.
4. Voishvillo A., Terekhov A., Czerwinski E., Alexandrov S. Graphing, interpretation and comparison of results of loudspeaker nonlinear distortion measurements // J. Audio Eng. Soc. 2004. Vol. 52, №4. P.332-357.
5. Jang H. K., Kim K. J. Identification of loudspeaker nonlinearities using the NARMAX modeling technique // J. Audio Eng. Soc. 1994. Vol. 42, №1/2. P.50-59.
6. Nowak R. D., Van Veen B. D. Volterra filter equalization: a fixed point approach // IEEE Trans. SP. 1997. Vol. 45, № 2. P.377-388.

Соловьева Елена Борисовна – д.т.н., профессор кафедры ТОЭ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета
Адрес: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ,
Тел.: (812) 346-17-96, selenab@hotmail.ru

ФИЛЬТРАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Е. Б. Соловьева, А. П. Жеребцов

Во многих областях техники проектировщикам и пользователям различного рода систем нередко приходится сталкиваться с задачей фильтрации импульсных помех. В настоящее время классическим способом улучшения качества восприятия и распознаваемости сигналов, пораженных импульсными помехами, можно считать медианную фильтрацию. Однако, как показывают эксперименты по медианной фильтрации аудиосигналов, в частности речевых сигналов, медианные

фильтры (МФ) не дают высокое качество восстановления речевых сигналов, пораженных импульсной помехой.

В данной работе рассматривается функциональный метод синтеза нелинейных нерекурсивных цифровых фильтров (ННЦФ) импульсных помех на основе теории расщепления сигналов. Согласно теории расщепления операторное соотношение вход-выход нелинейного фильтра описывается многочленом

$$y(n) = \sum_{j_1} \sum_{j_2} \dots \sum_{j_m} C_{j_1, j_2, \dots, j_m} [x_{p1}(n)]^{j_1} [x_{p2}(n)]^{j_2} \dots [x_{pm}(n)]^{j_m}, \quad (1)$$

где $y(n)$ – выходной сигнал фильтра; $\vec{X}_p(n) = [x_{p1}(n), x_{p2}(n), \dots, x_{pm}(n)]$ – вектор расщепленных сигналов, которые ни в одной точке не исчезают, не пересекаются, не самопересекаются и не касаются (сформированы из входного скалярного сигнала $x(n)$), n – нормированные дискретные отсчеты времени.

При большом числе каналов расщепления и высокой степени полинома (1) размерность задачи аппроксимации нелинейного оператора ННЦФ резко возрастает. В результате появляется проблема плохой обусловленности, негативно влияющая на точность определения коэффициентов полинома (1). Для решения указанной проблемы нелинейный оператор устройства предлагается конструировать в частотной области, используя вместо сигналов их дискретные преобразования Фурье (ДПФ). Каждому фрагменту (длины N) сигнала ставится в соответствие полученный дискретным преобразованием Фурье (ДПФ) вектор спектральных составляющих $[X(-(M-1)) X(-(M-2)) \dots X(M)]$, где $M = N/2$. Если сигналы фрагментов различны, то их векторы-спектры также различны и, следовательно, расщеплены.

Спектральная составляющая выходного сигнала ННЦФ описывается многомерным полиномом

$$P_k \{ \vec{X}_p \} = \sum_{l=1}^p \sum_{i_1=-(M-1)}^M \dots \sum_{\substack{i_l=i_{l-1} \\ i_1+i_2+\dots+i_l=k}}^M B_{i_1, i_2, \dots, i_l}^{(k)} \prod_{r=1}^l X(i_r) + \\ + \sum_{\gamma=1}^{[l/2]} \sum_{i_1=-(M-1)}^M \dots \sum_{\substack{i_l=i_{l-1} \\ i_1+i_2+\dots+i_l=\gamma \cdot N - k}}^M B_{i_1, i_2, \dots, i_l}^{(k)} \prod_{r=1}^l X^*(i_r) + \\ + \left(\sum_{\gamma=1}^{[(l-1)/2]} \sum_{i_1=-(M-1)}^M \dots \sum_{\substack{i_l=i_{l-1} \\ i_1+i_2+\dots+i_l=\gamma \cdot N + k}}^M B_{i_1, i_2, \dots, i_l}^{(k)} \prod_{r=1}^l X(i_r) \right) \times \delta_1(l-3),$$

где $[s]$ – наименьшее целое, такое что $[s] \leq s$, $\delta_1(l)$ – цифровой единичный скачок, $*$ – оператор комплексного сопряжения, $k \in [0, M]$. Таким образом, спектральные составляющие выходного сигнала в диапазоне $[0, M]$ описываются различными многомерными полиномами. На основе построенных полиномов с учетом свойств ДПФ формируется спектр выходного сигнала ННЦФ и с помощью обратного ДПФ восстанавливается выходной сигнал.

Рассмотренный метод использовался для фильтрации пораженных импульсной помехой речевых сигналов (фрагментов мужской и женской дикторской речи). Речевые сигналы имели частоту дискретизации 8 КГц и максимальное абсолютное значение 0.5. Значения аддитивной импульсной помехи – случайные числа, равномерно распределенные в диапазоне $[-0.5, 0.5]$. Моменты появления помехи – случайные числа с геометрическим законом распределения, при этом среднее расстояние между отсчетами помехи равно 50 отсчетам речевого сигнала.

Сравнение качества восстановления сигнала медианным фильтром, фильтром Вольтерры и ННЦФ, синтезированным во временной (ВО) и в частотной (ЧО) областях, выполнено на фрагменте речи длиной 80000 отсчетов. Полученные среднеквадратичные погрешности фильтрации представлены в табл 1. Многомерные полиномы фильтра Вольтерры с памятью – 3 отсчета и фильтров, синтезированных методом расщепления с вектором

$$\vec{X}_p(n) = [x(n+1), x(n), x(n-1), x(n-2)] ,$$

содержат составляющие 1, 3 и 5 степеней.

Таблица 1

МФ (апертура – 3 отсчета)	Фильтр Вольтерры	Метод расщепления ВО	Метод расщепления ЧО
1.01	0.70	0.56	0.58

Результаты фильтрации показаны на рис. 1. Выходной сигнал МФ заметно отличается от неискаженного речевого сигнала, даже на тех участках, которые не были поражены импульсной помехой. Сигнал на выходе ННЦФ практически совпадает с неискаженным сигналом.

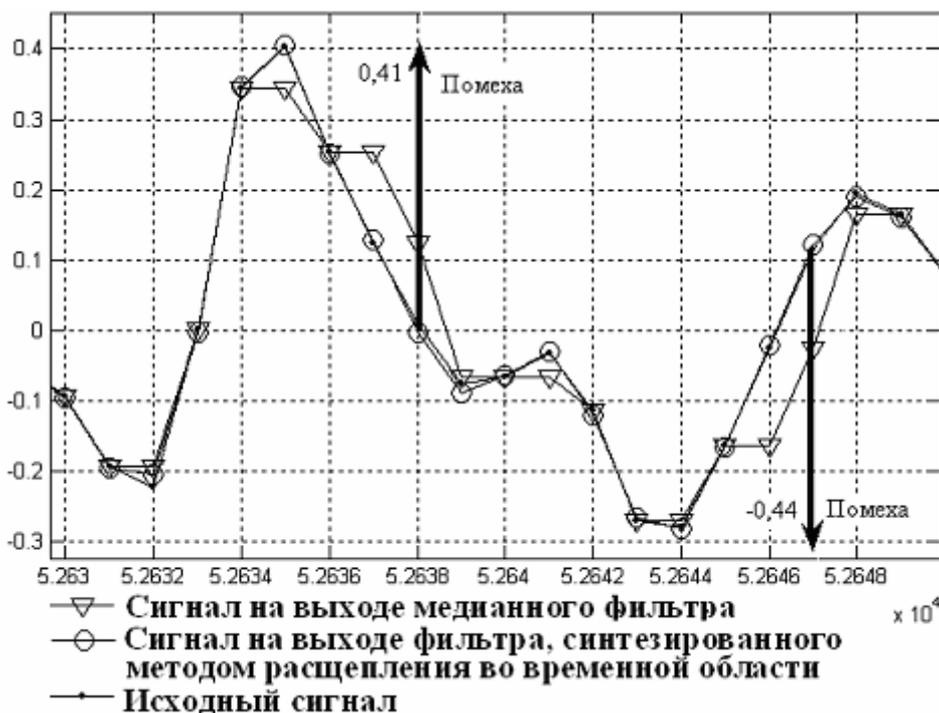


Рис. 1

Прослушивание выходных сигналов фильтров дает следующие результаты: обработанный МФ речевой сигнал не содержит импульсных помех, однако он существенно искажен (речь становится «глухой»); после фильтрации Вольтерры и обработки ННЦФ в речевом сигнале присутствуют редкие остаточные импульсные помехи малой амплитуды, которые воспринимаются как шорох или потрескивание, при этом «глухота» речи не формируется.

Таким образом, полиномиальные фильтры дают лучшее качество обработки сигналов по сравнению с медианными фильтрами. Фильтры, синтезированные методом расщепления, более точно восстанавливают сигналы по сравнению с фильтрами Вольтерры. Применяя метод расщепления сигналов в частотной области, на основе декомпозиции задачи аппроксимации можно построить многомерные полиномы более высоких степеней, чем во временной области, и уменьшить обусловленность систем уравнений при идентификации полиномиальных моделей нелинейных фильтров.

Соловьева Елена Борисовна – д.т.н., профессор кафедры ТОЭ,

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, selenab@hotmail.ru

РЕЦЕНЗИЯ

на монографию Малевича Игоря Юрьевича

«Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона»

(Минск: ОДО «Тонпик», 2004.– 156 с.– Ил.: 87.– Библиогр.: 572 назв.)

Эффективное и качественное проектирование различных устройств электротехники, радиоэлектроники, техники связи, автоматического управления и т. д. возможно лишь на основе методов оптимального синтеза. В этом случае структурная схема и ее параметры определяются в процессе реализации функции системы по заданным характеристикам. Такой способ проектирования позволяет синтезировать системы, обеспечивающие требуемую форму выходных сигналов с необходимой степенью точности. Сложность и нелинейность проектируемых систем выдвигают ряд задач математического и технического характера. Например, достаточно указать на выяснение условий физической реализуемости синтезируемых устройств, техническую реализуемость характеристик нелинейных элементов, вопросы оптимизации из-за неоднозначности решения задачи синтеза и т. п. Указанные проблемы отчасти решаются при операторном подходе к синтезу систем, так как, оперируя только входными и выходными множествами сигналов, операторные уравнения описывают главные функциональные свойства устройств и позволяют избежать серьезных трудностей, возникающих при анализе полных математических моделей объектов.

В монографии показаны возможности применения оптимального синтеза для проектирования радиотехнических масштабирующих цепей с контролируемыми параметрами динамического диапазона, в частности высокочастотных широкополосных усилительных трактов с динамическим диапазоном, приведенным в соответствие с диапазоном входных сигналов, что важно в условиях действия внешних электромагнитных помех, негативно влияющих на точность, помехозащищенность, разрешающую и пропускную способности в системах связи, различных областях радиотехники и т. д.

Особенность представления структурно-параметрической модели усилительного тракта (УТ), содержащего множество s -полюсных нелинейных функциональных ячеек, заключается в аппроксимации передаточных функций ячеек отрезками ряда Вольтерры. На основе операторного способа сепарабельного описания нелинейности УТ формируются условия линеаризации характеристики УТ в динамическом диапазоне его работы. Следует отметить, что использование функционального ряда Вольтерры с линейно-входящими параметрами позволяет идентифицировать оптимальную модель УТ, однако данная модель существует лишь в области сходимости ряда Вольтерры (при слабой нелинейности УТ).

Согласно полученным условиям линеаризации характеристики тракта с учетом сепарабельности задачи параметрического синтеза в монографии рассматриваются: схемо-параметрический синтез активного звена тракта,

схемотехнический синтез функционального звена тракта и функционально-параметрический синтез тракта с заданной топологической структурой.

Существенная часть монографии посвящена методам топологического синтеза структуры соединений функциональных звеньев (ФЗ) в УТ, обеспечивающей заданное усиление, линейность и стабильность тракта. В качестве критерия топологического синтеза используется функция чувствительности цепи. Стратегия топологического синтеза реализуется в направлениях: контроля чувствительности к нестабильному элементу модели ФЗ; контроля чувствительности к параметру передачи модели ФЗ, зависящему от вариаций нестабильного элемента; контроля чувствительности к параметру передачи модели ФЗ, зависящему от вариаций всех нестабильных элементов и контроля чувствительности к Y -параметрам ФЗ на внешних s -полюсах.

В последней части монографии изложены подходы к синтезу адаптивных трактов с защитой от нелинейного поражения при сохранении неизменного отношения сигнал-шум и выполнен анализ влияния параметрических воздействий на эффективность адаптивных трактов.

Монография, посвященная актуальной проблеме синтеза высококачественных радиочастотных усилительных трактов, написана на высоком научном уровне, имеет теоретическую и практическую ценность. Достоинства работы: разработка операторного подхода к моделированию, синтезу и оптимизации УТ; представление большого количества принципиальных схем УТ, синтезированных изложенными методами; наличие обширной библиографии свидетельствует о глубоком изучении автором методов решения поставленных проблем.

В качестве замечаний следует указать на сложность восприятия представленного материала студентами и магистрами (из-за краткости изложения многих теоретических вопросов), а также присутствие в монографии утверждений, не иллюстрированных графиками, расчетами погрешностей и т. п. Вместе с тем книга не перегружена теоретическими выкладками, содержит много практического материала (схем с параметрами), что компенсирует некоторую тяжеловесность изложения и делает рецензируемую монографию полезной не только для узких специалистов в теории электрических цепей, но и для инженеров-разработчиков электронных средств.

Профессор кафедры «Теоретические основы электротехники»
Санкт-Петербургского государственного
электротехнического университета
и кафедры «Цифровая обработка сигналов»
Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций,
доктор технических наук **Соловьева Е. Б.**

**МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ СЕМИНАР
«ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ АНАЛОГОВОЙ
МИКРОСХЕМОТЕХНИКИ»,**

6–7 октября 2005 года

Участники нашей конференции КЛИН–2004 Г.Н.Славский, Н.Н.Прокопенко и другие приглашают Вас принять участие в работе этого семинара.

Мнения участников Международного семинара по схемотехнике:

О. В. Дворников – к.т.н. профессор БГУИР (г.Минск):



– Я приехал в Шахты уже в третий раз. Вначале познакомился с профессором С.Г. Крутччинским, затем по работам - с сотрудниками вашего университета. Сейчас, к сожалению, в области схемотехники ученых немного, а у вас сложилась интересная команда, и самое главное, они хорошо работают. Общение с ними приносит ощутимую пользу.

Самое приятное, что у вас есть люди действительно работающие, причем разных возрастов. На многих предприятиях сегодня существует разрыв между профессионалами и молодежью. Где-то есть команда специалистов, но нет молодых. Или есть молодежь, которая мало что умеет и ее некому обучить. В ЮРГУЭС же есть преемственность, потому что здесь есть люди, которые имеют знания и хотят их передать и есть молодежь, которая стремится постигнуть эти знания. Я, например, очень редко вижу такое сочетание.

В. И. Литюк – д.т.н., профессор Таганрогского государственного радиотехнического университета:



– Я полагаю, данный семинар носит весьма серьезный и глубокий характер по своей значимости для развития современной микроэлектроники, схемотехники, а также для решения общепрактических вопросов по созданию современной элементной базы. На этом семинаре присутствуют ведущие специалисты нашей страны в области схемотехники, микроэлектроники, а также в области построения систем по обработке сигналов, в том числе и цифровых, которая стыкуется с той аналоговой элементной базой, что здесь подробно рассматривается.

Следует отметить достаточно высокий уровень, особенно молодых участников семинара. Это ведь будущее нашей страны, они, я полагаю, не позволят потерять тот вклад, что уже сделали люди старшего поколения для развития науки в этой области.

Я уже давно знаком со многими представителями вашей научной школы. Это весьма уважаемые, высокообразованные, творческие люди, такие, как Н.Н.Прокопенко, Е.И.Старченко, очень и очень квалифицированные специалисты в области схемотехники. Они создали в ЮРГУЭС мощную школу в области схемотехники. И недаром международные семинары проводятся в рамках вашего вуза. Я полагаю, этот факт является свидетельством высоких достижений вашей научной школы, возглавляемой преподавателями и сотрудниками ЮРГУЭС.

С. Г. Крутччинский – д.т.н., профессор, научный руководитель Российско-Белорусского НТЦ «МикАн» при СКНЦ ВШ:



– Я хочу очередной раз поблагодарить руководство вашего университета за комфортные условия, созданные для работы нашего научно-практического семинара, который мы проводим на базе ЮРГУЭС уже четвертый раз.

В свое время для интеграции усилий вузов Северо-Кавказского региона при Северо-Кавказском научном центре высшей школы был создан научно-технический российско-белорусский центр «МикАн», который занимается проблемами аналоговой микросхемотехники.

В настоящее время, и это общепризнано – это направление является наиболее актуальным. Детальный анализ технических возможностей производства систем на кристаллах показал, что без создания экономичных и прецизионных интерфейсов, решить проблему создания сложных функциональных устройств, так называемых IP модулей, практически невозможно. Это внутреннее противоречие современной микроэлектроники, как таковой.

И собираясь на эти конференции, мы обсуждаем - какими способами решить те или иные проблемы построения систем на кристалле, какие существуют альтернативные подходы, на чем мы должны акцентировать внимание в своих исследованиях.

Это дает возможность координировать деятельность вузов в этом направлении. Мне представляется важным, что эти встречи позволяют коллегам-аспирантам, магистрантам взглянуть на проблемы другими глазами, понять свое место в будущей профессиональной деятельности в этом направлении. Это нам также позволяет обеспечить знакомство

молодых специалистов, которые работают в разных университетах, между собой. Я по собственному опыту знаю, что именно в юные годы закладываются те контакты, те связи, которые впоследствии во многом определяют и обеспечивают успех в профессиональной деятельности любого человека. И в этом важнейшее значение конференции, которую мы проводили в вашем университете.

Меня очень часто и в Москве, и в Министерстве, и в заказывающих управлениях спрашивают: какое отношение к микроэлектронике имеют Шахты. И я к своему глубокому удовлетворению могу сказать: именно в ЮРГУЭС, на кафедре радиотехники, сложился очень сильный коллектив микросхемотехников. Они в свое время прошли мощную научную школу В.И.Анисимова. За их плечами разработки в серийное производство достаточно интересных, и до сих пор доминирующих на отечественном рынке, микросхем. Это, если хотите, уникальное явление не только для нашей страны, но и мира: непрофильный вуз занимается такими интересными и важными проблемами и добивается успеха. Мне всегда приятно отмечать, что Шахты один из немногих центров, где всерьез развивают схемотехнику.

Г. Н. Славский – к.т.н., доцент СПб ГПУ (г.Санкт-Петербург):



– Семинар очень значимое событие. Из общения с нашими и зарубежными учеными я знаю, что существует единственный центр в России «МикАн», к которому примкнула Белоруссия, где по-серьезному делают новую аналоговую технику. И это очень удачное сочетание: школа, которая сложилась в Таганроге и которую сейчас возглавляет доктор технических наук С.Г. Крутчинский и выпускник этой же школы Н.Н.Прокопенко, создавший работоспособный коллектив схемотехников в ЮРГУЭС, объединившись вкуче с Белоруссией, они делают хорошее, нужное дело. Я, как гражданин России, радуюсь и горжусь, ведь намечается резкий прорыв в ту область техники, где мы сможем не зависеть от иностранцев.

На семинаре было много молодых, что особенно приятно. Есть кому передать знания. Потом ко мне подошла группа студентов, и мы долго беседовали о разных сторонах нашей и не нашей науки, о жизни вообще.

В ЮРГУЭС очень хорошие лаборатории, оснащенные компьютерами. И все разумно сделано. К сожалению, даже в нашем вузе ограничились в учебных лабораториях компьютерным изображением лабораторных приборов. Например, на экране нарисована шкала вольтметра. Игрушки, так сказать А в ЮРГУЭС используют компьютеры, как средства для того, чтобы рассчитать, показать и прочее. А приборы студенты видят воочию.

– Сегодня часто говорится, что Россия в отличие от СССР потеряла лидерство во многих областях науки, обеднела интеллектуальными ресурсами, на ваш взгляд это так?

– Я 55 лет занимаюсь микроэлектроникой. В схемотехнике до сих пор мы впереди. Да, мы отстаем по выпуску серийных изделий в силу плохой технологии. Но как раз с помощью тех идей, которые развивают Прокопенко и Крутччинский, на таких весьма устаревших в технологическом отношении схемах минских и «пульсаровских», мы достигаем очень хороших результатов, о которых не стыдно говорить. Это в общем, такой «русский» подход к науке. И раньше схемотехники решали задачи, которые казались неразрешимыми. Хочу привести комичный пример: несколько лет назад я сотрудничал с ленинградской микроэлектронной фирмой. Приехали два иностранца (один из них наш бывший соотечественник из Харькова), хотели прихватить, что плохо лежит или купить за копейки. Но не удалось. Показали мы наши разработки. Харьковчанин изумился: я в Бостоне учился, на фильтре должно быть 8 усилителей. А я ему отвечаю: у нас со снабжением плохо, приходится одним усилителем обходиться. Это был стиль нашей работы. Мы умели на элементарных элементных приборах делать хорошие вещи. Так что мы все преодолеем. Я рад, что примкнул к этому коллективу схемотехников, потому что у нас в Санкт-Петербурге изменилась обстановка: упор только на компьютеры. Виртуальный мир, конечно, хорош. Но летают и работают люди непосредственно с железом. Чрезмерное увлечение только одной областью ни к чему хорошему не приведет.

Н. Н. Прокопенко – д.т.н., первый проректор ЮРГУЭС:



– Так исторически сложилось, что в нашем университете сложился коллектив ученых, которые специализируются в аналоговой микросхемотехнике. 6 человек защитили кандидатские диссертации по этому направлению. Ежегодно получаем достаточно много патентов в области схемотехники. И то, что мы уже в четвертый раз проводим Международный семинар, к нам приезжают известные ученые, говорит о том, что ЮРГУЭС занимает ведущие позиции в схемотехнике.

По материалам конференции издан сборник трудов, в котором представлены работы ученых в этой области. Редакционная коллегия – это 14–15 докторов наук России и Белоруссии. Главный итог – это рекомендации в серьезные научные сборники. Таким образом мы пытаемся поддержать молодежь. Ведь на семинаре 60–70% докладов

делали аспиранты и, что особенно важно – студенты нашего вуза, радиотехники. Например, студент 4 курса А.Будяков сделал несколько докладов, которые высоко оценили присутствующие. Им просто не верилось, что Будяков еще студент. Аспирантам предстоит защита диссертаций и на семинаре, по сути дела, шел подбор оппонентов, царил творческая атмосфера, мы с удовольствием общались.

В изданном по материалам семинара сборнике, представлены доклады ученых из Московского института радиоэлектроники, МГУ, Санкт-Петербургского технического, политехнического, Белорусского, Кабардино-Балкарского, Таганрогского университетов, тех специалистов, которые работают в одном из приоритетнейших направлений.

Сейчас мир так повернулся, что все в основном занимаются цифровыми устройствами. Безусловно, цифровые устройства, компьютеры вышли на большую дорогу, но, как добавляет к высказыванию известного ученого Глеб Николаевич Славский, наш патриарх схемотехники – дорога эта начинается и заканчивается аналоговой схемотехникой. И об этом надо всегда помнить.

Планируется работа международного научно-практического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» по следующим секциям:

1. Схемотехника аналоговых интегральных микросхем, ориентированных на стандартную биполярную технологию.
2. Схемотехнические и технологические проблемы разработки интегральных микросхем, стойких к радиационному воздействию.
3. Аналоговые интерфейсы цифровых измерительных и диагностических комплексов.

Адрес оргкомитета:

**346500, г. Шахты, Ростовской области, ул. Шевченко, д. 147,
Южно-Российский государственный университет
экономики и сервиса (ЮРГУЭС).**

**Телефон: 8 – (8636) 22–21–33, факс: 22-54-91,
электронная почта: prokn@sssu.ru.**

<http://www.sssu.ru>

СОДЕРЖАНИЕ

Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В.	SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей	3
Бондаренко Л. Н., Добровинский И.Р. Волгин Л.И.	Прямой топологический расчет схем с операционными усилителями	11
	Метасистема взаимоотношений алгебраических логик и сопутствующих исчислений, порождаемых функцией-аксиомой взвешенных степенных средних	18
Волгин Л.И., Филаретов В.В.	Исследование принципа усиления дуального сигнала	30
Вольнов В.Е. Курганов С.А., Филаретов В.В.	Символьный анализ электронных цепей и электрических систем методом схемно-алгебраической редукции	34
Горшков К.С.	Разработка и реализация Интернет-сайта «Символьный анализ и диагностика электронных цепей»	41
Гришкевич А.А.	Алгоритм нахождения дистрибутивной решетки по подмножеству неприводимых элементов.....	46
Гришкевич А.А., Степкина Ю.В.	Использование понятия «сечение» в курсе «Надежность систем электроснабжения»	50
Дмитришин Р.В. Зарукин А.И.	Граф числителя полиномиальной проводимости	54
	Использование принципа усиления дуального сигнала Л.И.Волгина для синтеза потенциальных операционных преобразователей напряжения.....	61
Зарукин А.И.	Синтез схем измерения коэффициента передачи повторителей напряжения и тока на основе топологических преобразований.....	67
Захаров В.Г.	Новая трактовка формулы Мэзона в теории цепей.....	71
Захаров В.Г., Чертановский А.Г.	Применение символьных схемных функций для диагностики электрических цепей	73
Королев Ф.А., Филаретов В.В.	О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г. А. Белова и В. Г. Захарова в журнале «Электричество»)	76

Кузьмин Н.П., Филаретов В.В., Шеин Д.В.	О декомпозиции графов схем при анализе электронных цепей по частям	80
Курганов С.А., Филаретов В.В.	Автоматизированное построение схемно- алгебраических формул выделения многополюсников	85
Курганов С.А., Филаретов В.В.	Схемно-алгебраические тождества для топологических функций линейных электрических цепей	95
Курганов С.А., Филаретов В.В.	Формирование передаточных функций электронных цепей по частям методом неравновесных двоичных векторов	106
Лыпарь Ю.И.	Системный синтез способов построения электронных цепей	116
Лыпарь Ю.И.	Системный синтез структуры генератора гармонических колебаний с перестраиваемой частотой	126
Меньшов Е.Н.	Идентификация модифицированных уравнений классической электродинамики	137
Миланцей Т., Филаретов В.В.	От идеального усилителя Теллегена до многомерного неудаляемого управляемого источника	140
Павлова Е.А., Серов В.Ф., Филаретов В.В.	Выражение K -деревьев через схемные определители и построение безызбыточных формул бисекции электрических цепей	155
Смирнов В.С. Филин В.А.	Программа FASTMEAN для моделирования электронных цепей	174
Соловьева Е.Б.	Линеаризация рекурсивной модели акустической системы с нелинейными искажениями	176
Соловьева Е.Б., Жеребцов А.П.	Фильтрация импульсных помех речевых сигналов.....	183
Соловьева Е.Б.	Рецензия на монографию И. Ю. Малевича	187
Аннотация к монографии Л. И. Волгина		189
Международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»		190

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-2005» (17–19 мая 2005 г.)

Под общей редакцией Л. И. Волгина

Том 3

Подписано в печать 22.04.05. Формат 60x84/16. Бумага писчая.
Уч.-изд.л. 9,80. Усл. печ. л. 10,20. Тираж 160 экз. Заказ

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, Северный Венец, 32

Типография УлГТУ. 432027, Ульяновск, Северный Венец, 32.