

СИНТЕЗ, АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

Труды международной
«Конференции по логике, информатике,
науковедению»
(17–18 мая 2007 года)

Том 3

Ульяновск 2007

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

**SYNTHESIS, ANALYSIS
AND DIAGNOSIS
OF ELECTRONIC CIRCUITS**

Works of international « Conference on logic, informatics and
humanities »

Ulyanovsk 2007

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

СИНТЕЗ, АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

Труды международной
«Конференции по логике, информатике,
науковедению»
(17–18 мая 2007 года)

Том 3

Ульяновск 2007

УДК 516.7.24/25+519.873

Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Труды международной «Конференции по логике, информатике, науковедению – КЛИН-2007» (г. Ульяновск, 17–18 мая 2007 г.) / Ульяновск: УлГТУ, 2007. – Том 3. – 280 с.

ПРОГРАММА ПЛЕНАРНОГО ЗАСЕДАНИЯ

Приветственное выступление ректора УлГТУ

- **Горбоконеко Александр Дмитриевич**

Синергетика и вычислительный интеллект

- **Ярушкина Надежда Глебовна**

Проректор по НР УлГТУ

История открытия логического моделирования дискретных устройств

- **Левин Виталий Ильич**

Профессор ПГТА

Традиция как ценность науки и культуры

- **Волков Михаил Павлович**

Профессор УлГТУ

Новые подходы к анализу и синтезу устройств на основе неоднородных RC-элементов с распределенными параметрами

- **Ушаков Петр Архипович**

Профессор ИжГТУ

Физика инверсных средств: новые горизонты в науке

- **Браже Рудольф Александрович**

Профессор УлГТУ

Редакционная коллегия:

Вельмисов П.А.,

Волгин Л.И.,

Миронов Г.Ф.,

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

Шишкин В.В.,

Ярушкина Н.Г.,

Почкайло Н.А. (ответственный секретарь).

ISBN

© Авторы, 2007

Уважаемые коллеги, дорогие друзья!

Сердечно поздравляю всех участников и гостей 11-й Международной научно-технической «Конференции по логике, информатике, науковедению». Конференция посвящается 50-летию Ульяновского Государственного Технического университета.

Ульяновский Государственный Технический университет – высшее учебное заведение с богатой историей, стабильным настоящим и перспективным будущим.

Политехнический институт, открытый Постановлением Совета Министров РСФСР 6 сентября 1957 года, всегда отвечал потребностям народного хозяйства в подготовке инженерных кадров, успешно сочетая фундаментальные начала высшего образования с применением полученных знаний на практике.

Ульяновский Государственный Технический университет сегодня – крупнейшее высшее учебное заведения Поволжья. Он по праву является центром образования, науки и культуры Ульяновской области.

В его составе 8 факультетов, Институт авиационных технологий и управления, Димитровградский институт технологии, управления и дизайна, Центр дополнительного профессионального образования, Институт дистанционного образования, Открытая школа бизнеса.

Проведение 11-й по счету «Конференции по логике, информатике, науковедению» свидетельствует о ее значимости. Сложился устойчивый круг ее участников, в том числе и зарубежных. Вопросы высокопроизводительных аналоговых методов, средств преобразования и обработки аналоговой информации, развитие логико-алгебраической теории, систем автоматизированного проектирования и искусственного интеллекта, проблемы математического моделирования систем, процессов и явлений – в центре обсуждения на конференции. Важнейшей задачей конференции является обмен последними достижениями и установление творческих связей между специалистами, работающими в указанных сферах. Смешанная форма проведения конференции (очная и заочная) позволяет привлекать широкий круг участников и наметить перспективы развития научной мысли.

Дорогие друзья, сердечно желаю Вам творческих успехов, интересных докладов и плодотворных результатов работы конференции.

Ректор университета,
Заслуженный работник высшей школы РФ,
Лауреат премии Правительства РФ, профессор



А.Д. Горбоконеко

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Г. Ф. Афанасьев, О. В. Афанасьева, А. Ю. Ревенков

В мире существует большое разнообразие источников энергии, преобразователей и генераторов со своими преимуществами и недостатками, которые определяют сферу их применения. Особенно широко распространены электромагнитные преобразователи – электрические генераторы, в которых механическая энергия преобразуется в электрическую. Такие преобразователи характеризуются такими преимуществами, как возможность получения больших мощностей, высоких напряжений. Вместе с тем они имеют такие недостатки, как высокая металлоемкость за счет железа магнитопроводов и многовитковых обмоток из меди. Одной из альтернатив таким устройствам являются твердотельные преобразователи, работающие на основе использования пьезоэффекта [1]. Они так же, как и электромагнитные преобразователи – обратимы, то есть могут преобразовывать механическую энергию в электрическую и наоборот [2]. Поэтому существуют и генераторы и двигатели, имеющие в конструкции своей преобразователи на пьезоэлементах [3–5].

При разработке пьезоэлектрических преобразователей с заданными параметрами (электрическими или механическими) необходимо в первую очередь выбрать пьезоэлемент с необходимыми характеристиками.

С целью определения возможностей использования отдельно взятых пьезоэлементов для решения поставленных задач авторами были проведены экспериментальные исследования характеристик пьезокерамических элементов, в качестве которых использовались образцы цилиндрической формы с высотой и диаметром по 5 миллиметров, работающих на сжатие.

В пьезогенераторах электрического напряжения, преобразующих механическую энергию в электрический сигнал, могут быть использованы различные виды деформации (чаще всего изгибные) [5]. Однако, при изгибах, как любой самый прочный материал, пьезоэлемент испытывает усталость и не допускает перегрузки. В таком случае надежность изделия может быть существенно выше, если использовать деформацию сжатия. С этой целью и были выбраны пьезоэлементы цилиндрической формы.

Конструкция экспериментальной установки приведена на рис. 1.

С помощью спускового устройства 3 груз P поднимаем на фиксированную высоту, и при спуске осуществляется кратковременное сжатие пьезоэлемента 1 с силой F .

Зависимости среднего значения напряжения, возникающего на

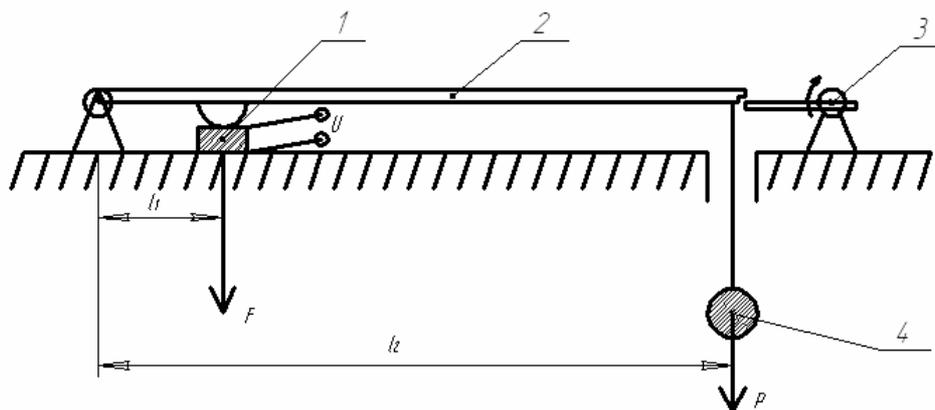


Рис. 1. Вид стенда для снятия зависимости $U=f(F)$

U – напряжение на обкладках пьезоэлемента; F – сила кратковременного сжатия пьезоэлемента; 1 – пьезоэлемент; 2 – рычаг; 3 – спусковое устройство; 4 – груз

обкладках (торцах) одного пьезоэлемента от приложенной силы $F=(P \cdot l_2)/l_1$, приведены на рис. 2. Усреднения проведены по результатам десяти измерений. На рис. 3 приведены зависимости напряжения, снимаемого с двух последовательно соединенных пьезоэлементов.

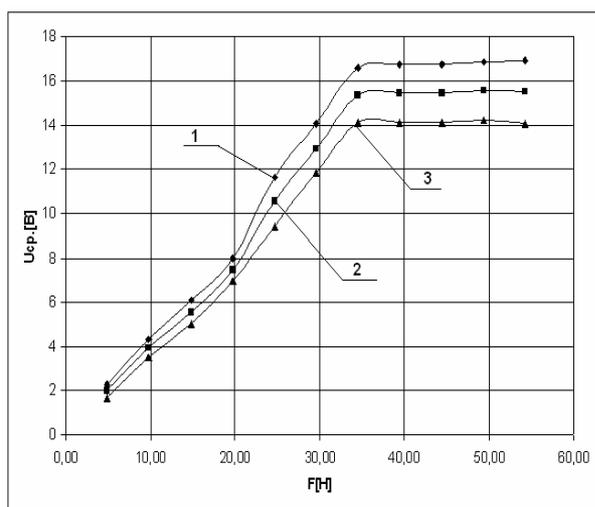


Рис. 2. Зависимости $U=f(F)$ для одного пьезоэлемента
1 – график $U_{ср} + \sigma$; 2 – график $U_{ср}$;
3 – график $U_{ср} - \sigma$

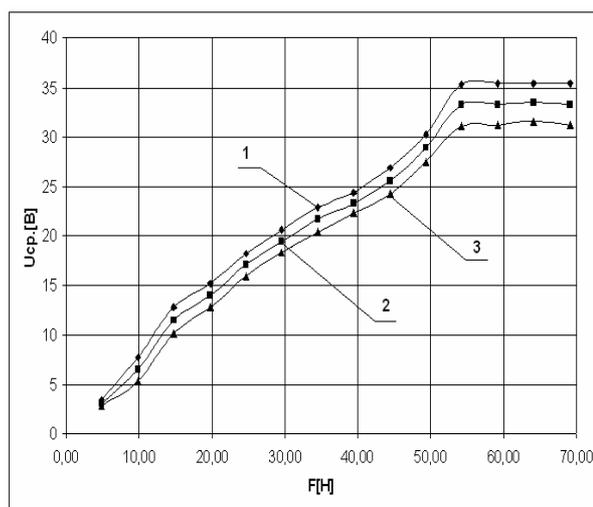


Рис.3. Зависимость $U=f(F)$ для двух пьезоэлементов
1 – график $U_{ср} + \sigma$; 2 – график $U_{ср}$;
3 – график $U_{ср} - \sigma$

Как видно из графиков один пьезоэлемент может быть эффективно использован при диапазоне сил сжатия от 5 Н до 35 Н.

Увеличивая число пьезоэлементов до N при их последовательном соединении можно получить достаточно высокие напряжения (15V и более вольт).

При разработке пьезоэлектрического преобразователя проведенные исследования позволят сделать выбор его параметров (числа пьезоэлементов, выходного напряжения, силы сжатия и др.).

Литература

1. Пьезорезонансные датчики. М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Рыбаков А.А. Осцилляторный пьезотрансформатор двигателя внутреннего сгорания. Реферат изобретателя РФ по заявке 2000113040/06, кл. F02B71/04. Дата публикации 2001.06.20.
3. Рыбаков А.А. Пьезомультипликаторное преобразование видов энергии. Реферат изобретателя РФ по заявке 2000127992/06, кл. F02B71/00. Дата публикации 2002.10.27.
4. Рыбаков А.А. Способ пьезогидродинамического преобразователя видов энергии. Реферат изобретателя РФ по заявке 20001130112, кл. F03G7/04. Дата публикации 2003.11.20.
5. Патент РФ №2113757 Пьезоэлектрический генератор постоянного тока / Самойлов В.М., Чечняев В.М.– 1998.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент кафедры «Радиотехника» УлГТУ. Тел. (8422) 43-91-02 (раб.), (8422) 43-13-09 (дом.)

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка радиотехнического факультета УлГТУ.

Ревенков Анатолий Юрьевич – магистрант кафедры «Радиотехника» УлГТУ.

НОВЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ НА ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ

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

Представители мировой науки и техники находятся в постоянном поиске новых нетрадиционных источников энергии, в первую очередь – электрической [1,2]. На основе анализа научных публикаций, посвященных проблемам энергетики, в ближайшее время можно ожидать появления высокоэффективных преобразователей, построенных на постоянных магнитах (ПМ). В 1995 году японский изобретатель Ясунори Такахашаи на выставке в Лондоне продемонстрировал одно из первых промышленных применений источника энергии на ПМ [3].

В настоящее время многих специалистов связывают большие надежды на перспективы расширения сферы использования этого типа преобразователей во многих отраслях, как генераторов, так и двигателей – особенно в энергетике, автомобилестроении, связи и т.д. Международная электрическая компания TESLA и компания Лучшие Мировые Технологии

(BWT) развивает технологию, использующую двигатель на ПМ, который будет вращать наиболее эффективный генератор в мире.

Использование ПМ позволит построить обратимый преобразователь спаренный двигатель-генератор, что особенно удобно при разработке энергоустановок для электромобилей и других подвижных экологически чистых средств.

В докладе были представлены модели генераторов и двигателей, построенных на основе ПМ, в частности – магнитоэлектрический генератор с кольцеобразными ПМ и ферритовым сердечником, собранный по схеме, приведенной на рис. 1.

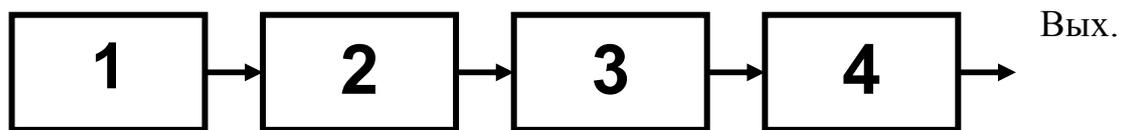


Рис. 1 Схема магнитоэлектрического генератора на ПМ: 1 – генератор внешнего запуска; 2 – трансформатор с ПМ; 3 – выпрямитель; 4 – преобразователь напряжения.

Как показали исследования, особенностью такого генератора является то, что до определенного порога мощности генератора запуска трансформатор с ПМ работает в режиме трансформации, т.е. КПД преобразователя по мощности меньше единицы. При превышении определенного порога, который легко определяется по характеристикам трансформаторного режима методом экстраполяции, КПД преобразователя становится больше единицы и растет с увеличением мощности сигнала на входе на несколько единиц. Такое явление происходит за счет прямого преобразования энергии поля постоянных магнитов, являющихся элементами магнитопровода трансформатора в электрическую. Это позволяет снимать часть мощности с выхода и, используя обратную связь, подать на вход. В таком случае внешний источник запуска может быть отключен, а при выполнении условий баланса фаз и амплитуд, преобразователь начинает работать в режиме автогенерации. Это означает, что подобное устройство может работать в режиме автономного источника питания, широта применения которого безгранична, в том числе в ретрансляторах волоконно-оптических линий связи. Вместе с тем, к особенностям можно отнести и то, что, работая на высоких частотах (десятки кГц), выходная мощность на может быть использована обычными потребителями, работающими на промышленных частотах, а только с использованием дополнительных преобразователей.

Область применения несколько ограничивается за чет большой массы (магниты, магнитопровод и обмотки из медного провода имеют достаточно большой вес, особенно при больших требуемых мощностях).

В докладе приведены результаты экспериментальных исследований зависимости КПД преобразователя мощности от частоты, величины нагрузки, выходной мощности и энергии магнитного поля ПМ. Последняя характеристика измерялась путем увеличения числа дисковых магнитов. С увеличением числа магнитов в цепи наблюдается рост коэффициента преобразования мощности. Вместе с тем, увеличение числа ПМ требует увеличение мощности возбуждения. Это связано с необходимостью поддержания постоянства коэффициента модуляции магнитного потока в магнитопроводе. Повышение рабочей частоты генератора на ПМ позволяет увеличить отношение $d\Phi/dt$, что эквивалентно повышению выходной электродвижущей силы.

Литература

1. Дадышев В.Д. Новые методы извлечения и преобразования скрытой потенциальной энергии магнитного поля в кинетическую энергию и электроэнергию // Новая энергетика. – 2003. – № 4.
2. Дадышев В.Д. Явление прямого преобразования энергии магнитных полей постоянных магнитов в новые виды энергии // Новая энергетика. – 2004. – № 3.
3. Магнито-электрический генератор на основе кольцевого постоянного магнита. <http://www.ntpo.com/invention/invention2/24shtml>.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент каф. «Радиотехника» УлГТУ; тел. раб. 43-91-02; дом. 43-13-09;

Еремин Андрей Николаевич – инженер лаборатории УТВ и ТС УлГТУ; тел. (8422) 43-91-02; E-mail: ean@ulstu.ru;

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка РТФ УлГТУ.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Г. Ф. Афанасьев, А. Ю. Ревенков, О. В. Афанасьева

Устройства на пьезоэлементах характеризуются, в первую очередь, видом преобразования: или это преобразование электрической энергии в механическую, или наоборот. На практике чаще требуется получить на выходе преобразователя электрическую энергию – напряжение или ток. Пьезоэлектрические преобразователи, как источники, имея высокое

внутреннее сопротивление (для постоянного тока и низких частот), предпочтительнее использовать для получения напряжения, в том числе высокого.

Исходя из физических принципов работы пьезопреобразователей, габариты пьезоэлементов не могут быть значительных размеров. Они ограничиваются по площади несколькими квадратными сантиметрами или миллиметрами. Для достижения высокого переменного напряжения требуется большое число пьезоэлементов, которые при последовательном соединении могут обеспечить требуемые выходные характеристики (десятки, сотни и более вольт). При этом надо иметь для механических воздействий на групповой пьезоэлемент либо мощный источник, работающий на относительно высоких частотах, либо источник силовых воздействий с распределенными в пространстве силовыми ячейками.

Такая система может быть создана на основе ряда постоянных магнитов (ПМ), например, по контуру вращающегося диска и на статоре. Один ряд ПМ размещается на рычагах, под которыми на статоре находятся пьезоэлементы (это может быть и два ряда столбцом), второй ряд – с чередующейся полярностью – на роторе. При прохождении одних ПМ под другими (или между ними), за счет чередующихся полярностей они будут взаимодействовать между собой, притягиваясь или отталкиваясь, и посредством рычагов оказывать циклическое силовое воздействие на пьезоэлемент.

Напряжение и частота выходного сигнала будет определяться числом элементов, скоростью вращения и величиной силы. Последнее зависит от выбора магнитной системы: вида магнитов, их магнитных свойств, числа ячеек и размеров рычажных элементов.

С целью осуществления выбора конструкции преобразователя, размеров рычажных элементов при наличии номенклатурного ряда ПМ были произведены экспериментальные исследования силовых характеристик ряда ПМ. В экспериментах использовались кольцевые ферритовые ПМ с различными габаритными и магнитными характеристиками (рис. 1).

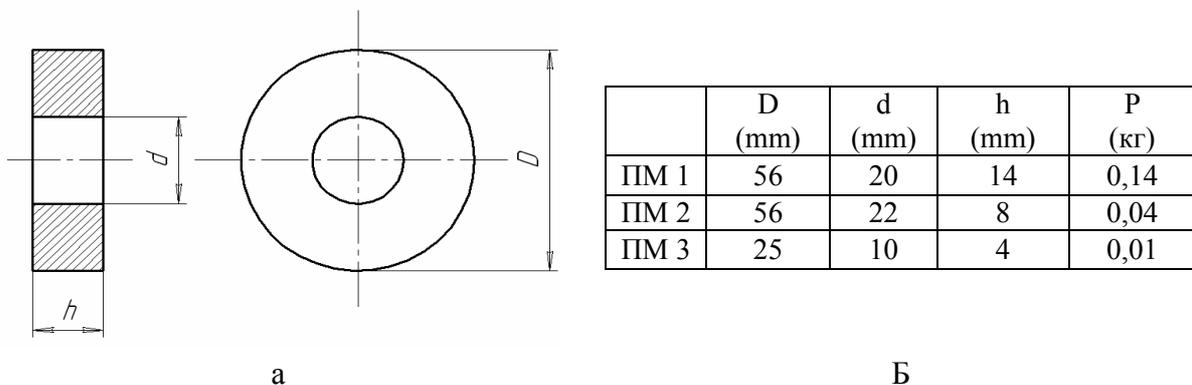


Рис. 1. Форма и габаритные размеры исследованных ферритовых ПМ

При исследовании были сняты зависимости F – силы притяжения и отталкивания для магнитных систем, приведенных на рис. 2.

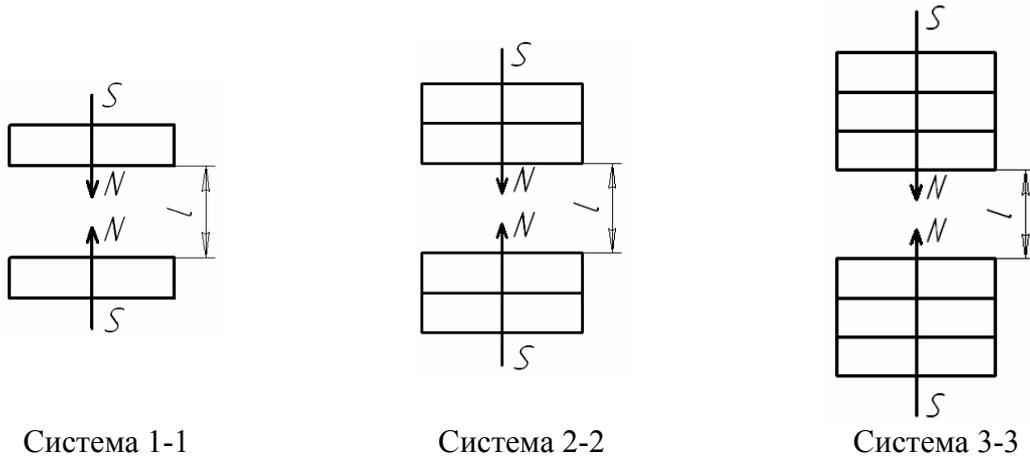


Рис. 2. Системы ПМ, исследуемые на отталкивание

На рис. 3 представлены зависимости F – силы отталкивания ПМ от расстояния между ними.

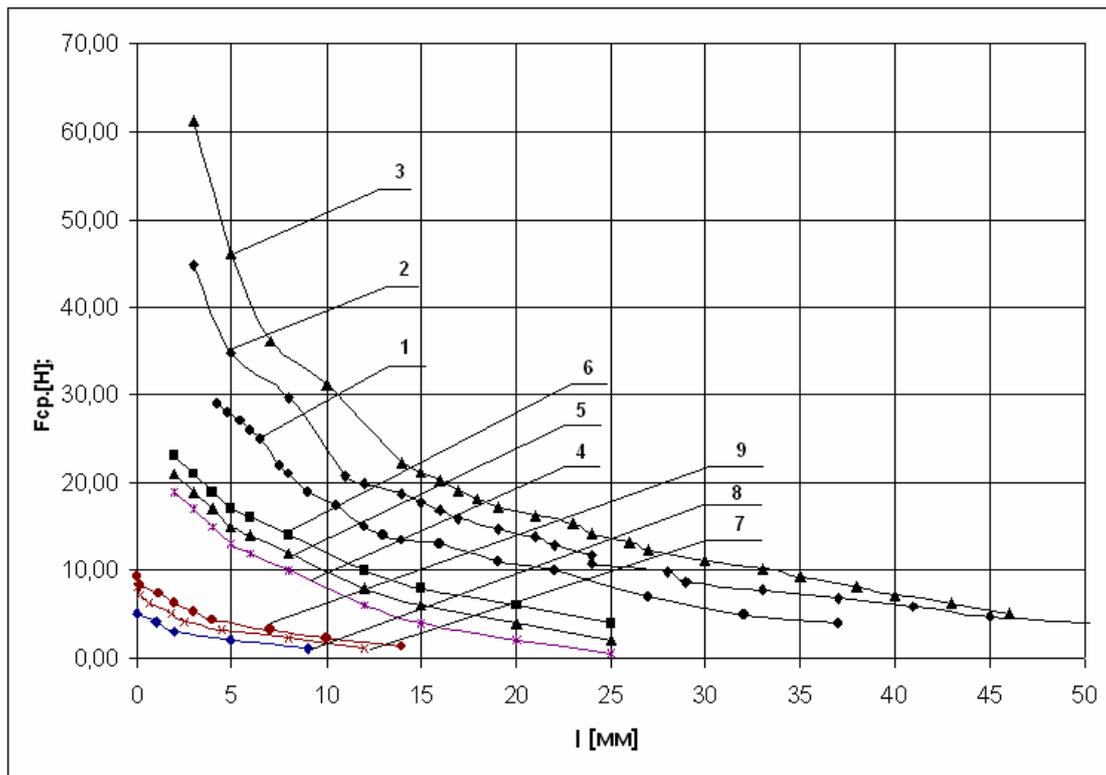


Рис. 3. Экспериментальные зависимости $F = f(l)$:

- 1 – зависимость для системы 1-1 ПМ1; 2 – зависимость для системы 2-2 ПМ1;
- 3 – зависимость для системы 3-3 ПМ1; 4 – зависимость для системы 1-1 ПМ1;
- 5 – зависимость для системы 2-2 ПМ2; 6 – зависимость для системы 3-3 ПМ2;
- 7 – зависимость для системы 1-1 ПМ1; 8 – зависимость для системы 2-2 ПМ2;
- 9 – зависимость для системы 3-3 ПМ3

Графики построены по среднеарифметическим значениям результатов десяти измерений.

По результатам исследований можно определить как тип ПМ, так и конструктивные параметры блока механического преобразователя для выбранного типа пьезоэлектрического элемента.

Афанасьев Геннадий Федорович – к.т.н., доцент кафедры «Радиотехника» УлГТУ. Тел. (8422) 43-91-02 (раб.), (8422) 43-13-09 (дом.)

Афанасьева Ольга Владимировна – студентка радиотехнического факультета УлГТУ.

Ревенков Анатолий Юрьевич – магистрант кафедры «Радиотехника» УлГТУ.

СХЕМНОЕ ОТОБРАЖЕНИЕ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ НА ТРАНСКОНДУКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Р. И. Березуев, К. С. Горшков, В. В. Филаретов

Введение. Теоретический анализ реальной электрической цепи состоит из двух основных этапов – составления математической модели цепи (схемы, матрицы, графа и т.д.) и математического исследования этой модели на основе аналитических выражений для функций и характеристик цепи. Выбор математической модели фактически определяет выбор соответствующего метода анализа и расчета цепи. При описании схемы системой уравнений применяются матрично-численные методы. Если проводится анализ графа схемы или непосредственно схемы замещения, то используются символично-топологические или схемно-символьные методики. В случае комбинированного подхода к анализу символьные методы обыкновенно находятся в зависимом положении по отношению к матричным методам. Так, например, решение системы линейных уравнений с помощью графов *Коутса* (графов матриц) [1] сводится в конечном итоге к применению формул *Крамера*. Рассмотрим возможность решения системы линейных уравнений в символьном виде, минуя использование правила *Крамера*, на основе ее представления электрической цепью в цифровом и аналоговом виде.

Решение системы уравнений методами матриц и графов. В матричной форме линейную систему уравнений можно записать как

$$AX=B \tag{1}$$

где X и B – матрицы векторы задающих и искомых переменных системы, а A – квадратная матрица ее эквивалентных параметров [2].

Любую квадратную матрицу в системе (1) можно отобразить направленным взвешенным графом, число вершин которого равно порядку матрицы, а каждая дуга с весом y_{ij} , направленная из j -ой вершины в i -ю, изоморфна ненулевому элементу матрицы, лежащему на пересечении j -го столбца и i -й строки [1].

На рис. 1,а изображена классическая структурная схема усилительного устройства с отрицательной обратной связью [3]. Здесь УП – усилительный преобразователь с коэффициентом усиления K , ОП – обратный преобразователь со стабильным коэффициентом передачи $\beta < 1$. На рис. 1, б и рис. 1,в соответственно представлены модели схемы в виде матрицы и графа Коутса, где $a_{12} = \beta$, $a_{21} = -K$, a_{11} и a_{22} – единичные коэффициенты.

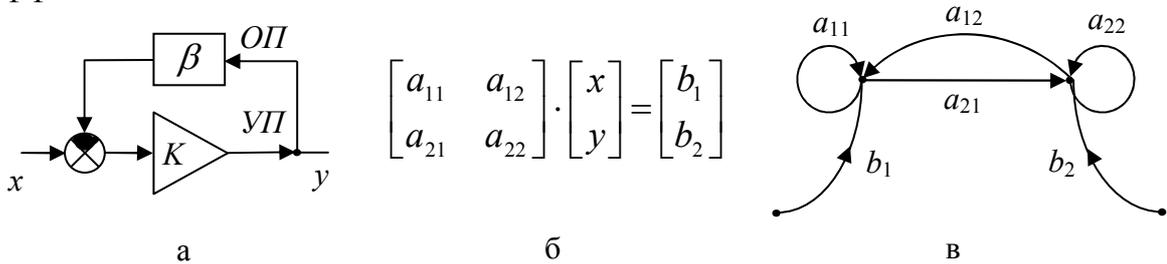


Рис. 1. Структурная схема усилителя с обратной связью (а), ее матрица (б) и граф (в)

Определим коэффициент передачи по напряжению схемы на рис. 1,а согласно формулам Крамера

$$S = \Delta_{12} / \Delta = (-a_{21}) / (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}). \quad (2)$$

Выполним решение с помощью графа Коутса этой схемы, представленного на рис. 1,в. Определитель графа рассчитывается по формуле

$$\det G = \sum_{i=1}^{\rho} (-1)^{\delta_q} \prod_{j=1}^n \varpi_q^j, \quad (3)$$

где n – число вершин графа (порядок матрицы); ρ – число факторов (подграфов, образованных множеством несовместимых контуров) графа с ненулевым весом; δ_q – декремент q -го фактора; ϖ_q^j – вес j -й дуги i -го фактора [1].

Для нахождения значения $S = \Delta_{12} / \Delta = \det G_{12} / \det G$ необходимо построить прямую производную G_{12} графа Коутса по дуге y_{12} , то есть граф, полученный из исходного путем вычеркивания всех дуг, входящих в 1-ю вершину и исходящих из 2-й, и с последующим совмещением вершин 1 и 2 по закорачиваемой дуге [1]. Определитель прямой производной G_{ab} с

точностью до знака совпадает со значением алгебраического дополнения Δ_{ab} матрицы. В нашем случае $\det G_{12} = -a_{21}$. Следовательно,

$$S = \Delta_{12} / \Delta = \det G_{12} / \det G = -a_{21} / (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}). \quad (4)$$

Покажем возможность решения системы линейных алгебраических уравнений по правилу Крамера, раскрывая определители функции цепи в схемно-алгебраическом виде.

Схемное отображение матрицы. Квадратную матрицу можно отобразить схемой с $n+1$ узлами [4]. Нумерация узлов схемы соответствует нумерации строк (столбцов) матрицы, а дополнительному узлу присвоен номер 0. Каждый диагональный элемент матрицы a_{ii} отображается на схеме источником тока, управляемым напряжением (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, равной a_{ii} , включенной между узлами i и 0. Каждый недиагональный элемент матрицы отображается одним и только одним ИТУН, при этом элементу a_{ij} соответствует ИТУН вида $(i,0)(j,0)$. Значение параметра ИТУН считается равным значению отображаемого с помощью него элемента матрицы. Для иллюстрации схемного отображения матрицы определим по правилу Крамера коэффициент передачи для схемы на рис. 1,а, раскрывая определители выражения $S = \Delta_{12} / \Delta$ в схемно-алгебраическом виде

$$y = \frac{\begin{vmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}} = \frac{\begin{vmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}}{1 \cdot 1 + \begin{vmatrix} \beta & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}} = \frac{(-1) \begin{vmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}}{1 + (-1) \begin{vmatrix} \beta & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & 0 \end{vmatrix}} = \frac{K}{1 + K\beta} \quad (5)$$

Любую квадратную матрицу можно рассматривать как матрицу коэффициентов некоторой системы уравнений, которая может иметь произвольную физическую природу. Важно, что системы линейных уравнений можно решать в символьном виде, минуя использование правила Крамера, на основе ее представления электрической цепью.

Схемное отображение системы уравнений. Подсоединение к схеме, отображающей матрицу, независимого источника, генератор которого включен между узлами i и 0 , а приемник между узлами j и 0 , соответствует удалению i -й строки и j -го столбца матрицы. Это равносильно приданию элементу a_{ij} матрицы статуса неудаляемого элемента [5]. Обратим внимание на то, что элемент a_{12} в матрице числителя (2) имеет статус неудаляемого элемента, поскольку его удаление приводит к вырождению матрицы. Этому элементу в числителе выражения (5) соответствует ИТУН $1U_y$, который фактически является НУИ (удаление ИТУН $1U_y$ приводит к вырождению схемы числителя).

Рассмотрим пример нахождения коэффициента передачи S_{12} полной электрической схемы на трех узлах, схемная и матричная модели которой представлены на рис. 2,а (без источника тока J и приемника напряжения U) и рис. 2,б соответственно. Для решения поставленной задачи без применения правила Крамера осуществим схемное отображение, как матрицы, так и вектора правой части. Для определения коэффициента S_{12} следует подключить независимый источник тока ($J=b_1$), между узлами 1 и 0, и рассчитать выражение для напряжения U ($U=y$) подключенного к узлам 2 и 0 (рис. 2,а). На основе метода схемных определителей [6] символическое выражение отклика находится по формуле:

$$U = (\Delta N / \Delta D) J \quad (6)$$

где ΔN , ΔD – определители схем, отображающих числитель и знаменатель соответственно.

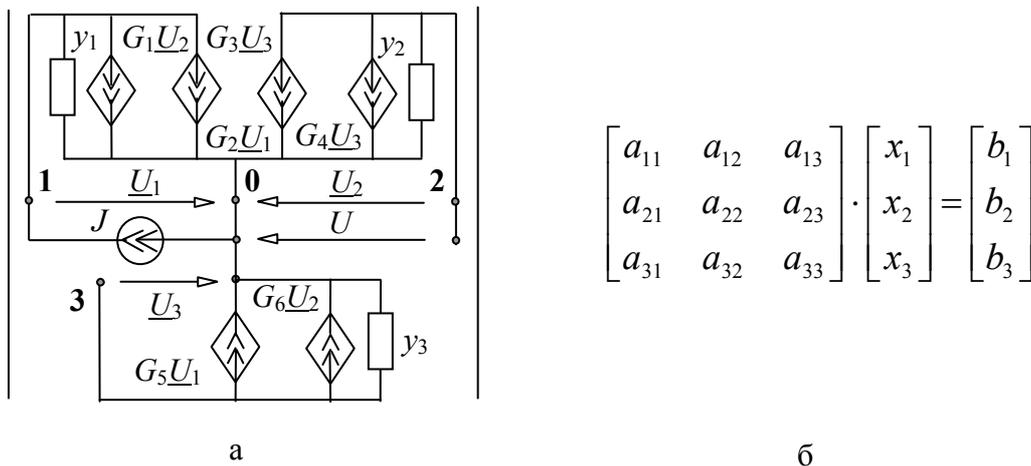


Рис. 2. Модели линейной электрической цепи: схема (а) и матрица (б)

Найдем коэффициент передачи схемы, используя метод схемных определителей [6] или программу символического анализа и диагностики электрических цепей *SCAD* (<http://www.levul.org/sm/symbolic.htm>) [7].

$$S_{12} = \frac{\Delta N}{\Delta D} = \frac{G_4 G_5 - G_3 y_3}{y_1 (y_2 y_3 - G_4 G_6) + G_1 (-G_3 y_3 + G_4 G_5) + G_2 (G_3 G_6 - G_5 y_2)}. \quad (7)$$

В случае если система линейных уравнений задана графом *Коутса*, ее можно решить аналогично, что следует из взаимно однозначного соответствия матрицы и графа *Коутса*. Петли графа будут соответствовать проводимостям, а дуги – ИТУН, или инвертирующим усилителям. Возможность символьного решения систем уравнений графов *Коутса* предложенным методом реализована в программе SCAD. Подключение источника тока, как показано на рис. 3, и нахождение U позволяет получить выражение для коэффициента передачи S_{12} соответствующее формуле (7)

$$S_{12} = \frac{a_{23}a_{31} - a_{21}a_{33}}{a_{11}(a_{22}a_{33} - a_{23}a_{32}) + a_{12}(-a_{21}a_{33} + a_{23}a_{31}) + a_{13}(a_{21}a_{32} - a_{22}a_{31})}. \quad (8)$$

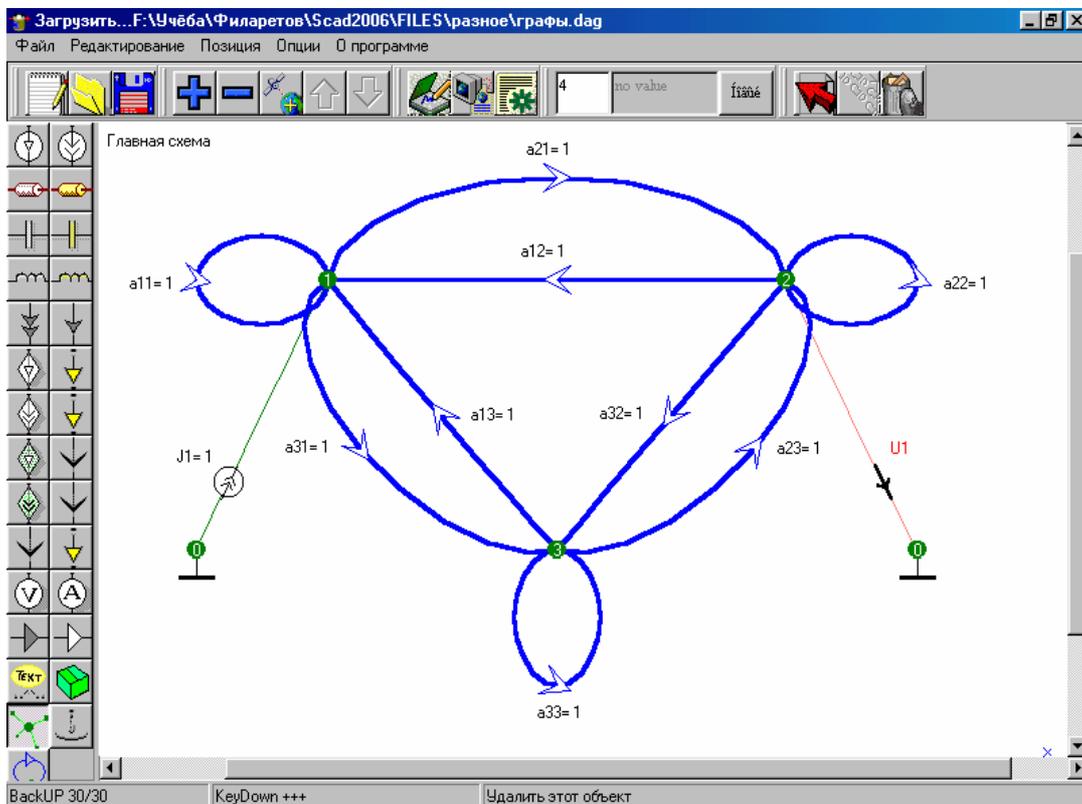


Рис. 3. Нахождение коэффициента передачи схемы, представленной графом *Коутса* в системе SCAD

Транскондуктивная реализация системы уравнений. Схемное отображение системы уравнений, позволяя избежать применения правила *Крамера*, обеспечивает ее решение в аналоговом виде. Так как решение системы линейных уравнений в символьном виде основывается на ее представлении в виде схемы на ИТУН, следовательно, в качестве моделирующего элемента могут использоваться не операционные усилители, как в традиционном аналоговом моделировании [8], а транскондуктивные усилители [3, 9].

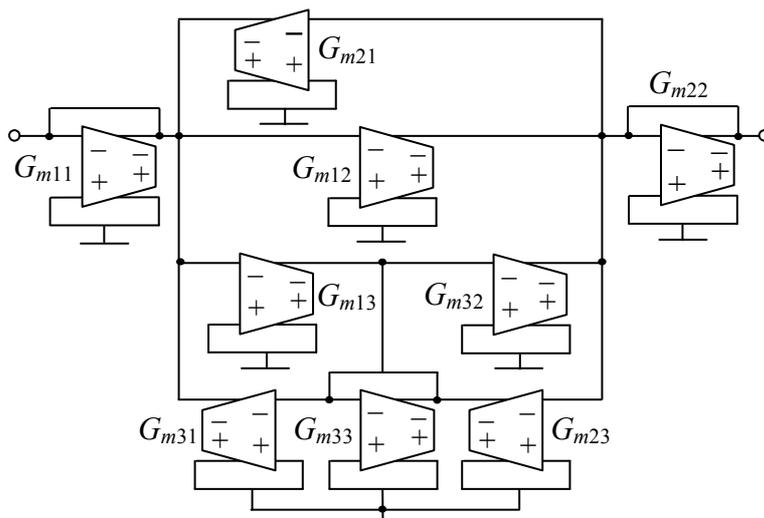


Рис. 4. Схемное отображение системы уравнений на транскондуктивных усилителях

Значение коэффициента передачи реализованной схемы, находится посредством программы *SCAD*:

$$S = G_{m23}G_{m31} - G_{m21}G_{m33} / [G_{m11}(G_{m22}G_{m33} - G_{m23}G_{m32}) + G_{m12}(-G_{m21}G_{m33} + G_{m31}G_{m23}) + G_{m13}(G_{m21}G_{m32} - G_{m22}G_{m31})]. \quad (10)$$

Элементы G_{m11} , G_{m22} , G_{m33} – являются транскондуктивными усилителями реализованными как резисторы, соответствующие элементам проводимости на рис. 3,а, и петлям графа *Коутса*, а G_{m12} , G_{m13} , G_{m21} , G_{m23} , G_{m31} , G_{m32} – представляют из себя инвертирующие транскондуктивные усилители, соответствующие ИТУН на рис. 3,а и дугам графа.

Выводы. 1. Предложен метод схемного отображения системы линейных уравнений произвольной физической природы, без применения правила *Крамера*, обеспечивающий ее решение, как в цифровом, так и в аналоговом виде. Моделирующая схема содержит проводимости и ИТУН для получения результатов в численном или символьном виде, либо транскондуктивные усилители в случае аппаратной реализации. **2.** Метод расширяет возможности систем схемотехнического моделирования, позволяя решать задачи на графах и матрицах, решаемых до сих пор с помощью универсальных математических систем уровня *MathCAD*, *MathLab*, *Maple*, *Mathematica* и др.

Литература

1. Coates C.L. Flow-graph solution of linear algebraic equations // IRE Trans. Circuit Theory. – 1959. – Vol. 6. – P. 170–187.
2. Трохименко Я.К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. – М.: Советское радио, 1972. – 212 с.

3. Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Реализация структурных схем высокостабильных усилительных устройств на базе транскондуктивных усилителей. // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ. – 2006. – Т. 3. – С. 28–37.

4. 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.

5. Филаретов В.В. О взаимосвязи схемного и матричного определителей // Системы искусственного интеллекта: алгоритмы обработки и модели: Тр. международ. конф. КЛИН–2002. – Ульяновск: УлГТУ. – 2002. – Т. 4. – С. 85–93.

6. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.

7. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шейн Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей. // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ. – 2005. – Т. 3. – С. 3–11.

8. Тетельбаум И.М., Шнейдер Ю.Р. Практика аналогового моделирования динамических систем: Справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 384 с.

9. Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Алгоритм транскондуктивной реализации структурных схем высокоточных усилительных устройств с аддитивной коррекцией погрешности // См. настоящий сборник.

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>

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск» <http://www.levul.org>. Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52-87-13. e-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. E-mail: vvfil@mail.ru

АЛГОРИТМ ТРАНСКОНДУКТИВНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ВЫСОКОТОЧНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С АДДИТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ

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

Структурные схемы усилительных устройств с аддитивной коррекцией погрешности. В проектировании радиоэлектронных средств для эскизного анализа и синтеза схем часто используются структурные схемы электрических цепей. Структурная схема отображает физические связи между реальными элементами цепи или системы, определяющие информационные, функциональные и энергетические преобразования сигналов [1–3]. Структурные схемы являются по существу языком инженера-проектировщика электронной аппаратуры. Они активно используются на всех трех основных этапах проектирования: систематическом, схемотехническом и конструкторском. Например, на рис. 1 изображена структурная схема усилителя с аддитивной коррекцией погрешности [3].

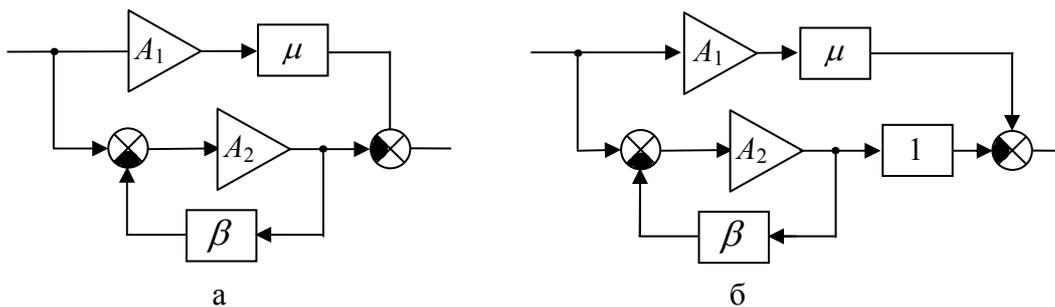


Рис. 1. Структурная схема усилителя с аддитивной коррекцией погрешности

В усилителях с аддитивной коррекцией погрешности с помощью дополнительного (корректирующего) канала формируется сигнал ошибки, который в качестве аддитивной поправки вводится в основной канал (принцип двухканальности). Усилительные устройства с аддитивной коррекцией строятся по двухканальной схеме. Дополнительный (корректирующий) канал выделяет сигнал ошибки, который в качестве аддитивной поправки вводится в основной канал усилителя. Здесь повышение точности обеспечивается введением аппаратурной избыточности.

В качестве примера рассмотрим структурную схему усилительного устройства, представленную на рис. 1 [3], содержащую два неинвертирующих усилителя A_1 и A_2 с коэффициентами усиления $k_1 = k_0(1 + \delta_1)$ и $k_2 = k_0(1 + \delta_2)$, β и μ – коэффициенты передачи пассивных цепей, k_0 – номинальное значение коэффициентов усиления усилителей A_1 и A_2 . Здесь использованы два типа связей «вперед» (усилитель A_1 – μ) и

обратная связь (усилитель $A_2 - \beta$). Ниже представлены различные структуры усилителей данного класса [3]:

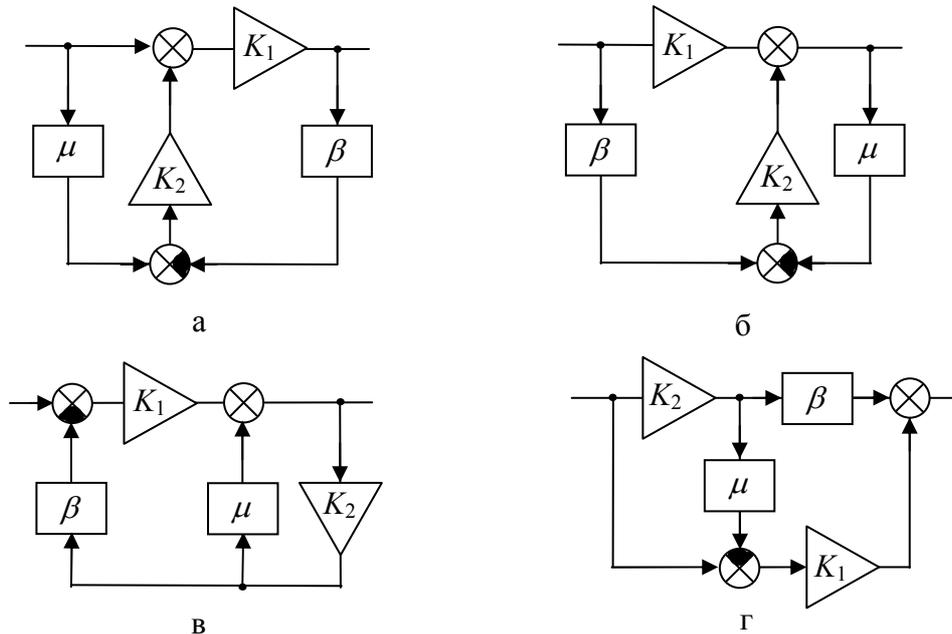


Рис. 2. Структурные схемы усилителей с аддитивной коррекцией

Отметим, что структуры на рис. 2,а–г содержат блок, коэффициент передачи которого равен единице, как это показано на рис. 1,б, но в большинстве случаев его специально не выделяют [3].

Ниже представлены выражения для коэффициентов передачи структурных схем на рис. 2,а–г.

$$S = \frac{K_1(1 + K_2\mu)}{1 + K_1K_2\beta}; \quad (1)$$

$$S = \frac{K_1 + K_2\beta}{1 + K_2\mu}; \quad (2)$$

$$S = \frac{K_1}{1 + K_1K_2\beta - K_2\mu}; \quad (3)$$

$$S = K_1 + K_2\beta - K_1K_2\mu. \quad (4)$$

Реализация структурных схем на операционных усилителях. Вопросы топологического синтеза на уровне структурных схем и схемных моделей электрических цепей достаточно полно изучены [1–3]. Однако следует отметить, что сам процесс проектирования, как и любая творческая деятельность, плохо поддается формализации, поэтому очень важно, чтобы переходы от одного этапа проектирования электронной аппаратуры к другому были максимально прозрачны и однозначны. К сожалению, это требование трудно выполнимо при реализации структурных схем электрическими схемами с использованием традиционных методов и элементной базы. Так, на рис. 3,а–г представлены реализации структурных схем рис. 2,а–г на базе операционных усилителей напряжения [3].

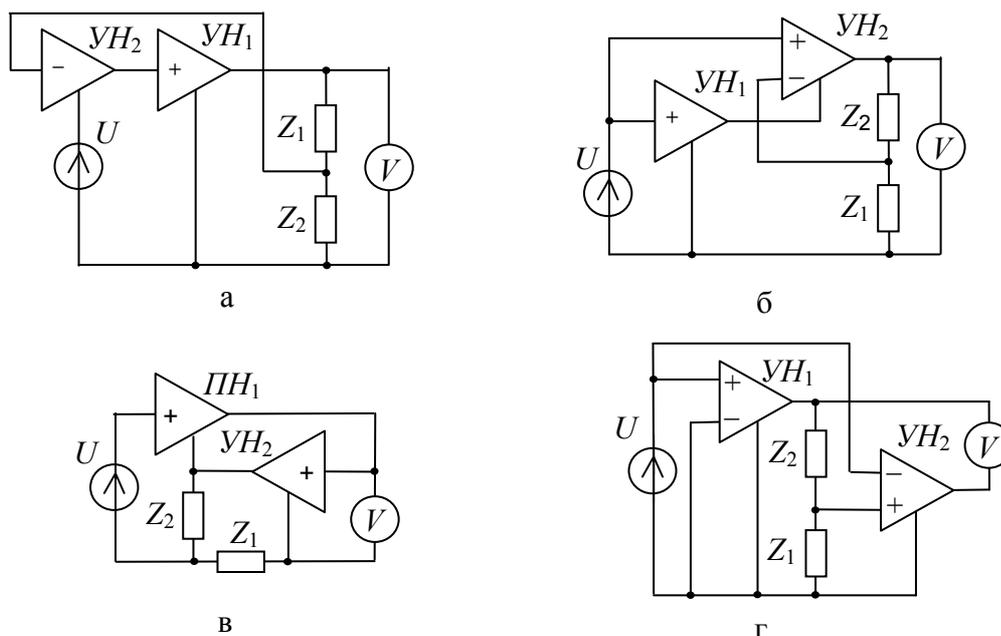


Рис. 3. Примеры усилителей с аддитивной коррекцией и с комбинированной обратной связью

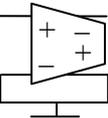
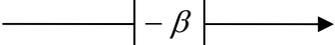
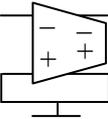
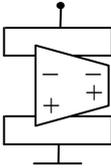
Главным недостатком существующего эвристического подхода к реализации следует признать отсутствие наглядности перехода от структурной схемы к схеме принципиальной. Более того, уже само использование традиционной прецизионной элементной базы неизбежно ведет к увеличению погрешности при реализации. Получившиеся в результате анализа схем на рис. 3,а–г выражения коэффициентов усиления, будут соответствовать выражениям (1) – (4) для исходных структурных схем лишь при выполнении условий настройки. Применение условий настройки необходимо даже в том случае, если влияние входных и выходных сопротивлений усилителей напряжения пренебрежимо мало. Схема усилителя на рис. 3,а будет соответствовать структурной схеме рис. 4,а при $\beta = Z_2 / (Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2)$ и $\mu = 1$ (условие настройки). Для схем на рис. 3,б–г справедливо $\mu = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$, и действительно условие настройки $\beta = 1$ [3] для соответствия схемам рис. 3,б–г.

Решение задач стоящих перед разработчиками высокотехнологичной электронной аппаратуры в условиях появления новой элементной базы требует создания новых схемотехнических методов проектирования [4, 5]. Одним из перспективных направлений является метод транскондуктивной реализации структурных схем усилительных устройств, описанный в [6, 7]. Обсуждаемый ниже алгоритм позволяет создавать схемы на современной элементной базе, коэффициент передачи которых будет идентичным коэффициенту передачи исходной структуры, без применения условий настройки. Важно подчеркнуть, что для метода транскондуктивной реализации пригодна любая структурная схема из множества разработанных к настоящему времени структур. Это позволяет

реализовать удачные схемы минувших лет на новом технологическом уровне, предъявляя соответствующие требования к элементной базе.

Алгоритм транскондуктивной реализации структурных схем. Элементы структурной схемы последовательно реализуются транскондуктивными усилителями согласно табл. 1 по следующему алгоритму: 1) проставляются основные узлы, соответствующие узлам и сумматорам структурной схемы; 2) помещается новый входной узел, обусловленный преобразованием источника тока к источнику ЭДС; 3) между входным узлом и новым входным узлом последовательно включается транскондуктивный усилитель, реализованный как единичная проводимость; 4) устанавливаются неинвертирующие транскондукторы соответствующие каналам структурной схемы с положительными параметрами; 5) устанавливаются инвертирующие транскондукторы соответствующие каналам обратной связи структурной схемы; 6) между основными узлами (за исключением входного) и базисными узлами включаются транскондукторы, реализованные как проводимости соответствующие узлам или сумматорам структурной схемы.

Таблица 1. Транскондуктивная реализация элементов структурной схемы

Элементы структурной схемы	Реализация на транскондуктивных усилителях
	Неинвертирующий усилитель 
Цепь обратной связи 	Инвертирующий усилитель 
Сумматор или узел 	Резистор 

Примеры транскондуктивной реализации. Согласно предложенному алгоритму проведем транскондуктивную реализацию структурных схем усилителей на рис. 2,а–г. В результате были получены схемы на рис. 4,а–г. Найдем коэффициенты передачи реализованных схем, используя метод схемных определителей [8] или программу *SCAD*

(<http://levul.org/sm/symbolic.htm>) [9, 10], и сравним результаты с коэффициентами усиления исходных структур.

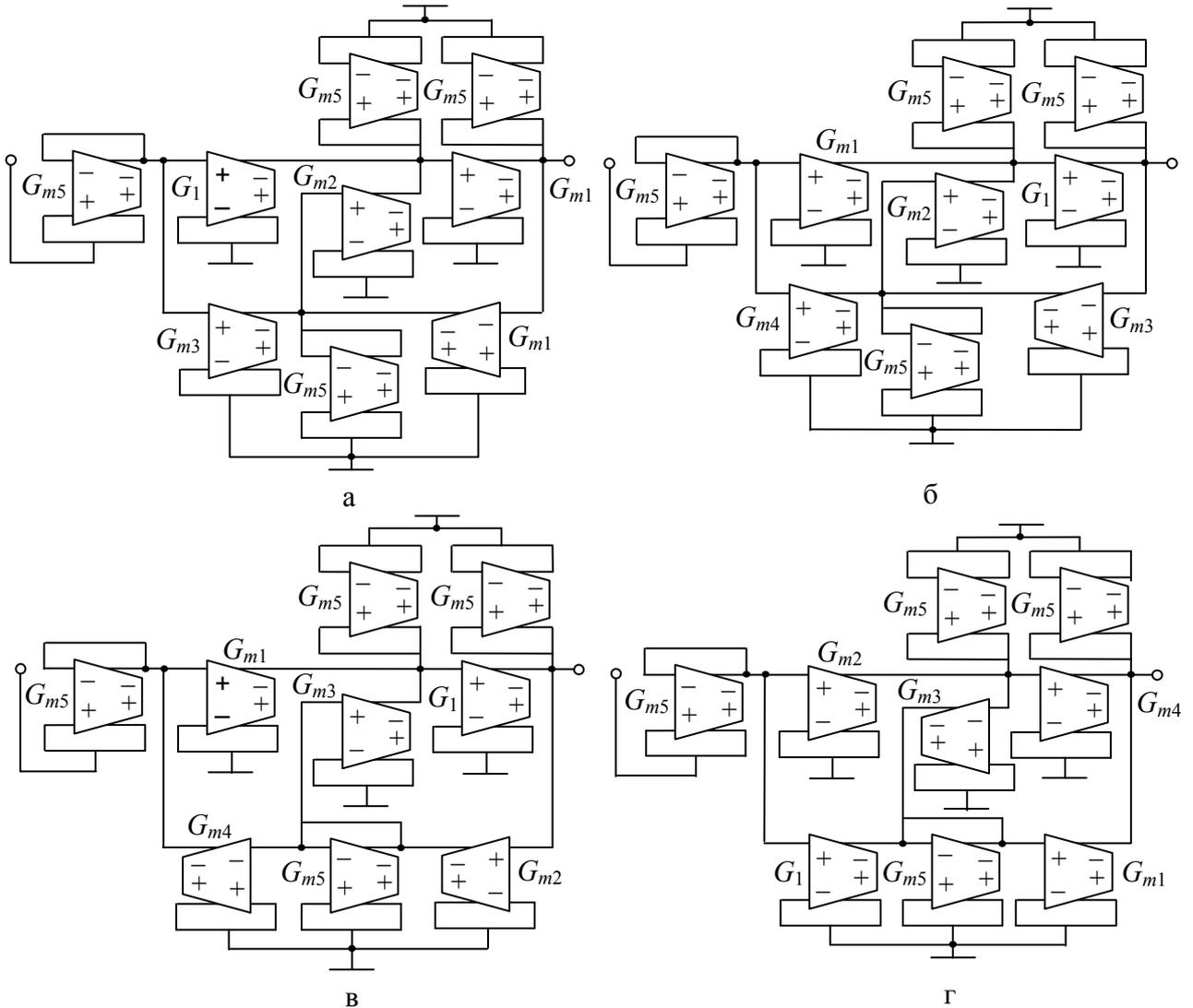


Рис. 4. Транскондуктивная реализация структурных схем усилителей

Для схем на рис. 4,а–г получаем соответственно:

$$U = \frac{G_{m1} G_{m5} (G_1 G_{m5} + G_{m2} G_{m3})}{G_{m1} G_{m2} G_{m4} G_{m5} + G_{m5}}; \quad (5) \quad U = \frac{G_1 (G_{m1} G_{m5} + G_{m2} G_{m4})}{G_1 G_{m2} G_{m3} + G_{m5} G_{m5} G_{m5}}; \quad (6)$$

$$U = \frac{G_1 G_{m1} G_{m5}}{-G_1 G_{m2} (-G_{m1} G_{m4} + G_{m3} G_{m5}) + G_{m5}}, \quad (7)$$

где $G_{m1} = K_1$, $G_{m2} = K_2$, $G_{m3} = \mu$, $G_{m4} = \beta$, $G_{m5} = g = 1$, $G_1 = 1$;

$$U = \frac{G_1 G_{m1} G_{m5} G_{m5} + G_{m2} G_{m5} (G_{m4} G_{m5} - G_{m1} G_{m3})}{G_{m5} G_{m5} G_{m5} G_{m5}}. \quad (8)$$

где $G_{m1} = K_1$, $G_{m2} = K_2$, $G_{m3} = \mu$, $G_{m4} = \beta$, $G_{m5} = g = 1$.

Полученные выражения (5)–(8) совпадают с формулами (1)–(5) для коэффициентов передачи усилителей на рис. 2,а–в.

Выводы. **1.** Предложенный алгоритм обеспечивает реализацию структурных схем на новой элементной базе – транскондуктивных усилителях, даруя «вторую жизнь» многим удачным структурным схемам минувших лет. **2.** В отличие от традиционных методов, метод транскондуктивной реализации позволяет получить коэффициент передачи схемы на транскондукторах, полностью идентичный коэффициенту передачи исходной структурной схемы, без применения условий настройки. **3.** Получены транскондуктивные реализации высокоточных усилительных устройств с аддитивной коррекцией погрешности.

Литература

1. Петров Б.Н. О построении и преобразовании структурных схем. – Известия ОТН АН СССР. – 1945. – № 12. – С. 1146–1162.
2. Stout T.M. A block-diagram approach to network analysis // Trans AIEE. – Pt. II: Application and Industry. – 1952. – Vol. 71. – P. 255–260.
3. Волгин Л.И. Топологические модели усилителей электрических сигналов.–Тольятти:Поволжский технологический ин-т сервиса,2002.–90 с.
4. Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб.: Наука, 1999. – 416 с.
5. Фурман И.И. Широкополосные операционные усилители типа «ОТА» // Электронные компоненты. – 1999. – №4. – С. 61–62.
6. Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Реализация структурных схем высокостабильных усилительных устройств на базе транскондуктивных усилителей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ. – 2006. – Т. 3. – С.28–37.
7. Березуев Р.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемное отображение системы уравнений на транскондуктивных усилителях // Настоящий сборник.
8. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
9. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей. // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ. – 2005. – Т. 3. – С. 3–11.
10. Горшков К. С. Разработка и реализация интернет-сайта «Символьный анализ и диагностика электронных цепей» // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ. – 2005. – Т. 3. – С. 41–46.

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск». Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52-87-13. e-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru; <http://www.levul.org>

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. E-mail: vvfil@mail.ru

ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВЗАИМОЗАМЕЩЕНИЕМ ВХОДОВ И ВЫХОДОВ АКТИВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Л. И. Волгин, Ф. А. Королев

При разработке электрических схем радиоэлектронных средств перед разработчиком встает задача выбора из всех возможных вариантов оптимального схемного решения (задача оптимального проектирования). Такая постановка задачи приводит к необходимости расширения класса эквивалентных электрических цепей и доказательства его полноты. В противном случае у разработчика всегда остается неуверенность в том, что выбранный им схемный вариант действительно является оптимальным.

Эффективным средством расширения классов эквивалентных электрических цепей, установления взаимосвязей (топологических и аналитических) между схемами и синтеза новых схем являются различного вида топологические преобразования [1, 2], инвариантные относительно параметров или части параметров исходной (порождающей) схемы.

В отличие от эквивалентных топологических преобразований, используемых в задачах анализа электрических цепей (преобразование многолучевой звезды в эквивалентный многоугольник и обратно, различные способы свертывания электрических схем) рассматриваемые здесь топологические преобразования используются для генерации (размножения) и синтеза новых конфигураций схем электрических цепей (ЭЦ) с целью определения и выбора оптимальной.

Дополняющее топологическое преобразование. Используется в классе потенциальных схем, основано на методе дополняющих цепей (*A*-преобразование) и предложено в [3]. Данное топологическое преобразование предусматривает взаимозамещение входных зажимов трехполюсников.

Две электрические цепи с коэффициентами передачи T и \bar{T} являются дополняющими при $T + \bar{T} = 1$. Если порождающая цепь с коэффициентом

передачи по напряжению T является трехполюсником с общим 1 и входным 3 зажимами (рис. 1,а и рис. 2,а), то цепь с коэффициентом передачи $\bar{T} = 1 - T$ может быть получена взаимозамещением зажимов 1 и 3

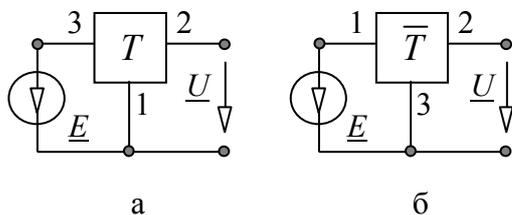


Рис. 1

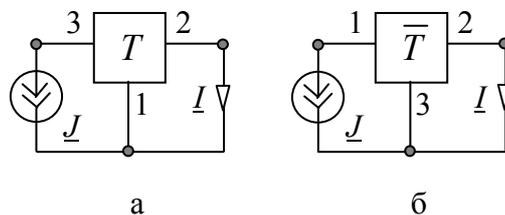


Рис. 2

этого же трехполюсника (рис. 1,б и рис. 2,а). При этом зажим 3 в полученной схеме является общим.

Для доказательства этого утверждения найдем \underline{K}_1 и \underline{K}_2 в схемно-алгебраическом виде, используя метод схемных определителей [4, 5]

$$\underline{K}_1 = T = \frac{N_1}{D_1}, \quad \underline{K}_2 = 1 - T = \frac{N_2}{D_2}, \quad (1)$$

где N_1 и N_2 – определители схем на рис. 3,а и рис. 3,б, образованных из исходных схем (рис. 1) путем замещения генератора и приемника напряжения генератором и приемником неудаляемого управляемого источника (НУИ) соответственно; D_1 и D_2 – определители схем на рис. 4,а и рис. 4,б, полученных в результате нейтрализации генератора и приемника напряжения.

Необходимо доказать, что $\underline{K}_1 + \underline{K}_2 = 1$. С учетом (1) получим

$$N_1 D_2 + N_2 D_1 = D_1 D_2. \quad (2)$$

Как видно из рис. 4, $D_1 = D_2 = D$. Следовательно выражение (2) преобразуется к виду $N_1 + N_2 = D$, которое является тождеством, доказанным в [6]. Аналогично это преобразование доказывается для токовых схем (рис. 2)

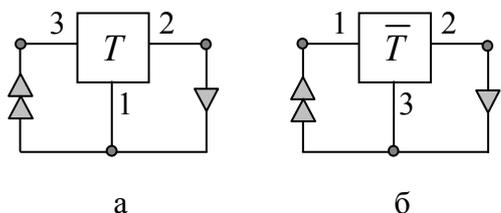


Рис. 3

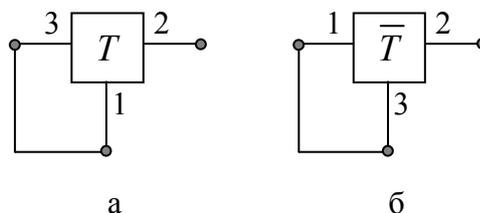


Рис. 4

Пусть для порождающего трехполюсника $T(p) = f(p)/V(p)$. Тогда для дополняющей цепи $\bar{T}(p) = 1 - T(p) = [V(p) - f(p)]/V(p)$. Отсюда

следует, что дополняющее топологическое преобразование является инвариантным относительно полюсов цепи (корней характеристического уравнения $V(p) = 0$). Инвариантность относительно коэффициента передачи не обеспечивается.

Использование дополняющего преобразования применительно к отдельным трехполюсникам, входящим в состав электрической схемы, позволяет получить новые схемы с сохранением коэффициента передачи цепи. Проиллюстрируем это на конкретных примерах.

Рассмотрим электрическую цепь по рис. 5,а, которая содержит дифференциальный усилитель УН с коэффициентом усиления k и трехполюсник с передачей T .

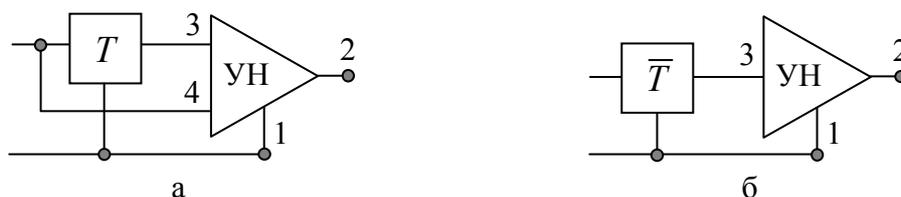


Рис. 5

Коэффициент передачи цепи $S = \pm k(1 - T)$. Здесь знак «плюс» соответствует случаю, когда зажим 3 является инверсным входом УН. Цепь с таким же коэффициентом передачи $S = \pm k(1 - T)$ может быть построена путем последовательного соединения дополняющего трехполюсника с передачей $\bar{T} = 1 - T$ и трехполосного усилителя УН с коэффициентом усиления $\pm k$ (рис. 5,б). В данном случае A -преобразование позволило от цепи, построенной на дифференциальном усилителе, перейти к эквивалентной цепи, построенной на трехполюсном усилителе.

В качестве другого примера рассмотрим цепь по рис. 6,а с коэффициентом передачи $S = k(F - T)$, где T и F есть коэффициенты передачи трехполюсников.

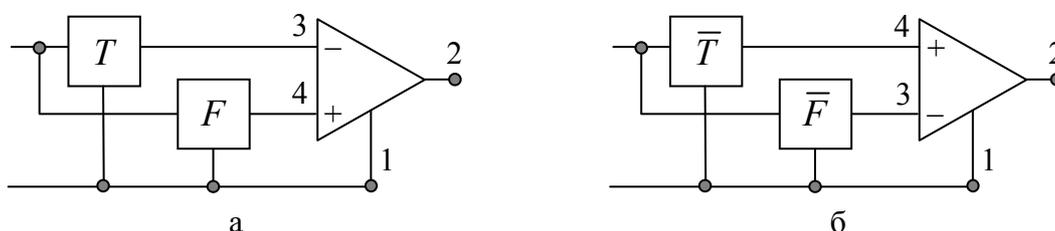


Рис. 6

Коэффициент передачи цепи не изменится, если вместо трехполюсников T и F включить дополняющие трехполюсники с $\bar{T} = 1 - T$ и $\bar{F} = 1 - F$ и осуществить инверсию знаков коэффициентов усиления

дифференциального УН. Действительно, для рис. 6,б $S = k(\bar{T} - \bar{F})$. Поскольку $\bar{T} = 1 - T$ и $\bar{F} = 1 - F$, то $S = k(F - T) = k(\bar{T} - \bar{F})$.

Комплементарное топологическое преобразование. Данный метод топологического преобразования (K -преобразование) в классе потенциальных цепей предложен в [7] и используется для преобразования активных цепей, содержащих управляемые источники, и предусматривает взаимозамещение выходных зажимов трехполюсников. Комплементарное преобразование не изменяет типа цепи.

Две электрические цепи с коэффициентами передачи T_1 и T_2 являются комплементарными если $(1/T_1) + (1/T_2) = 1$. Отсюда следует, что

$$T_1 = -T_2 / (1 - T_2); \quad T_2 = -T_1 / (1 - T_1). \quad (3)$$

Комплементарное топологическое преобразование справедливо для цепей, обладающих свойством однонаправленной передачи сигнала. В частности, к таким относятся электрические цепи, содержащие управляемые источники.

Из вышеизложенного следует правило получения комплементарных электрических цепей. Если порождающая цепь с коэффициентом передачи по напряжению T_1 является однонаправленным трехполюсником с общим 1 и выходным 2 зажимами (рис. 7,а), то цепь с коэффициентом передачи по напряжению $T_2 = -T_1 / (1 - T_1)$ может быть получена взаимозамещением зажимов 1 и 2 (рис. 7,б). Зажим 2 полученной схемы будет являться общим.

Если порождающая цепь с коэффициентом передачи по току T_1 является однонаправленным трехполюсником с общим 1 и выходным 3 зажимами (рис. 8,а), то цепь с коэффициентом передачи по току $T_3 = -T_1 / (1 - T_1)$ может быть получена взаимозамещением зажимов 1 и 3 (рис. 8,б). Зажим 3 в полученной схеме будет являться общим.

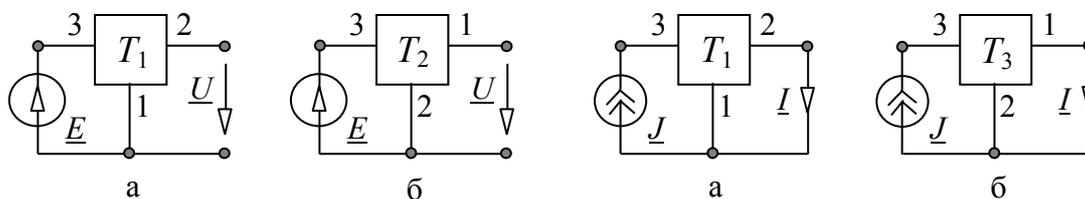


Рис. 7

Рис. 8

Если порождающий трехполюсник содержит дифференциальный усилитель, то в полученной после преобразования схеме необходимо инвертировать (изменить) знаки его коэффициентов передачи по инверсному и неинверсному входам.

Для доказательства этого утверждения найдем T_1 и T_2 в схемно-алгебраическом виде, используя метод схемных определителей [4, 5]

$$T_1 = N_1 / D_1, \quad T_2 = N_2 / D_2, \quad (4)$$

где N_1 и N_2 – определители схем на рис. 9,а и рис. 9,б, образованных из исходных схем (рис. 7) путем замещения генератора и приемника напряжения генератором и приемником неудаляемого управляемого источника (НУИ) соответственно; D_1 и D_2 – определители схем на рис. 10,а и рис. 10,б, полученных в результате нейтрализации генератора и приемника напряжения.

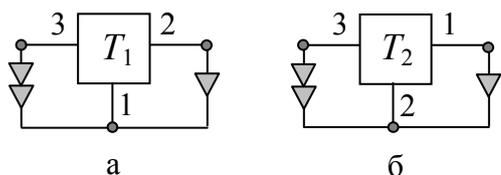


Рис. 9

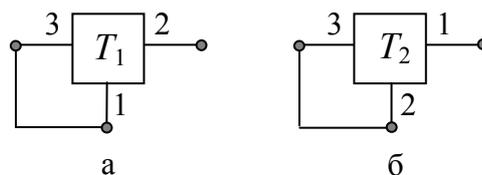


Рис. 10

Используя рис. 9 и 10, а также выражение (4) представим выражение (3) в схемно-алгебраическом виде

$$\frac{\left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_1 \\ \uparrow \\ 1 \end{array} \right|}{\left| \begin{array}{c} 3 \\ \circ \\ T_1 \\ \circ \\ 1 \end{array} \right|} = - \frac{\left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right| / \left| \begin{array}{c} 3 \\ \circ \\ T_2 \\ \circ \\ 2 \end{array} \right|}{1 - \left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right| / \left| \begin{array}{c} 3 \\ \circ \\ T_2 \\ \circ \\ 2 \end{array} \right|}$$

Преобразуем правую часть этого выражения. Для этого умножим числитель и знаменатель на величину D_2 . Получим

$$K_1 = - \left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right| / \left(\left| \begin{array}{c} 3 \\ \circ \\ T_2 \\ \circ \\ 2 \end{array} \right| - \left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right| \right)$$

Преобразуем числитель и знаменатель, разложив их по тождеству [6]

$$K_1 = - \left(\left| \begin{array}{c} 3 \\ \circ \\ T_2 \\ \circ \\ 2 \end{array} \right| - \left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right| \right) / \left| \begin{array}{c} 3 \\ \downarrow \downarrow \\ T_2 \\ \uparrow \\ 2 \end{array} \right|$$

Первое слагаемое в числителе равно нулю, т.к. закорочен выход трехполюсника. Во втором слагаемом в числителе сменим направление ГНУИ и ПНУИ. Знаменатель преобразуем по вышеуказанному тождеству

$$K_1 = \left| \begin{array}{c|c} \begin{array}{c} \text{---} \triangleright \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} & \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \\ \hline \left(\begin{array}{c|c} \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} & \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \\ \hline \begin{array}{c|c} \begin{array}{c} \text{---} \triangleright \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} & \begin{array}{c} \text{---} \text{---} \\ \text{---} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \end{array} \right)$$

Второе слагаемое в знаменателе равно нулю, т.к. невозможна обратная передача сигнала. Таким образом, получившееся выражение совпадает с коэффициентом передачи K_1 . Аналогично это преобразование доказывается для токовых схем (рис. 8).

Пусть $T_1(p) = f(p)/V(p)$. Тогда, согласно (3),

$$T_2(p) = -\frac{T_1(p)}{1-T_1(p)} = \frac{f(p)}{f(p)-V(p)}. \quad (5)$$

Равенство (5) показывает, что K -преобразование является инвариантным относительно нулей порождающей схемы.

Рассмотрим некоторые примеры. На рис. 11,а представлена схема операционного преобразователя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению [2] с коэффициентом передачи $S_1 = -kZ_2 / [(1+k)Z_1 + Z_2] \approx -Z_2 / Z_1$ (приближенное равенство выполняется при $k \gg 1$)

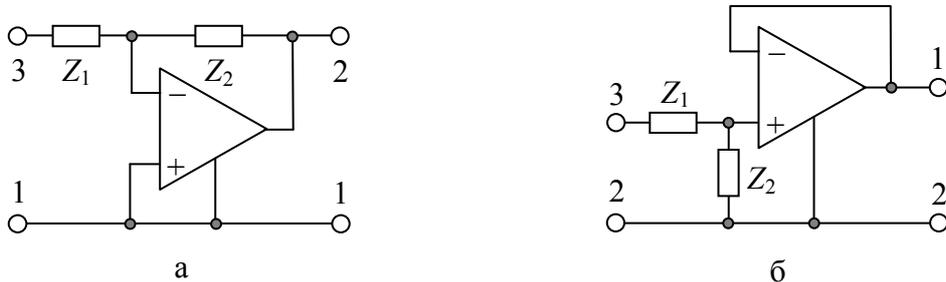


Рис. 11

Проведя K -преобразование, приходим к схеме $C_2 = K[C_1]$ по рис. 11,б, для которой $S_2 = kZ_2 / (1+k)(Z_1 + Z_2)$. Выполнив дополняющее топологическое преобразование схемы на рис. 11,а, приходим к схеме C_1 рис. 12,а. Коэффициент передачи схемы не изменится при переносе общего вывода усилителя с входного зажима на общий проводник цепи – C_2 (рис. 12,б) [8].

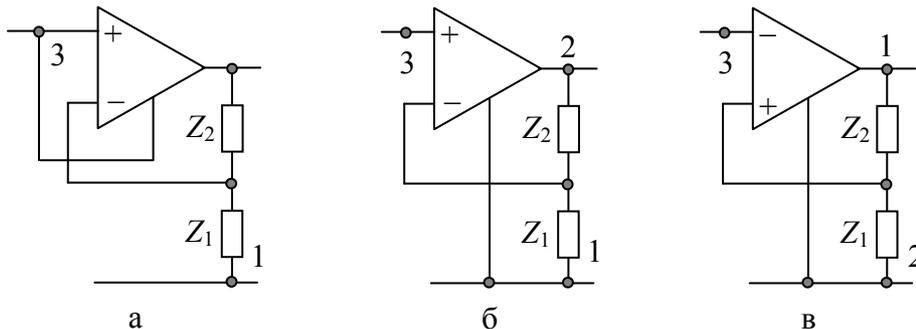


Рис. 12

Далее, проведя K -преобразование схемы C_2 приходим к схеме $C_3 = K[C_2]$ (рис. 12,в). Коэффициенты передачи схем по рис. 12,а,б,в определяются соответственно выражениями $S_1 = S_2 = k/(1+k\beta_1)$; $S_3 = -k/(1-k\beta_2)$, где $\beta_1 = Z_2/(Z_1 + Z_2)$; $\beta_2 = Z_1/(Z_1 + Z_2)$; $\beta_1 + \beta_2 = 1$.

Выводы. Предложены схемно-алгебраические доказательства дополняющего и комплементарного преобразований. Метод схемных определителей является эффективным инструментом для доказательства известных и разработки новых топологических преобразований. При этом справедливость того или иного преобразования устанавливается уже на схемном уровне, то есть до перехода к символьным выражениям схемных определителей.

Литература

1. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. – Саратов: Изд-во СГУ, 1982. – 108 с.
2. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти: Изд-во Поволжского технологического ин-та сервиса. – 2000. – 173 с.
3. Fialkow A., Gerst I. The Transfer function of general two terminal-pair RC networks // Quarterly of Applied Mathematics. – 1952. – Vol. X. – № 2, July. – P. 127–133.
4. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество. – 1998. – № 5. – С. 43–52.
5. Филаретов В.В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество. – 2001. – № 4. – С. 43–51.
6. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
7. Fliege N. Complementary transformation of feedback systems // IEEE Transactions on Circuit Theory. – 1973. – Vol. CT-20. – № 2. – P. 137–139.
8. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах. – Киев: Техника, 1978. – 232 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. E-mail: volgin@ulstu.ru. Домашний адрес: 432027, Ульяновск, ул. Л.Шевцовой, д. 54А, кв. 44, тел. (8422) 43-13-12.

Королев Федор Александрович – ведущий инженер отдела регистрации электроэнергии ОАО «Ульяновская сетевая компания». Домашний адрес: 432030, г.Ульяновск, пр-кт Нариманова, 93–54. Тел.: 673766. E-mail: korolyovfa@mail.ru.

ТОПОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СТРУКТУР ПУТЕМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ВХОДА ИЛИ ВЫХОДА УСИЛИТЕЛЯ

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

В проектировании радиоэлектронных средств для эскизного анализа и синтеза схем часто используется блок-схема электрической цепи. Под термином «блок-схема» подразумевают структурную схему, отображающую физические связи между реальными элементами цепи или системы, определяющие информационные, функциональные и энергетические преобразования сигналов [1]. Электрическая цепь, реализованная в конкретной конструкции, описывается множеством структурных схем (структур), каждая из которых отображает какое либо свойство или функцию цепи.

Любая структура электрических цепей или системы представлена заданным множеством схемных элементов – блоков, функциональных узлов звеньев, каскадов, преобразователей и направленных взаимосвязей между ними. Сопутствующими элементами структуры являются сумматоры, точки разветвления, узлы, каналы прямой и обратной передачи сигналов и др. Очевидным способом эквивалентных преобразований структур является взаимные перестановки элементов и фрагментов структурной схемы, не изменяющие воспроизводимую ее функцию. В частности в [2, 3] приведен ряд фрагментов структур, иллюстрирующих инвариантность воспроизводимых функций при перестановке элементов и взаимосвязей между ними (перенос узла через сумматор или через звено, перенос сумматора или разветвления через звено в направлении или против направления сигнала и др.). Указанные преобразования используются для синтеза систем автоматического регулирования и находят ограниченное применение для синтеза структур электрических цепей.

В настоящей статье рассматриваются топологические преобразования, которые используются для структурного синтеза электрических цепей. Топологические преобразования структур путем переключения входа или выхода усилителя (T -преобразованием) предложены в [4]. Пусть имеется известная (порождающая) структурная схема, содержащая усилительные преобразователи $УП_i$, пассивные звенья с коэффициентами передачи β_i и μ_i , суммирующие устройства (сумматоры и вычитатели) A_i , где $i = 1, 2, \dots, n$. Текущее и номинальные значения коэффициентов передачи структуры $S = S(k_1, k_2, \dots, k_n)$, $S_0 = S(k_{01}, k_{02}, \dots, k_{0n})$. Здесь k_{0i} есть номинальное значение коэффициентов усиления $k_i = k_{0i}(1 + \delta_i)$ $УП_i$; δ_i – относительные погрешности (вариации) коэффициентов k_i .

Выделим в порождающей структуре фрагменты схем, представленные на рис. 1 и рис. 2. Проведя в схеме C_1 (рис. 1,а) перенос входного узла B_i на выход фрагмента (перенос входа VI_i с выхода на вход фрагмента), приходим к схеме \bar{C}_1 (рис. 1,б).

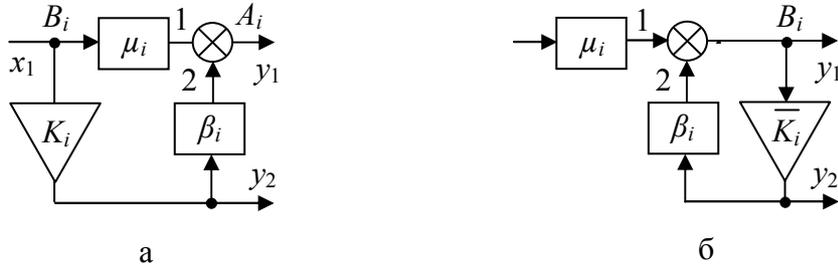


Рис. 1.

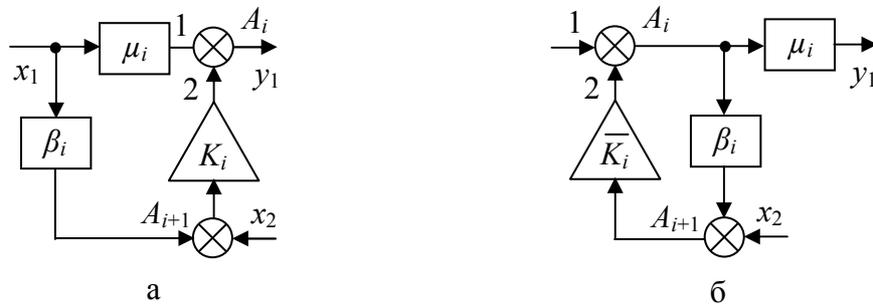


Рис. 2.

Выходные сигналы схем по рис. 1

$$y_1 = (\mu_i \text{sign} T_0 + k_i \beta_i \text{sign} T_1) x_1; \quad y_2 = k_i x_1; \quad (1)$$

$$y_1 = \frac{\mu_i x_1 \text{sign} T_0}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}; \quad y_2 = \frac{\mu_i \bar{k}_i x_1 \text{sign} T_0}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}. \quad (2)$$

Здесь T_0 есть коэффициент передачи сигнала x_1 через вход $1A_i$ к выходу y_1 ; T_1 – коэффициент передачи сигнала x_1 через вход $2A_i$ к выходу y_1 в схеме C_1 или петлевое усиление замкнутого контура « $y_1 - \beta_i - A_i$ » в схеме \bar{C}_1 ; $\text{sign} T$ есть знаковая функция ($\text{sign} T = 1$ при $T > 0$ и $\text{sign} T = -1$ при $T < 0$). Из выражений (1) и (2) следует, что T -преобразование будет инвариантным относительно коэффициентов передачи $S_1 = y_1 / x_1$ и $S_2 = y_2 / x_2$ при выполнении условия:

$$k_i = \frac{\mu_i k_i \text{sign} T_0}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}. \quad (3)$$

Условие инвариантности обратного преобразования схемы \bar{C}_1 в схему C_1 получим из решения уравнения (3) относительно \bar{k}_i

$$\bar{k}_i = \frac{k_i}{\mu_i \text{sign} T_0 - k_i \beta_i \text{sign} T_1}. \quad (4)$$

На рис. 3 представлены транскондуктивные реализации [5] структурных схем по рис. 1.

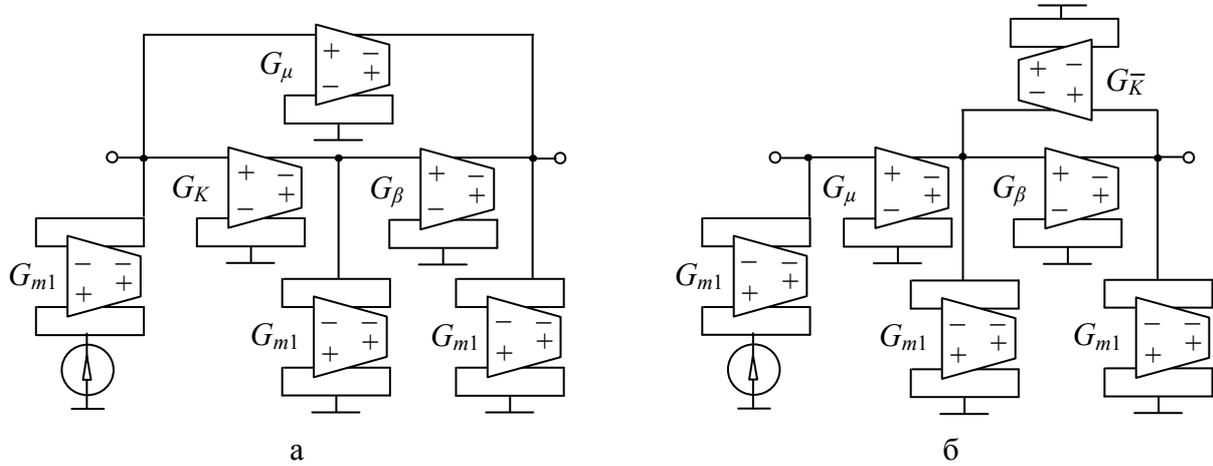


Рис. 3

Анализ транскондуктивных реализаций структурных схем на рис. 3,а и 3,б с помощью системы SCAD [6] представлен на рис. 4,а и 4,б соответственно.

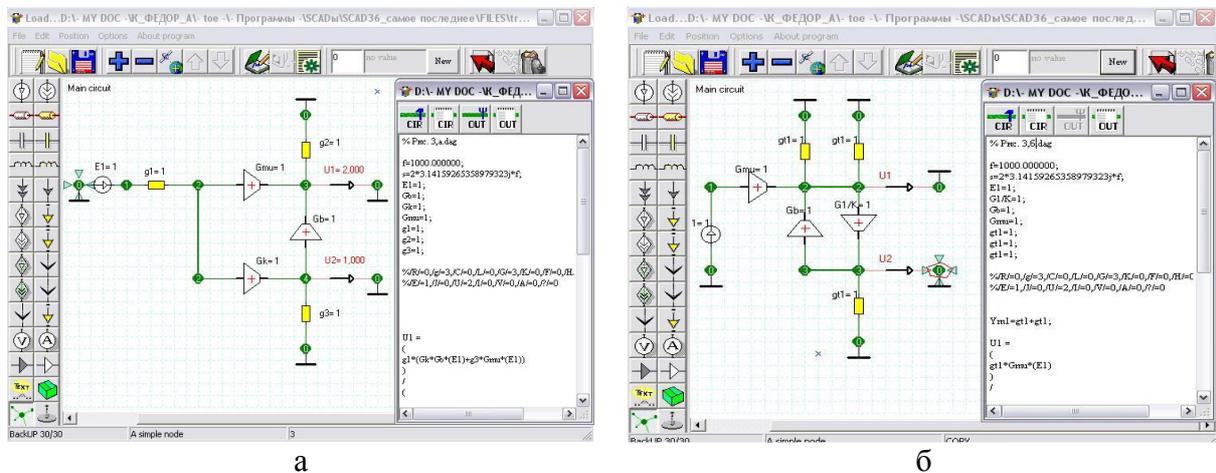


Рис. 4

Анализ транскондуктивных реализаций структурных схем на рис. 4,а и 4,б с помощью системы SCAD [6] показывает, что коэффициенты передачи этих схем совпадают. Следовательно это топологическое преобразование доказано. Анализ транскондуктивных реализаций структурных схем на рис. 2 [5] с помощью системы SCAD [6] производится аналогично схемам на рис. 1.

Рассмотрим структурные схемы на рис. 2. Проведя в схеме C_2 (рис. 2,а) перенос выходного сумматора A_i на вход фрагмента структуры, приходим к схеме \bar{C}_2 (рис. 2,б), для которых

$$y_1 = S_1(k_i)x_1 + S_2(k_i)x_2; \quad (5)$$

$$y_1 = S_1(\bar{k}_i)x_1 + S_2(\bar{k}_i)x_2. \quad (6)$$

где

$$S_1(k_i) = \mu_i \text{sign} T_0 + k_i \beta_i \text{sign} T_1; \quad S_2(k_i) = k_i \text{sign} T_2;$$

$$S_1(\bar{k}_i) = \frac{\mu_i \text{sign} T_0}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}; \quad S_2(\bar{k}_i) = \frac{\mu_i \bar{k}_i \text{sign} T_2}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}.$$

Здесь $S_1 = y_1/x_1$ и $S_2 = y_1/x_2$ есть коэффициенты передачи структур по первому и второму входам; T_j – коэффициенты передачи сигнала x_j ($j=1,2$) через вход $2A_i$ к выходу y_1 в схеме C_2 или (что тоже самое) петлевое усиление замкнутого контура « $\beta_i - A_{i+1} - УП_i - A_i$ » в схеме \bar{C}_2 . Выражения (5) и (6) при $x_2 = 0$ совпадают с соответствующими формулами (1) и (2).

Найдем условие инвариантности преобразования схем рис. 2. Из равенств $S_1(k_i) = S_1(\bar{k}_i)$ и $S_2(k_i) = S_2(\bar{k}_i)$ соответственно получим

$$k_i = \frac{\mu_i \bar{k}_i \text{sign} T_0}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}; \quad k_i = \frac{\mu_i \bar{k}_i}{1 - \bar{k}_i \beta_i \text{sign} T_1}. \quad (7)$$

Выражения (7) совместимы при $\text{sign} T_0 = 1$. Отсюда следует, что при $\text{sign} T_0 = 1$ условие инвариантности относительно коэффициентов передачи $S_1 = y_1/x_1$ и $S_2 = y_1/x_2$ остается в силе и для схем по рис. 2.

Условие $\text{sign} T_0 = 1$ практически всегда может быть обеспечено. Действительно, если в порождающей структуре $\text{sign} T_0 = -1$, то условие $\text{sign} T_0 = 1$ может быть обеспечено путем включения в цепь сигнала x_1 за пределами выделенного фрагмента инвертирующего звена.

Таким образом, процедура T -преобразования структур заключается в следующем. В порождающей структуре C с коэффициентом передачи $S = S(k_1, k_2, \dots, k_i, \dots, k_n)$ в соответствии с рис. 1 и (или) рис. 2 выделяются фрагменты схемы, относительно которых осуществляется T -преобразование. Далее путем прямого и (или) обратного переноса узла и (или) сумматора приходим к новой схеме $\bar{C} = T[C]$ с коэффициентом передачи $\bar{S} = \bar{S}(k_1, k_2, \dots, \bar{k}_i, \dots, k_n)$. Здесь k_i и \bar{k}_i определяются соответственно выражениями (3) и (4). При этом коэффициент передачи новой структурной схемы $\bar{C} = T[C]$ определяется из выражения для

коэффициента передачи порождающей структуры при подстановке в него значения k_i и \bar{k}_i определяемого выражением (3) и (4).

T -преобразование имеет ясную физическую трактовку. А именно, при прямом T -преобразовании от разомкнутых мы приходим к замкнутым фрагментам структур, содержащих контур обратной связи. В частности, при $sign T_1 < 0$ (обратная связь является отрицательной) от коррекции вида $y_1 = (1 - k_i \beta_i) x_1$ путем выделения сигнала ошибки приходим к коррекции вида $y_1 = \bar{k}_i x_1 (1 + \bar{k}_i \beta_i)$ путем подавления влияния ошибки. Из одной структурной схемы путем ее T -преобразований можно получить $n = 2^m$ новых структур (включая порождающую), где m есть количество в структуре фрагментов вида рис. 1 и (или) рис. 2.

Выводы. Предложено схемно-алгебраическое доказательство топологического преобразования структур путем переключения входа или выхода усилителя (T -преобразованием) с помощью метода схемных определителей. Доказательство T -преобразования основывается на реализации структурных схем на усилителях проводимости (транскондуктивных усилителях). Показано, что метод схемных определителей в сочетании со схемным отображением структурных схем является эффективным инструментом для доказательства известных и разработки новых топологических преобразований.

Литература

1. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти: Изд-во Поволжского технологического ин-та сервиса. – 2000. – 173 с.
2. Солодов А.В. Линейные системы автоматического управления с переменными параметрами. – М.: Физматгиз, 1962. – 324 с.
3. Graybeal T.D. Block diagram network transformation // *Electrical Engineering*, 1951. – P. 985–990.
4. Волгин Л.И. Измерительный усилитель с аддитивной коррекцией // *Измерительная техника*. – 1978. – № 10. – С. 52–53.
5. Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Реализация структурных схем высокостабильных усилительных устройств на базе транскондуктивных усилителей // *Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2005*. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 28–37.
6. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей // *Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005*. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 3 – 10.

ТОНКИЕ ПРОЦЕДУРЫ РАНГОВОГО АНАЛИЗА В УПРАВЛЕНИИ ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЕМ

В. И. Гнатюк

Управление электропотреблением объектов регионального электротехнического комплекса на системном уровне осуществляется в рамках связанной методики, включающей ряд этапов [1–4]. Ядром методики является информационно-аналитический комплекс [1–3], в рамках которого осуществляются взаимосвязанные стандартные процедуры рангового анализа по параметру электропотребления: формирование базы данных, интервальное оценивание, прогнозирование и нормирование (рис. 1).

Введем основные понятия. Региональный электротехнический комплекс – обладающая техноценологическими свойствами ограниченная в пространстве и времени взаимосвязанная совокупность потребителей

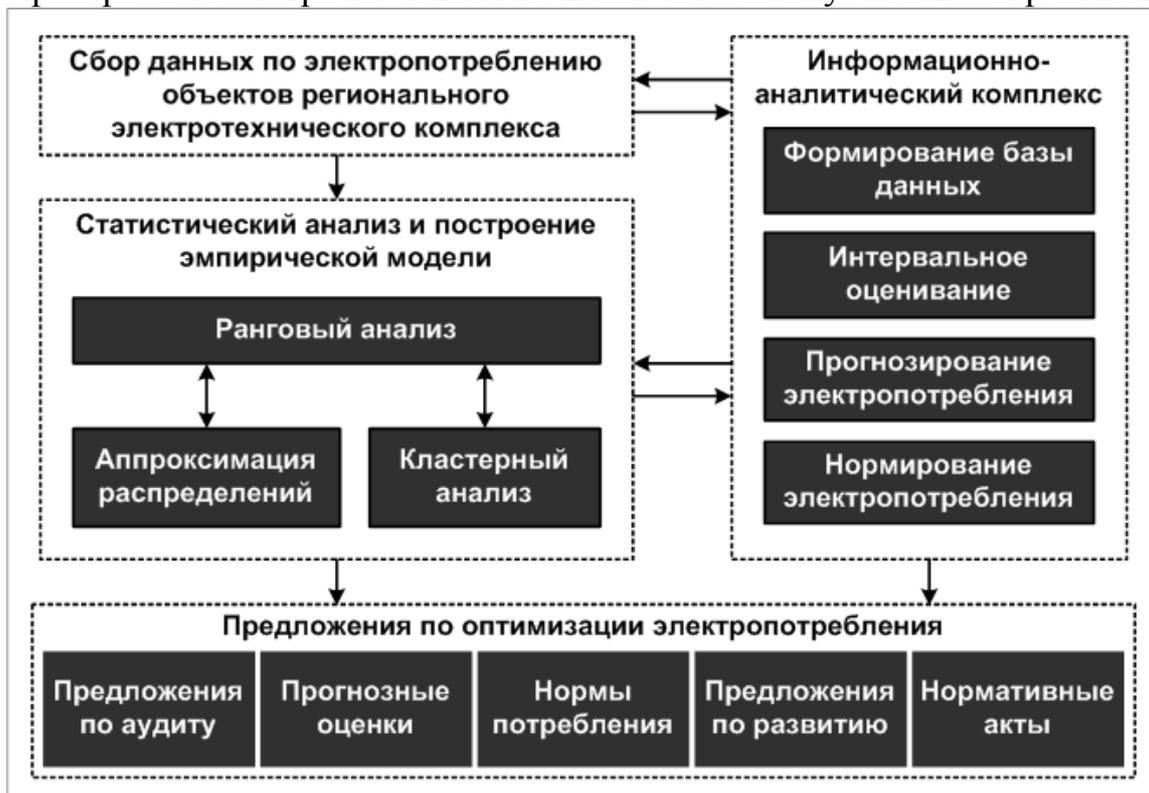


Рис. 1. Методика оптимального управления электропотреблением объектов регионального электротехнического комплекса

электроэнергии, реализующая в единой системе управления и всестороннего обеспечения цель оптимального управления электропотреблением [1, 3]. Оптимальное управление электропотреблением – особое организационно-техническое воздействие на объекты регионального электротехнического комплекса посредством

методов интервального оценивания, прогнозирования и нормирования с учетом ТЦ-критерия (техноценологического критерия) [1, 3].

С целью повышения точности расчетов стандартные процедуры рангового анализа дополняются следующими тонкими процедурами: верификацией базы данных, а также дифлекс-, GZ-, ASR-анализом рангового параметрического распределения (рис. 2) [1, 3].

При выделении объекта реализации методологии оптимального управления электропотреблением следует обращать внимание на корректность базы данных по электропотреблению, а также ее строгое соответствие статистическим критериям Н-распределения [1, 3]. Оценка корректности базы данных осуществляется в рамках первой тонкой процедуры рангового анализа – верификации, которая включает этапы: 1) устранение нулевых данных; 2) устранение явно ошибочных данных (выбросов); 3) устранение абсолютно равных данных; 4) восстановление утерянных данных; 5) проверка на Н-распределение. Подробно верификация базы данных рассмотрена на конкретном примере в [1, 3, 4].

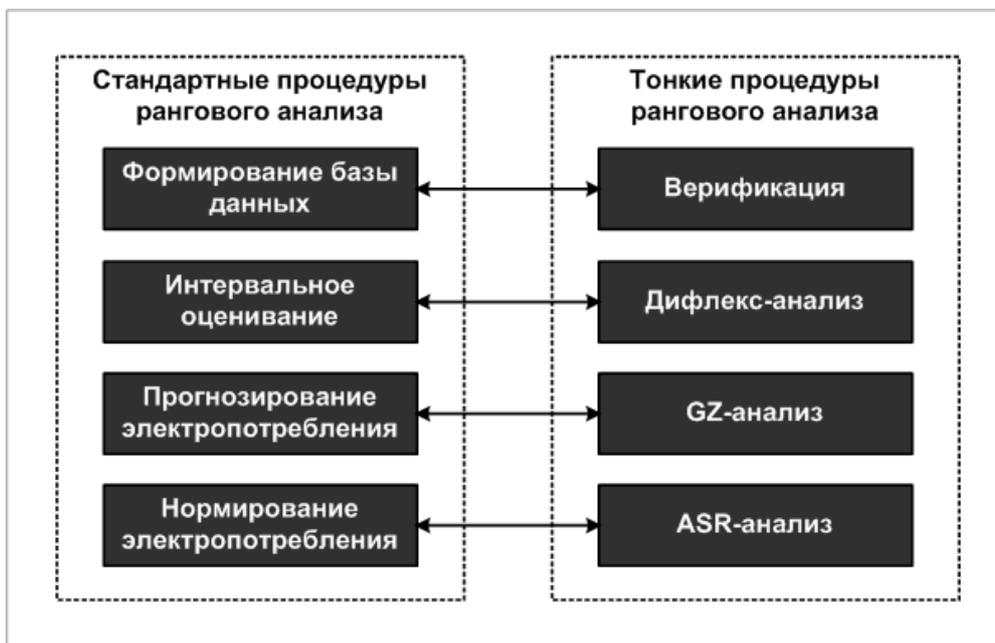


Рис. 2. Тонкие процедуры рангового анализа по параметру электропотребления

Для более тонкой настройки процедур управления электропотреблением на этапе интервального оценивания проводится дифлекс-анализ (*Deflexion analysis*) распределения. Его целью является разработка оптимального плана энергетических обследований «аномальных» объектов на среднесрочную перспективу (до 5 – 7 лет). Предполагается, что основным индикатором дифлекс-анализа является отклонение эмпирического значения электропотребления «аномального» объекта от верхней границы переменного доверительного интервала [1, 3].

Прогнозирование электропотребления предполагает выполнение предварительной обработки данных, реализуемой методами GZ-анализа (*Gauss-Zipf analysis*), в основе которого лежит процедура оценки системного параметрического ресурса кластеров объектов [1, 3]. Полная совокупность методов прогнозирования, используемых при моделировании процессов управления электропотреблением, составляет так называемый GZ-модуль прогнозирования, который подробно описан в работах [1, 3, 4].

Классические процедуры кластер-анализа, будучи применены в рамках процедуры нормирования объектов регионального электротехнического комплекса, дают весьма неплохие результаты [1–3], однако обладают одним существенным недостатком. Они усредняют анализируемый параметр в пределах кластера на основе математической статистики и тем самым не учитывают системный ресурс параметрического кластера. Устраняется данный недостаток в рамках процедуры ASR-анализа (*Adding System Resource analysis*), являющейся эффективным дополнением к нормированию. Реализация процедуры ASR-анализа в данном случае заключается в добавлении к прогнозируемому среднему нормы электропотребления объекта соответствующей его рангу ASR-нормы [1, 3].

Опыт применения рангового анализа для управления электропотреблением объектов регионального электротехнического комплекса показывает его достаточную высокую эффективность [1–4].

Литература

1. Гнатюк В.И. Техника, техносфера, энергосбережение. – Калининград: Сервер Baltnet, 2000. – <http://www.baltnet.ru/~gnatukvi>.
2. Гнатюк В.И. Закон оптимального построения техноценозов. – Выпуск 29. Ценологические исследования. – М.: Изд-во ТГУ – Центр системных исследований, 2005. – 384 с.
3. Гнатюк В.И. Закон оптимального построения техноценозов. – Компьют. версия, перераб. и доп. – М.: Изд-во ТГУ – Центр системных исследований, 2005–2007. <http://www.baltnet.ru/~gnatukvi/ind.html>.
4. Гнатюк В.И. и др. // Электрика. – М., 2003, №№ 2 – 6; 2004, № 7; 2005, № 2; 2006, №№ 1, 7, 12.

Гнатюк Виктор Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры электрооборудования судов и электроэнергетики Калининградского государственного технического университета; 236011, Россия, г. Калининград, бульвар Южный, д. 30, кв. 15; (+7-4012) 71-56-54; (+7-911) 451-93-68; gnatukvi@baltnet.ru; <http://www.baltnet.ru/~gnatukvi> (просьба использовать Internet Explorer).

РЕКОНСТРУКЦИЯ ПОЛНЫХ, ЛЕСТНИЧНЫХ И ЦЕПНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ ФОРМУЛ СХЕМНОГО ОПРЕДЕЛИТЕЛЯ

К. С. Горшков, Ю. В. Токарев

Введение. Более ста лет назад, в самом начале двадцатого столетия, выдающийся немецкий ученый *Фридрих Вильгельм Фойснер* опубликовал свои работы [1, 2], в которых были предложены формулы выделения параметров, позволяющие свести разложение определителя пассивной схемы к разложению определителей более простых производных схем, в которых отсутствует некоторая выделяемая ветвь z или y

$$\Delta = z\Delta^z + \Delta_z; \quad (1) \qquad \Delta = y\Delta_y + \Delta^y. \quad (2)$$

где Δ – определитель пассивной схемы. Нижний или верхний индексы при символе Δ указывают на стягивание или удаление выделяемой ветви соответственно. Стягивание ветви равносильно ее замене идеальным проводником [3]. В результате стягивания и удаления ветвей могут образоваться вырожденные схемы, определитель которых тождественно равен нулю, что упрощает разложение определителей.

Однако эти формулы являются не только ключом к решению задачи анализа пассивной цепи любой степени сложности, но к обратной задаче реконструкции, то есть восстановления, исходной схемы на основе символического выражения ее определителя. Отметим, что существуют другие подходы к решению подобного рода задач. Так в работе [4] указано, что если схемная функция представлена в виде цепной дроби, то имеется принципиальная возможность, отслеживая «колена» этой дроби заполнить структуру элементами, определить расщепленные узлы и восстановить схему.

В данной статье предлагается более простой и наглядный метод реконструкции схем, состоящих только из резистивных элементов.

Метод реконструкции схем на основе символического выражения схемного определителя. Результатом разложения определителя схемы N становится выражение, не содержащее дробей, что делает его удобным и простым в рассмотрении. Таким образом, выделение одного элемента из исходной схемы, приводит к возникновению двух новых схем, в которых будет на один элемент меньше. Далее, для нахождения новых определителей следует вновь воспользоваться формулой (1), и так до тех пор, пока не будет получена простейшая схема, определитель которой уже известен (например, замкнутое на себе сопротивление (рис. 1,а), разомкнутое сопротивление (рис. 1,б), два несоединенных узла (рис. 1,в) и одиночный узел (рис. 1,г) [3].

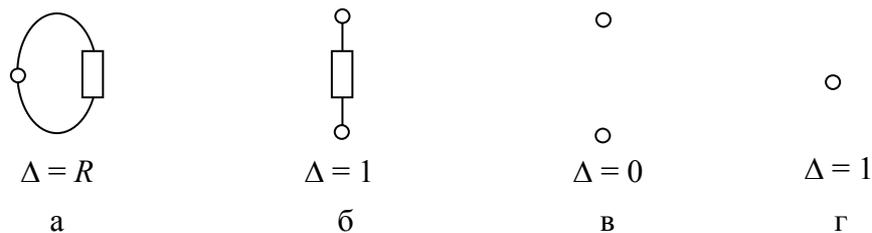


Рис. 1. Простейшие схемы и их определители

После получения символьного выражения искомого определителя, его можно преобразовать к следующему виду:

$$\Delta_N = X_1 \cdot \underbrace{(X_2 \cdot \overbrace{(\dots)}^{A_2} + \overbrace{(\dots)}^{B_2})}_{A_1} + \underbrace{(X_2 \cdot \overbrace{(\dots)}^{A_3} + \overbrace{(\dots)}^{B_3})}_{B_1} \quad (4)$$

где A_1 – выражение, равное схемному определителю исходной схемы N с выделенным элементом X_1 , и B_1 – выражение, равное схемному определителю исходной схемы с удаленным элементом X_1 .

Тогда, если найти схемы A'_1 и B'_1 , определителями которых будут являться выражения A_1 и B_1 соответственно, то задача по реконструкции схемы на основе символьного выражения определителя, сведется к подключению элемента X_1 к уже имеющимся схемам. Для этого требуется осуществить поиск вариантов подключения элемента X_1 всеми возможными способами [5] к схемам A'_1 и B'_1 согласно соответствующим правилам [3]. Процедура поиска способов подстановки продолжается до тех пор, пока не будут найдены такие схемы A''_1 и B''_1 , которые будут идентичны с точностью до нумерации узлов. В этом случае, можно говорить о том, что схема A''_1 (или B''_1) является исходной схемой. Для рекурсивного получения схем A_1 и B_1 следует воспользоваться тем же правилом, для этого понадобится найти схемы A_2 , B_2 и A_3 , B_3 , и подключить к ним элемент X_2 . И так далее, до тех пор, пока в выражении A_n и B_m не будет получено выражение схемного определителя к исходной схеме N .

Для схемы состоящей из резистивных элементов возможно нахождение определителей двух видов:

1) $\Delta_k=1$, такому определителю будет соответствовать схема на рис. 2,а, представляющая собой дерево, вершины которого являются узлами схемы, а ребра – резисторами $X_n \dots X_m$, которые не были еще выделены, но присутствовали в исходном символьном выражении. В общем случае, таких деревьев может быть несколько, но множество этих деревьев будет перечисляемым, следовательно, существует возможность рассмотреть все возможные варианты.

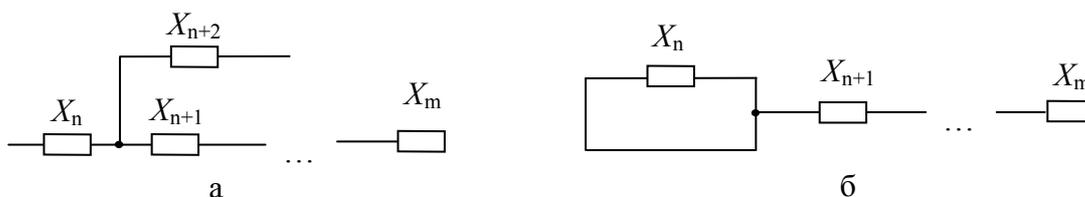


Рис. 2. Схемы с определителем $\Delta_k = 1$ (а) и $\Delta_k = X_n$ (б)

2) $\Delta_k = X_n$, такому определителю будет соответствовать схема на рис. 2,б, где $X_n \dots X_m$ – элементы, которые присутствовали в исходном символьном выражении, но еще не были выделены. Они также как и в предыдущей схеме будут образовывать дерево, и поэтому требуется анализ всего множества способов их соединения.

Итак, последовательное выделение элементов из символьного выражения, приводит к получению двух новых выражений для каждого элемента, до тех пор, пока не будут получены выражения, определители которых заранее известны. Затем, в обратной последовательности производится подключение каждого элемента в каждую из двух схем, полученных при его выделении. То есть, для этих схем осуществляется анализ вариантов включения этого элемента в каждую из схем, и сравнение определителей всех полученных схем на совпадение. После нахождения двух совпадающих схем они принимаются за исходные. И так далее, до подключения к двум схемам первого выделенного элемента.

Для нахождения определителя схемы на каждом шаге реконструкции целесообразно использование готового программного решения: компьютерной программы символьного анализа и диагностики *CirSymW* (<http://levul.org/sm/symbolic.htm>) разработанной В.В. Филаретовым [6, 7].

Идея метода реконструкции была предложена Ю.В. Токаревым, который реализовал ее в компьютерной программе *SymSin*.

Алгоритм программы реконструкции схем по выражениям определителей. Общий алгоритм работы программы реконструкции схемы на основе схемного определителя *SymSin* представлен на рис. 3. Программа написана на языке *Delphi*. При реализации *SymSin* был выбран объектно-ориентированный подход программирования [8].

Алгоритм предусматривает исследование следующих вариантов подключения выделенного элемента к схемам: 1) выделенный элемент всеми возможными способами подключается к схемам, определитель которых просчитывается с помощью программы *CirSymW*; 2) оба вывода элемента соединяются с уже существующим узлом; 3) один вывод элемента соединяется с уже существующим узлом, а другой с новым.

Формат представления данных в программе: 1) формула (объект, который содержит список всех элементов входящих в символьное выражение, а также массив слагаемых символьного выражения); 2) схема (объект, содержащий массив элементов).

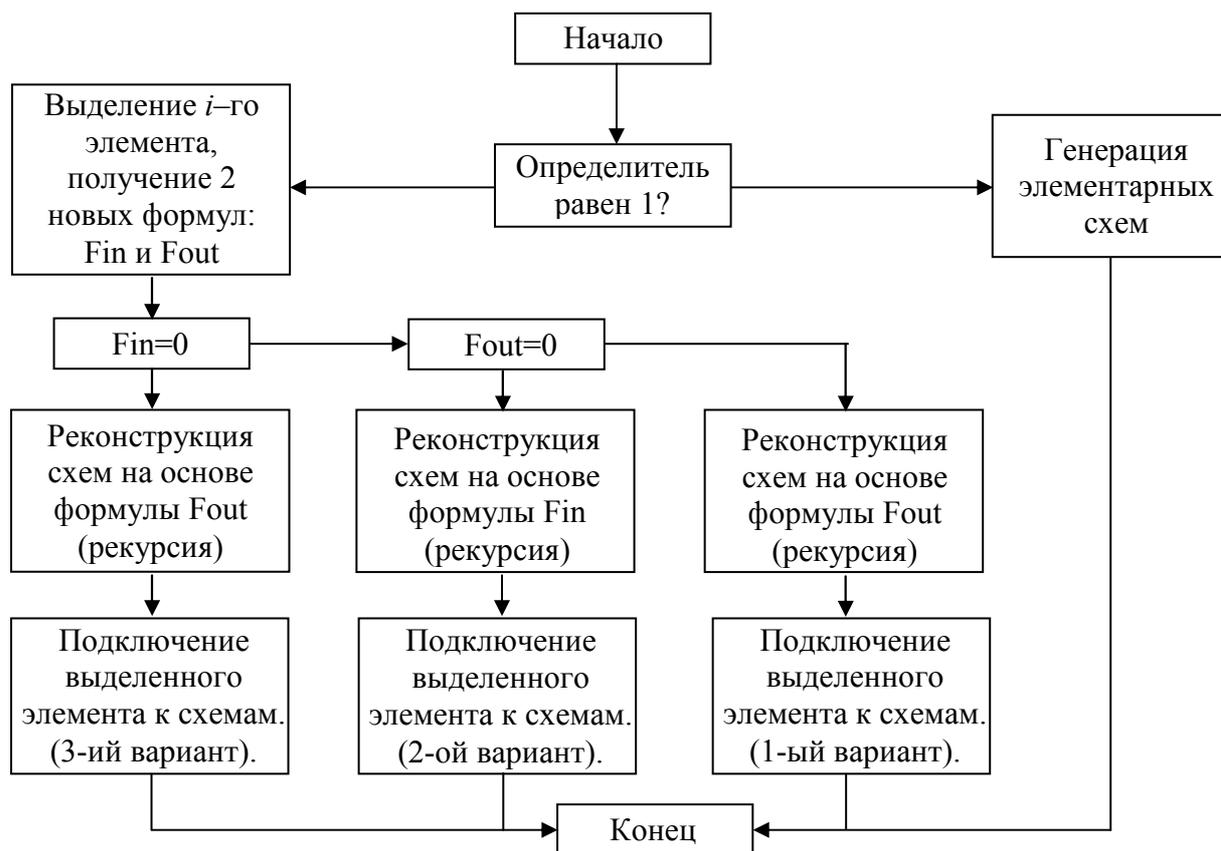


Рис. 3. Алгоритм программы реконструкции схемы на основе существующей формулы

Алгоритм раскрытия скобок определителя. Одним из достоинств формул *Фойснера* состоит в их скобочной форме, что приводит к минимизации количества арифметических операций. С другой стороны, в процессе реконструкции схемы, как было отмечено, необходимо производить сравнение определителей схем на совпадение. Для этого необходимо развернуть формулу определителя, то есть, раскрыть все скобки. Алгоритм раскрытия скобок определителя состоит из двух процедур, для символов «*(» и «)*» соответственно. Приведем описание процедуры для «*(».

Процедура состоит из следующей последовательности шагов:

1) просмотр символов, если есть строка «*(», то множитель, который находится в определителе слева от этой подстроки копируется (при этом особое внимание здесь уделяется подсчету количества открывающих и закрывающих скобок в множителе, – оно должно быть одинаковым), после чего множитель удаляется, если нет, то процедура завершается;

2) возврат к точке, где находится подстрока «*(»;

3) просмотр символов, если очередной символ равен «)», то переход к следующему шагу, если нет, то к пятому;

4) если число открывающих и закрывающих скобок одинаково, то переход к первому шагу, если нет, то к пятому;

- 5) добавляется множитель, и справа от него добавляется символ «*»;
- 6) просмотр символов в строке, если очередной символ равен «(», то число открывающих скобок увеличивается, если очередной символ равен «)», то увеличивается число закрывающих скобок, если очередной символ равен «+», то переход к седьмому шагу;
- 7) если число открывающих и закрывающих скобок одинаково, то переход к третьему шагу, если нет, то к восьмому;
- 8) переход к следующему символу, и переход к третьему шагу.

Для множителя, который вынесен справа от скобки прodelьваются асимметричные операции. Соответственно при добавлении множителя, просмотр символов осуществляется в направлении влево по строке и символ «)» – будет соответствовать открывающей скобке, а «(» – будет соответствовать закрывающей. По завершении работы алгоритма из строки удаляются все символы скобок.

Реконструкция полных схем с 5-ю, 6-ю, и 7-ю узлами. Программа реконструкции схемы на основе символьного выражения определителя *SymSin* была протестирована на полных схемах с 5-ю, 6-ю, и 7-ю узлами. Определители схем были получены с помощью программы символьного анализа и диагностики *SCAD* [6, 7]. Количество слагаемых развернутого выражения определителя для каждой схемы составляет 125, 1296 и 16807 соответственно. На рис. 4,а–в эти схемы представлены в виде графов, дуги которых соответствуют ветвям с резистивными элементами.

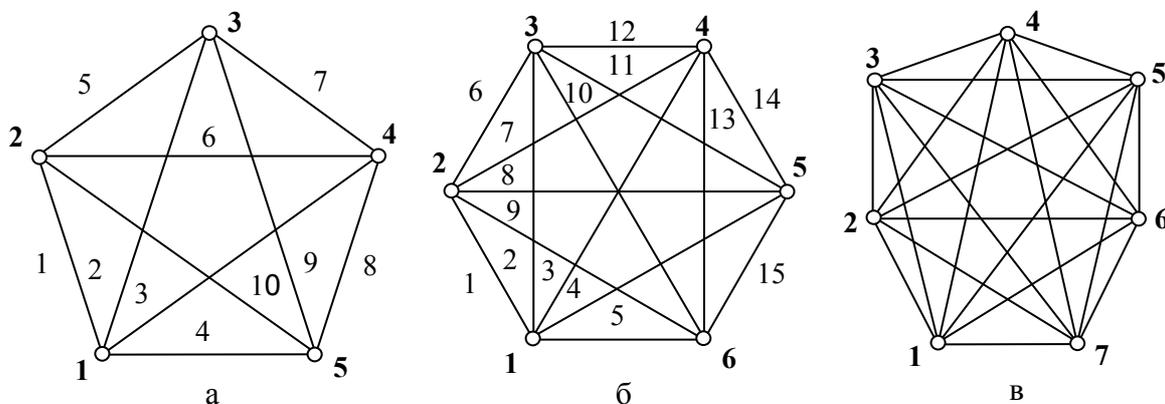


Рис. 4. Полные графы с 5-ю (а), 6-ю (б), и 7-ю (в) узлами

Для нахождения искомой схемы N достаточно ввести выражение определителя в программу *SymSin* (рис. 5). В случае успешной реконструкции результат записывается в формате *cir*-файла, то есть файла программ *Pspice-DesignLab* [9], ставшего стандартным для программ схемотехнического моделирования, где в первом столбце записаны имена компонентов, во втором и третьем номера узлов, к которым он присоединен, а в четвертом столбце указаны численные значения его параметров (по умолчанию равные 10). Полученный *cir*-файл пригоден для дальнейшего использования в программах схемотехнического

моделирования. Восстановление схем с 5-ю, 6-ю, и 7-ю узлами прошло успешно, результатом реконструкции стало получение соответствующих *cir*-файлов, содержание которых приведено ниже.

Cir-файл графа с 5-ю узлами

R1 1 2 10 R2 1 3 10 R3 1 4 10 R4 1 5 10 R5 2 3 10 R6 2 4 10 R7 2 5 10
R8 3 4 10 R9 3 5 10 R10 4 5 10

Cir-файл графа с 6-ю узлами

R1 1 2 10 R2 1 3 10 R3 1 4 10 R4 1 5 10 R5 1 6 10 R6 2 3 10 R7 2 4 10
R8 2 5 10 R9 2 6 10 R10 3 4 10 R11 3 5 10 R12 3 6 10 R13 4 5 10
R14 4 6 10 R15 5 6 10

Cir-файл графа с 7-ю узлами

R1 1 2 10 R2 1 3 10 R3 1 4 10 R4 1 5 10 R5 1 6 10 R6 1 7 10 R7 2 3 10
R8 2 4 10 R9 2 5 10 R10 2 6 10 R11 2 7 10 R12 3 4 10 R13 3 5 10
R14 3 6 10 R15 3 7 10 R16 4 5 10 R17 4 6 10 R18 4 7 10 R19 5 6 10
R20 5 7 10 R21 6 7 10

Результаты реконструкции были проверены в системе *SCAD*, в которой реализована возможность графического отображения схемы, описанной в формате *cir*-файла. Полученные полные схемы с 5-ю, 6-ю, и 7-ю узлами идентичны графам приведенным на рис. 4,а–в.

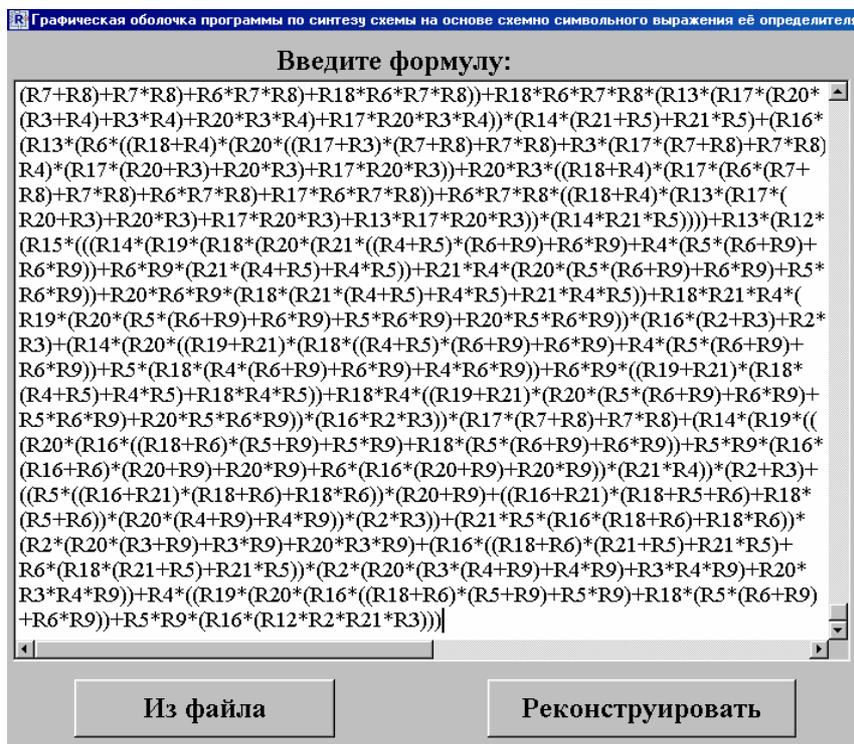


Рис. 5. Интерфейс программы SymSin

Тестирование проводилось на персональном компьютере класса Celeron с тактовой частотой процессора 3000 МГц. Время потребовавшееся программе *SymSin* на реконструкцию 5-и, 6-и, и 7-и

узловых схем составило соответственно: 1 сек., 10 сек., и 28 мин. 32 сек. Причиной значительного увеличения затрат времени на восстановление более сложных схем является необходимость вызова программы *CirSymW* для расчета и последующего сравнения определителей на каждом этапе реконструкции. В следующую версию программы *SymSin* планируется включить алгоритмы расчета определителей, что приведет к повышению ее производительности.

Реконструкция цепных и лестничных схем. Настоящее исследование не было бы полным без рассмотрения классических цепных (рис. 6,а) и лестничных схем (рис. 6,б), которые находят широкое практическое применение [10, 11].

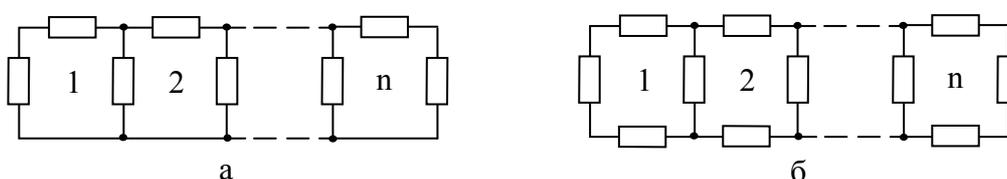


Рис. 6. Модели цепных (а), и лестничных (б) схем

Тестирование проводилось на персональном компьютере класса Celeron с тактовой частотой процессора 3000 МГц. Результаты тестирования отражены в табл. 1 для цепных и табл. 2 для лестничных схем.

Полученные результаты тестирования свидетельствуют о парадоксальной ситуации – реконструкция разреженных структур, анализ которых по формулам *Фойснера* является задачей тривиальной, оказывается значительно более длительным и трудоемким процессом, чем восстановление полных схем. Связано это с тем, что в случае с разреженными структурами велико количество возможных вариантов подключения элемента, которые необходимо рассмотреть. Поэтому нет ничего удивительного в том, что самой сложной схемой для реконструкции является контур состоящий из последовательно соединенных сопротивлений.

Другая особенность восстановления лестничных и цепных структур, содержащих большое число последовательно соединённых резисторов, заключается в том, что схем, состоящих из n элементов, определитель которых равен определителю лестничной или цепной схемы может быть очень много, и если для цепной схемы число этих схем увеличивается в 2 раза с каждым новым звеном (т.е. фактически функция 2^n), то для лестничной уже 6^n [12].

Таблица 1. Результаты тестирования цепных схем

Кол-во узлов	Время реконструкции	Кол-во слагаемых	Кол-во элементов	Кол-во вызовов CirSym	Кол-во восстановленных схем
1	00:00:01	3	2	4	1
2	00:00:01	8	5	17	2
3	00:00:01	21	7	74	4
4	00:00:01	55	9	416	8
5	00:00:02	144	11	822	16
6	00:00:11	377	13	2640	32
7	00:00:51	987	15	8012	64
8	00:04:31	2584	17	33802	128

Таблица 2. Результаты тестирования лестничных схем

Кол-во узлов	Время реконструкции	Кол-во слагаемых	Кол-во элементов	Кол-во вызовов CirSym	Кол-во восстановленных схем
1	00:00:01	4	4	10	3
2	00:00:01	15	7	140	18
3	00:00:04	56	10	1792	108
4	00:00:58	209	13	10980	648
5	00:14:22	780	16	128507	3888
6	3:06:07	2911	19	1016699	23328

Реконструкция контурной цепи. Ярче всего особенность реконструкции разряженных структур проявляется на примере контурных цепей. Предположим, что схема состоит из 4 последовательно соединенных резисторов R_1, R_2, R_3, R_4 . Тогда ее определитель будет равен их сумме, но эти резисторы могут быть расположены по-разному: $R_1+R_2+R_3+R_4$, или $R_1+R_2+R_4+R_3$, или $R_1+R_3+R_2+R_4$, и т.д. При увеличении количества элементов, число возможных вариантов соединения элементов, как и количество равно возможных схем искомым схем, существенно увеличивается. Реконструкция с помощью программы SymSin модели схемы, представляющей собой контур состоящий из 8 последовательно соединенных резисторов, заняла 1 мин, было восстановлено 2520 схем.

Выводы. 1. Рассмотрена задача реконструкции схемы по символьному выражению схемного определителя. Предложен метод реконструкции, основанный на формулах выделения параметров. Разработаны алгоритм и программа реконструкции схем, состоящих из резистивных элементов. **2.** Выполнено тестирование программы на схемах с высокой и низкой степенью заполнения: полных, цепных и лестничных. Даны оценки затрат времени и сложности алгоритма.

Литература

1. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1902. – Bd 9, N 13. – S. 1304–1329.
2. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1904. – Bd 15, N 12. – S. 385–394.
3. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ. – 2005. – 320 с.
4. Ерохов И.В. Уточнение понятия структуры графа электрической цепи // См. настоящий сборник.
5. Рид М.Б., Сешу С. Линейные графы и электрические цепи: Пер. с англ.: Учеб. пособие.– М.: Высшая школа, 1971.– 448 с.
6. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей. // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ. – 2005. – Т. 3. – С. 3–11.
7. Горшков К.С. Разработка и реализация интернет-сайта «Символьный анализ и диагностика электронных цепей» // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 41–46.
8. Бобровский С.И. Delphi 7. – СПб.: Питер, 2003. – 735 с.
9. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0. – М.: Солон, 1999. – 698 с.
10. Кольцов А.А. Электрические схемы уравнивания. – М.: Энергия, 1976. – 272 с.
11. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.– 1995.– № 4.– С. 36–43.
12. Горшков К.С., Токарев Ю.В. Генерация электрических схем инвариантных к характеристическому уравнению // Настоящий сборник.

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск». Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52–87–13. E-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru; <http://www.levul.org>

Токарев Юрий Владимирович – студент 3-го курса факультета информационных систем и технологий УГТУ. E-mail: current@mail.ru

ГЕНЕРАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ, ИНВАРИАНТНЫХ К ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОМУ УРАВНЕНИЮ

Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В.

Дополняющее преобразование потенциальных и токовых цепей. По виду входной и выходной величин все электрические цепи делятся на четыре типа: потенциальные, токовые, импедансные и адмитансные. Для потенциальных цепей входная $X = U$ и выходная $X_i = U_i$ величины являются напряжением (коэффициент передачи цепи $S = S_U = U_i / U$). Для токовых цепей входная $X = I$ и выходная $X_i = I_i$ величины являются токами ($S = S_I = I_i / I$). Для импедансных цепей $X = I$ и $X_i = U_i$: ($S = S_Z = U_i / I$). Для адмитансных цепей $X = U$ и $X_i = I_i$: ($S = S_X = I_i / U$) [1].

Любая структура электрической цепи представляется заданным множеством элементов и направленных взаимосвязей между ними. Существуют различные способы топологического преобразования структуры цепи перестановкой элементов с соответствующим изменением структуры выделенного фрагмента схемы без изменения его входных и выходных сигналов. Топологическое преобразование в классе потенциальных схем, базирующееся на методе дополняющих цепей предложено в [2] и обобщено в [1].

Две электрические цепи с коэффициентами передачи T и \bar{T} являются дополнениями при $T + \bar{T} = 1$. Если порождающая цепь с коэффициентом передачи по напряжению T является трехполюсником с общим 1 и входным 3 зажимами (рис. 1,а), то цепь с коэффициентом передачи $\bar{T} = 1 - T$ может быть получена взаимозаменением зажимов 1 и 3 этого же трехполюсника (рис. 1,б). При этом зажим 3 в полученной схеме является общим.

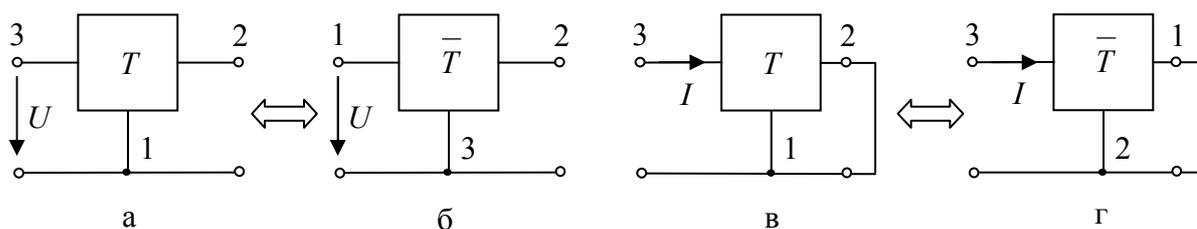


Рис. 1. Инвариантные преобразования потенциальных (а, б) и токовых (в, г) цепей

Аналогичным образом находятся коэффициенты передачи трехполюсника по току при $I = 1$, $i = 2$ и $i = 3$ в режиме короткого замыкания ($Z_H = 0$). Трехполюсник на рис. 1,г получен взаимозаменением зажимов 1 и 2 в порождающем трехполюснике (рис. 1,в) [1].

Пусть для порождающего трехполюсника справедливо $T(p) = f(p) / V(p)$. Тогда для дополняющей цепи $\bar{T}(p) = 1 - T(p) = [V(p) - f(p)] / V(p)$. Отсюда следует, что дополняющее топологическое преобразование

является инвариантным относительно полюсов цепи (корней характеристического уравнения $V(p) = 0$). Инвариантность относительно коэффициента передачи не обеспечивается [1].

Следует подчеркнуть, что рассмотренный выше метод дополняющих цепей (А-преобразование) [1] применим только для потенциальных и токовых цепей. В докладе предлагается способ получения полного класса схем, инвариантных относительно полюсов цепи для импедансных и адмитансных цепей.

Преобразование импедансных и адмитансных цепей, инвариантное к характеристическому уравнению. Для применения инвариантного преобразования необходимо наличие в схеме последовательно соединенных элементов. Тогда, преобразование структуры путём взаимной перестановки этих элементов всеми возможными способами [3] будет давать каждый раз схемы, инвариантные характеристическому уравнению. Проиллюстрируем это на примере изображённой на рис. 2,а схеме двойного T-образного моста [3], коэффициент передачи которого можно найти с помощью метода схемных определителей [4] или программы *SCAD* (*Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis* – <http://www.levul.org/sm/symbolic.htm>) [5, 6], как $S = \Delta N / \Delta D$, где

$$\Delta N = s^6 c_1 L_3 c_3 L_1 L_2 c_2 + s^4 (c_1 L_3 c_2 (L_1 + L_2)) + s^2 (c_1 L_3 + c_2 L_3) + 1 \quad (1)$$

$$\Delta D = s^5 c_1 c_2 c_3 (L_1 (L_2 + L_3) + L_2 L_3) + s_3 (c_1 (c_2 (L_1 + L_2) + c_3 (L_1 + L_3)) + c_2 c_3 (L_2 + L_3)) + s (c_1 + c_2 + c_3) \quad (2)$$

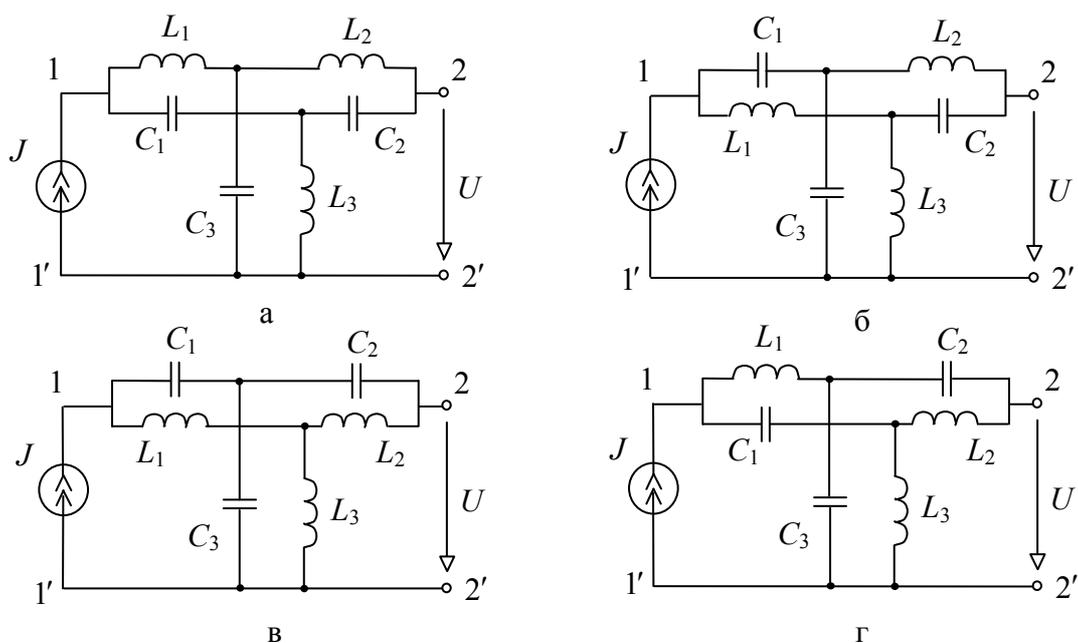


Рис. 2. Инвариантные преобразования импедансных цепей

В порождающей схеме на рис. 2,а имеются четыре последовательно соединённые относительно полюсов элемента C_1 , L_1 и C_2 , L_2 . Следовательно, существуют четыре различные по структуре схемы образованные путём взаимной перестановки L_1 , C_1 (рис. 2,б), C_1 , L_1 и C_2 , L_2 (рис. 2,в), C_2 , L_2 (рис. 2,г).

Расчёт коэффициентов усиления полученных схем показывает, что числитель схемной функции ΔN в каждом случае будет различен, но знаменатель ΔD будет соответствовать выражению (2). Ниже приведены выражения ΔN для схем на рис. 2,б, рис. 2,в, и рис. 2,г соответственно

$$\Delta N = s^4(c_1c_2L_3(L_1+L_2)+L_3c_2c_3L_2)+s^2(c_1(L_1+L_3)+L_3c_2) \quad (3)$$

$$\Delta N = s^4c_1c_2(L_1(L_2+L_3)+L_2L_3)+s^2(c_1L_3+L_3(c_2+c_3)) \quad (4)$$

$$\Delta N = s^4c_1L_3(c_3L_1+c_2(L_1+L_2))+s^2(c_1L_3+c_2(L_2+L_3)) \quad (5)$$

Существует возможность автоматизировать процесс генерации схем получаемых инвариантными преобразованиями с помощью программы *SymSin* [7]. Программа предназначена для реконструкции схемы на основе символьного выражения схемного определителя, то есть, по сути характеристического уравнения. Она способна восстанавливать все возможные схемы, имеющие идентичные определители.

Для получения полного класса схем, инвариантных к характеристическому уравнению, следует также рассмотреть все способы подключения источника и приёмника к n узлам степени два, то есть узлам, которым инцидентны две ветви схемы. Будем считать, как это принято в схемотехнике, что другой узел у приёмника и источника является общим (заземлённым) узлом схемы. При этом смена положения источника и приемника в импедансных схемах не влияет на характеристическое уравнение.

Таким образом, общее количество инвариантных схем $A = A_1 \cdot A_2$, – где A_1 – число схем, полученных путем взаимной перестановки элементов или с помощью программы *SymSin*, а $A_2 = n(n-1)$ – схемы, образованные всеми возможными способами подключения к схеме источника и приемника. Для приведенного выше примера $A_1=4$, $A_2=2$, следовательно, $A=8$, но имеет смысл рассмотреть только четырех схем с числителями (1), (3)–(5) в силу взаимности порождающей схемы.

Для адмитансных цепей в силу принципа дуальности перестановки производятся между элементами, соединёнными параллельно относительно друг друга. Данное преобразование также позволяет получать схемы, инвариантные к характеристическому уравнению.

Выводы. Предложенные топологические преобразования может быть использованы для получения полного класса схем, инвариантных

относительно полюсов цепи, как для импедансных, так и адмитансных цепей, с последующим выбором оптимального варианта. Для сравнения символьных выражений полученных схем целесообразно оперировать уже развернутыми формулами, которые могут быть полезными и при решении других задач структурного синтеза [8]. Система SCAD, оснащенная оригинальным алгоритмом раскрытия скобок [7], обеспечивает формирование как свернутых, так и развернутых выражений, в том числе в полиномиальном виде.

Литература

1. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. – Ульяновск: УлГТУ, 2006.– 108 с.
2. Fialkow A., Gerst I. The transfer function of general two terminal pair RC networks // Quart. Appl. Math.– 1952.– 113–127.
3. Рид М.Б., Сешу С. Линейные графы и электрические цепи: Пер. с англ.: Учеб. пособие.– М.: Высшая школа, 1971.– 448 с.
4. Курганов С. А., Филаретов В. В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ.– 2005. – 320 с.
5. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей. // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2005.–Ульяновск: УлГТУ, 2005.– Т. 3.– С. 3–11.
6. Горшков К.С. Разработка и реализация интернет-сайта «Символьный анализ и диагностика электронных цепей». // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 41–46.
7. Горшков К.С., Токарев Ю.В. Реконструкция полных, цепных и лестничных схем на основе формул схемных определителей // См. настоящий сборник.
8. Лыпарь Ю.И. Системный синтез способов построения электронных цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 116–125.

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ, главный редактор информационно-аналитического ресурса «Левый Ульяновск». Домашний адрес: г. Ульяновск, ул. Тельмана, д. 14, кв. 9. Телефон: 52–87–13. E-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru; <http://www.levul.org>

ПЕРЕЧИСЛЕНИЕ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ МИНИМАЛЬНЫХ РАЗРЕЗОВ ГРАФА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

А. А. Гришкевич, Л. Пиатек

Рассмотрим нахождение множества минимальных трехэлементных реберных разрезов \mathcal{M}_3 ориентированного графа $\mathcal{G}=(\mathcal{V}, \mathcal{U})$ электрической цепи, разделяющих вершины s и t ($s, t \in \mathcal{V}, s \neq t$) графа. Подобная задача ставится, например, в работе [1].

Исследование теоретико-порядковых свойств минимальных разрезов позволяет наделить их структурой дистрибутивной решетки. Дистрибутивность решетки множества трехэлементных разрезов есть частный случай дистрибутивности решетки множества минимальных разрезов взвешенного графа, разделяющих вершины s и t . Подмножество неприводимых разрезов рассматривается как множество неразложимых элементов в дистрибутивной решетке элементов [2,3,4].

Пусть $A, B \subseteq \mathcal{V}$ – некоторые подмножества множества вершин графа $\mathcal{G}=(\mathcal{V}, \mathcal{U})$, $(A, B) = \{ (i, j) : (i, j) \in \mathcal{U}, i \in A, j \in B \}$. Разрезом $r^* = (X, \bar{X})$, $X \cap \bar{X} = \emptyset$, $X \cup \bar{X} = \mathcal{V}$, $s \in X$, $t \in \bar{X}$, называется подмножество множества дуг $r = (X, \bar{X})$. Символ $*$ будем использовать для формального различия разреза как множества дуг и его обозначения в виде соответствующего разбиения множества вершин.

Обозначим $c(u)$, $u \in \mathcal{U}$ – вес (пропускную способность) ребра; $f(u)$, $u \in \mathcal{U}$ – поток f из s в t в форме узлы-дуги [5]; M – множество помеченных вершин в методе пометок Форда-Фалкерсона [5]. Весом разреза r назовем $c(r) = c(X, \bar{X}) = \sum_{u \in (X, \bar{X})} c(u)$.

Множество минимальных трехэлементных разрезов \mathcal{M}_3 может трактоваться как множество разрезов минимального веса (веса три), разделяющих вершины s и t во взвешенном графе $\mathcal{G}=(\mathcal{V}, \mathcal{U})$ с заданной функцией веса $c(u) = 1$ для всех $u \in \mathcal{U}$ при отсутствии разрезов веса один и два (одно- и двухэлементных разрезов).

Алгоритм выделения множества неприводимых трехэлементных разрезов. Обозначим $\mathcal{P} = \mathcal{P}_1 \cup \mathcal{P}_2 \cup \mathcal{P}_3 \subseteq \mathcal{M}_3$ – множество неприводимых трехэлементных разрезов графа $\mathcal{G}(\mathcal{V}, \mathcal{U})$; R_1, R_2, R_3 – вспомогательные множества, $\delta(u)$ – текущее значение пропускной способности ребра u .

Шаг 1. Для всех $u \in \mathcal{U}$ положить $\delta(u) = c(u) := 1$, $f(u) := 0$, $\mathcal{P}_1 = \mathcal{P}_2 = \mathcal{P}_3 := \emptyset$, $R_1 = R_2 = R_3 := \emptyset$. Построить максимальный поток f [6].

Шаг 2. Произвести цепное разложение потока f [5] и получить три цепи $\mathcal{C}_i(\mathcal{A}_i, \mathcal{E}_i)$, $\mathcal{A}_i = \{a_{ij}\}$, $\mathcal{E}_i = \{e_{ij}\}$, $i = 1, 2, 3$, на каждой из которых поток равен

единице. *Шаг 3.* Применить метод пометок Форда, Фалкерсона. Если $t \in M$, то перейти к шагу 5. Иначе получаем трехэлементный разрез $m^* = (M, \overline{M})$. *Шаг 4.* Запомнить трехэлементный разрез (включая порядок, т.е. последовательность получения разрезов) $\mathcal{P}_1 := \mathcal{P}_1 \cup m$. Для $e = m \cap \mathcal{E}_1$ положить $\delta(e) := \infty$, $R_1 := R_1 \cup e$. Перейти к шагу 3. *Шаг 5.* Для всех $e \in R_1$ положить $\delta(e) := c(e) = 1$. *Шаг 6.* Применить метод пометок. Если $t \in M$, то перейти к шагу 8. Иначе получаем трехэлементный разрез $m^* = (M, \overline{M})$. *Шаг 7.* Запомнить трехэлементный разрез (включая порядок, т.е. последовательность получения разрезов) $\mathcal{P}_2 := \mathcal{P}_2 \cup m$. Для $e = m \cap \mathcal{E}_2$ положить $\delta(e) := \infty$, $R_2 := R_2 \cup e$. Перейти к шагу 6. *Шаг 8.* Для всех $e \in R_2$ положить $\delta(e) := c(e) = 1$. *Шаг 9.* Применить метод пометок. Если $t \in M$, то перейти к шагу 11. Иначе получаем трехэлементный разрез $m^* = (M, \overline{M})$. *Шаг 10.* Запомнить трехэлементный разрез (включая порядок, т.е. последовательность получения разрезов) $\mathcal{P}_3 := \mathcal{P}_3 \cup m$. Для $e = m \cap \mathcal{E}_3$ положить $\delta(e) := \infty$, $R_3 := R_3 \cup e$. Перейти к шагу 9.

На этапе выделения множества неприводимых трехэлементных разрезов построены линейно упорядоченные множества $R_1 = \{a_1 < a_2 < \dots < a_m\} \subseteq \mathcal{E}_1$, $R_2 = \{b_1 < b_2 < \dots < b_n\} \subseteq \mathcal{E}_2$, $R_3 = \{c_1 < c_2 < \dots < c_k\} \subseteq \mathcal{E}_3$. Здесь $1, 2, \dots, m$; $1, 2, \dots, n$; $1, 2, \dots, k$ – порядковый номер соответствующего элемента в соответствующей цепи (порядковый номер получения элемента цепи на шагах 3–4 (множество R_1), 6–7 (R_2)) и 9–10 (множество R_3) алгоритма). Аналогично линейный порядок может быть рассмотрен и в множествах $\mathcal{P}_1 = \{p_1 < p_2 < \dots < p_m\}$, $\mathcal{P}_2 = \{q_1 < q_2 < \dots < q_n\}$, $\mathcal{P}_3 = \{r_1 < r_2 < \dots < r_k\}$. Цепи \mathcal{P}_1 , \mathcal{P}_2 и \mathcal{P}_3 , в свою очередь, определяют частичный порядок в частично упорядоченном множестве \mathcal{P} , т.к. для множества \mathcal{P} число Дилуорса $d(\mathcal{P}) = 3$. Таким образом, на шагах 3–10 алгоритма получена информация не только о составе множества \mathcal{P} , но и о частичном порядке в множестве \mathcal{P} .

Пусть $\langle \mathcal{M}_3; \vee, \wedge \rangle$ – дистрибутивная решетка; $R_1 \times R_2 \times R_3 = \{(a, b, c) : a \in R_1, b \in R_2, c \in R_3\}$ декартово произведение цепей R_1, R_2, R_3 ; $\mathcal{P} = \mathcal{P}_1 \cup \mathcal{P}_2 \cup \mathcal{P}_3 \subseteq \mathcal{M}_3 \subseteq R_1 \times R_2 \times R_3$; для всех $r, s \in R_1 \times R_2 \times R_3$ бинарные операции \vee, \wedge задаются

$$\begin{aligned} r \vee s &= (r_a, r_b, r_c) \vee (s_a, s_b, s_c) = (\sup\{r_a, s_a\}, \sup\{r_b, s_b\}, \sup\{r_c, s_c\}), \\ r \wedge s &= (r_a, r_b, r_c) \wedge (s_a, s_b, s_c) = (\inf\{r_a, s_a\}, \inf\{r_b, s_b\}, \inf\{r_c, s_c\}); \end{aligned}$$

а отношение порядка описывается

$$r \leq s \Leftrightarrow (r_a \leq s_a \text{ и } r_b \leq s_b \text{ и } r_c \leq s_c), \quad r < s \Leftrightarrow (r \leq s \text{ и } r \neq s).$$

Множество \mathcal{P} есть подмножество \vee -неприводимых элементов решетки \mathcal{M}_3 [2], причем $p_1 = q_1 = r_1$ – нулевой элемент решетки \mathcal{M}_3 . Нахождение множества \mathcal{M}_3 заключается в синтезе множества минимальных разрезов (подмножества $\mathcal{M}_3 \setminus \mathcal{P}$) по частично упорядоченному подмножеству неприводимых минимальных разрезов \mathcal{P} в дистрибутивной решетке множества минимальных разрезов $\langle \mathcal{M}_3; \vee, \wedge \rangle$. Использование такого подхода позволяет найти множество \mathcal{M}_3 по частично упорядоченному множеству \mathcal{P} без использования графа $\mathcal{G}(\mathcal{V}, \mathcal{U})$.

Алгоритм синтеза трехэлементных разрезов по подмножеству неприводимых элементов.

Шаг 11. $\mathcal{M}_3 := \mathcal{P}$, $i := 1$. *Шаг 12.* Выберем $p_i = (\alpha_i, \beta_i, \gamma_i) \in \mathcal{P}_1$. *Шаг 13.* Для β_i найдем порядковый номер j элемента $q_j = (\alpha_j, \beta_j, \gamma_j) \in \mathcal{P}_2$ такого, что $\beta_j = \beta_i$. *Шаг 14.* Если $\alpha_i < \alpha_j$, то идти к шагу 23. *Шаг 15.* Получить новый элемент решетки $s = p_i \vee q_j = (\alpha_i, \beta_j, s_c) = (s_a, s_b, s_c)$. *Шаг 16.* Для s_c найдем порядковый номер l элемента $r_l = (\alpha_l, \beta_l, \gamma_l) \in \mathcal{P}_3$ такого, что $\gamma_l = s_c$. *Шаг 17.* Если $s_a < \alpha_l$ или $s_b < \beta_l$, то идти к шагу 21. *Шаг 18.* Получить новый элемент решетки $t = p_i \vee q_j \vee r_l = (s_a, s_b, \gamma_l)$. Запомнить полученный элемент $\mathcal{M}_3 := \mathcal{M}_3 \cup t$. *Шаг 19.* $l := l + 1$. *Шаг 20.* Если $l \leq k$, то идти к шагу 17. *Шаг 21.* $j := j + 1$. *Шаг 22.* Если $j \leq n$, то идти к шагу 14. *Шаг 23.* $i := i + 1$. *Шаг 24.* Если $i \leq m$, то идти к шагу 12. *Шаг 25.* Останов.

Предложенный алгоритм выделения множества неприводимых трехэлементных разрезов ориентированного графа $\mathcal{G}(\mathcal{V}, \mathcal{U})$ имеет временную сложность $O(|\mathcal{U}|)$. При синтезе множества трехэлементных разрезов сложность алгоритма $O(|\mathcal{M}_3|)$. Таким образом, получена линейная оценка сложности $O(\max \{|\mathcal{U}|, |\mathcal{M}_3|\})$ для алгоритма определения множества минимальных трехэлементных разрезов \mathcal{M}_3 графа $\mathcal{G}(\mathcal{V}, \mathcal{U})$.

Компьютерная программа. На основе представленного алгоритма в среде *Borland C++* разработана компьютерная программа поиска минимальных трехэлементных разрезов графа, интерфейс которой представлен на рис. 1. Результаты работы программы (файл .txt) для графа рис. 2 [2, с.111] представлен в табл. 1.

В файле $s = 1$ начальная и $t = 8$ конечная вершины графа, который задается в виде списка ориентированных дуг в формате:

начальная_вершина_дуги конечная_вершина_дуги идентификатор_дуги.

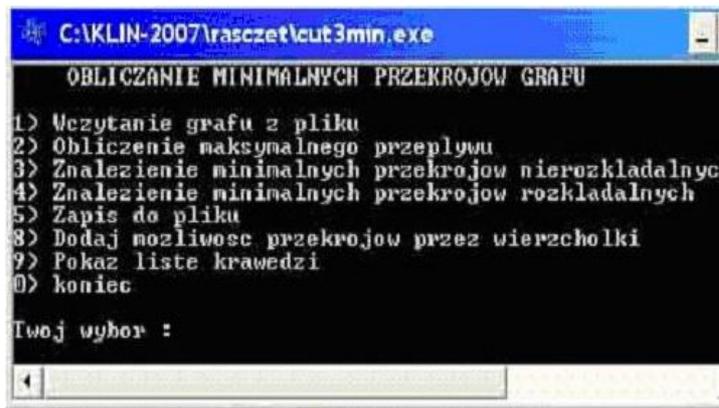


Рис. 1. Интерфейс программы поиска трехэлементных минимальных разрезов графа

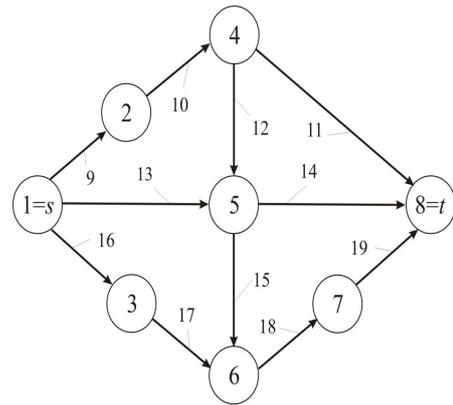


Рис. 2. Граф

Программа выводит три пути между вершинами s, t (вспомогательный результат) и список трехэлементных минимальных разрезов (в виде идентификаторов дуг), разделяющих вершины s и t , в виде двух подписков: множество неприводимых минимальных трехэлементных разрезов \mathcal{P} , множество синтезированных разрезов $\mathcal{M}_3 \setminus \mathcal{P}$.

Таблица 1

<p>$s=1$ $t=8$ 1 2 9; 2 4 10; 4 8 11; 4 5 12; 1 5 13; 5 8 14; 5 6 15; 1 3 16; 3 6 17; 6 7 18; 7 8 19;</p> <p>sciezka nr 1 : 13,14; sciezka nr 2 : 9,10,11; sciezka nr 3 : 16,17,18,19</p> <p>przekroje nierozkładalne : 13, 9,16; 14, 9,18; 13,10,16; 14,11,18; 13, 9,17; 13, 9,18; 13, 9,19;</p> <p>przekroje rozkładalne : 13,10,17; 13,10,18; 13,10,19; 14,11,19; 14, 9,19; 14,10,18; 14,10,19;</p>
--

Литература

1. Chanada R.S., Bhattacharjee P.K. A reliability approach to transmission expansion planning using fuzzy fault-tree model // Electric Power Systems Research. – 1998. – Vol. 45. – P. 101–108.

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

3. 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.

4. Гришкевич А.А. Псевдобулева алгебра разрезов графа // Логико-

- алгебраические методы, модели и прикладные применения: Тр. международ. конф. КЛИН–2001. – Ульяновск: УлГТУ. – 2001. – Т. 3. – С. 7–9.
5. Форд Л., Фалкерсон Д. Потoki в сетях. – М.: Мир, 1966. – 276 с.
6. Ху Т. Целочисленное программирование и потоки в сетях. – М.: Мир, 1974. – 520 с.

Гришкевич Андрей Александрович – д.т.н.; профессор Ченстоховского политехнического института (Polska, 42-200, Czestochowa, Al. Armii Krajowej, 17, Politechnika Czestochowska (Czestochowa university of technology)); e-mail: a.grischkevich@el.pcz.czest.pl; aag@susu.ac.ru.

Piatek Lukasz – mgr inż; ассистент Ченстоховского политехнического института (Polska, 42-200, Czestochowa, Al. Armii Krajowej, 17, Politechnika Czestochowska (Czestochowa university of technology)); e-mail: l_piatek@el.pcz.czest.pl.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИАГНОСТИКИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ТЕЛЕВИЗОРА

М. В. Гришкевич, А. А. Гришкевич

Одним из направлений, облегчающих диагностирование неисправностей телевизионного приемника, и превращающих процесс ремонта в технологический процесс, является разработка баз данных типовых неисправностей (например, узкая горизонтальная полоса в центре экрана и выключение телевизора в «дежурный» режим через 2...3 с после включения является следствием неисправности кадровой развертки) и характерных электрических сигналов в специально подобранных точках схем (например, по осциллограмме сигнала на задающем конденсаторе генератора кадровой развертки, входящего в состав многофункциональной интегральной схемы, можно судить о исправности задающей части кадровой развертки и правильности ее настройки) с целью локализации элементов, параметры которых выходят за пределы допустимых (например, пробой или уменьшение емкости задающего конденсатора генератора кадровой развертки). В настоящее время представляется перспективным размещение подобных баз данных на сайтах WWW.

Работа по упрощению и систематизации поиска неисправностей реального устройства привела к разработке на основе принципиальной электрической схемы специальной функциональной схемы соответствующего устройства, предназначенной для диагностики и поиска неисправностей. Такая функциональная схема строится за счет

объединения элементов электрической схемы в блоки по признакам функциональности и ремонтпригодности. С одной стороны, это позволяет упростить схему, с другой стороны, позволяет наглядно выделить сигналы (контрольные точки), электрические параметры которых позволяют судить о работоспособности схемы. Полезно использование таких схем в курсах «Телевидение и телевизионные устройства», «Устройства приема и обработки сигналов», «Диагностика бытовой радиоэлектронной аппаратуры», «Эксплуатация и сервис бытовой радиоэлектронной аппаратуры», «Сервис систем и устройств приема и распределения телевизионного сигнала», «Сервис видеотехники и мультимедиа», «Сервис аудиоаппаратуры», «Телевидение», «Бытовая телевизионная аппаратура», «Ремонт сложной бытовой техники» специальностей «Сервис бытовой радиоэлектронной аппаратуры», «Сервис информационных и телекоммуникационных систем», «Сервис сложной бытовой техники» высших, средних и профессиональных учебных заведений.

Широко распространенным бытовым устройством является телевизор цветного изображения на основе электронно-лучевой трубки. Серийными современными отечественными телевизорами являются телевизоры марки «Рубин». Модели «Рубин 55M10/51M10/37M10» производятся с 2003 по настоящее время (сейчас их производитель ООО «Первая промышленная компания» г. Воронеж). С ростом числа находящихся в эксплуатации изделий растет число изделий, которые требуют квалифицированного сервисного обслуживания (диагностики, и последующих настройки и/или ремонта).

В целях повышения эффективности технической диагностики подобных устройств предложена функциональная схема телевизора «Рубин 55M10/51M10/37M10», состоящая из блоков: 1) блок управления (микроконтроллер, энергонезависимая память, фотоприемник, панель управления); 2) блок радиоканала (селектор каналов, фильтр на ПАВ, тракт ПЧ, схемы АРУ и АПЧГ, видеодемодулятор, схема выделение полного цветного видеосигнала); 3) блок обработки видеосигнала (коммутатор внутреннего и внешнего видеосигналов, схема разделения сигналов яркости и цветности, канал яркости Y, декодер PAL/NTSC/SECAM, матрицы G-Y и RGB, схема баланса «белого», схема ограничения тока луча, видеоусилители); 4) блок питания; 5) блок приема и вывода НЧ сигналов; 6) блок строчной развертки; 7) блок кадровой развертки; 8) блок обработки звука (полосовые фильтры, УПЧЗ, демодулятор звука, коммутатор внутреннего и внешнего звукового сигнала, предварительный и выходной усилители низкой частоты).

В функциональной схеме выделено 44 контрольные точки, которые позволяют наблюдать электрические сигналы в наиболее важных точках схемы телевизора. На рис. 1 приводится разработанная функциональная

схема блока кадровой развертки с 8 контрольными точками КТ36, КТ37, КТ39–КТ44. Пилообразная форма сигнала и период 20 мс на осциллограмме рис. 2 в контрольной точке КТ39 (26 вывод микросхемы D101) свидетельствуют о нормальной работе задающего генератора кадровой развертки.

Признаком отказа конденсатора С605 (уменьшения емкости), участвующем в формировании импульсов обратного хода кадровой развертки, является большая длительность обратного хода кадровой развертки – более 1 мс, тогда как в нормальном состоянии она должна составлять 0,7...0,8 мс. В этом случае импульсная насадка на осциллограмме напряжения имеет малую длительность с острой вершиной. При нормальной работе форма ее почти прямоугольная с небольшим, 3...5В, спадом на вершине. Осциллограмма сигнала в контрольной точке КТ42 (пилообразно-импульсное напряжение на кадровых отклоняющих катушках (КОК) 7 вывода микросхемы кадровой развертки D600) при нормальной работе приведена на рис.3.

Осциллограммы (рис. 2 и рис. 3) сняты цифровым осциллографом TDS-2014 фирмы *Tektronix* через делитель 1:10 (осциллограф пересчитывает амплитуду с учетом делителя).

Обозначения на осциллограмме: DC coupling – с открытым входом (без разделительной емкости); 2.0E0 V/div – 2 В/деление по вертикали, 2.0E1 V/div – 20 В/деление по вертикали; 5.0E-3 s/div – 5мс/деление по горизонтали; 2500 points – количество точек отсчета; Sample mode – выборка без обработки.

Результаты представленной работы использованы при создании стенда-тренажера «Телевизор», состоящего из серийного телевизора с разработанным блоком ввода неисправностей (не менее 10), панели с функциональной схемой и выведенными контрольными точками схемы, к гнездам которых могут подсоединяться измерительные приборы (осциллограф, вольтметр) для снятия параметров работающей схемы телевизора (с неисправностями, без неисправностей) [1]. Подобные стенды-тренажеры используются в учебном процессе Московского института радиоэлектроники и автоматики, Марийского государственного технического университета, Авиационного института (Казань), колледже радиоэлектронного приборостроения (Новороссийск), колледже электроники (Рязань), техникуме промышленных технологий (Самара).

Вывод. Предложены функциональная схема телевизора, представляющая разбиение и агрегирование принципиальной электрической схемы, и набор точек с контрольными сигналами, позволяющие эффективно диагностировать широкий спектр типовых неисправностей телевизора.

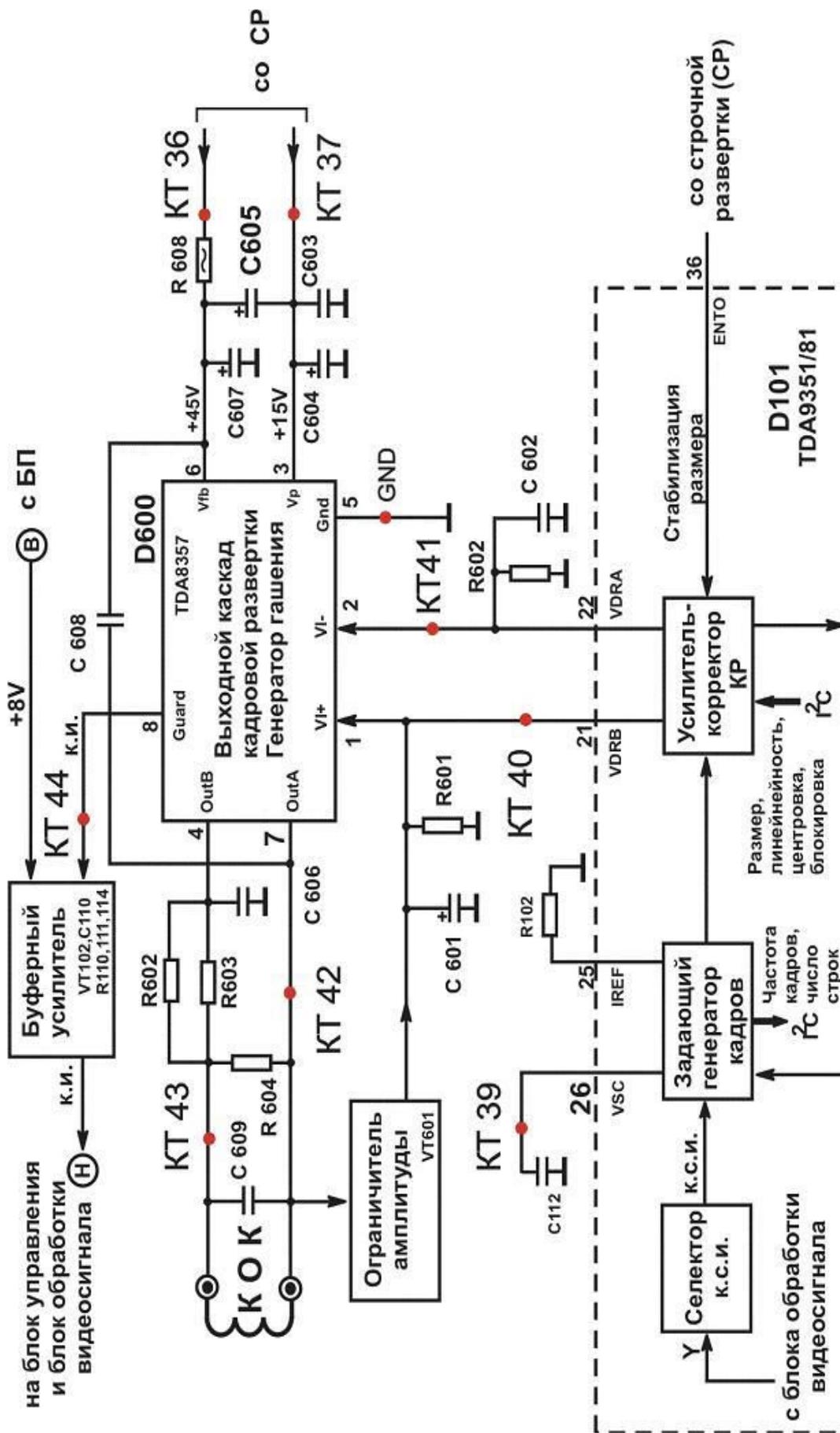


Рис. 1. Блок кадровой развертки на функциональной схеме

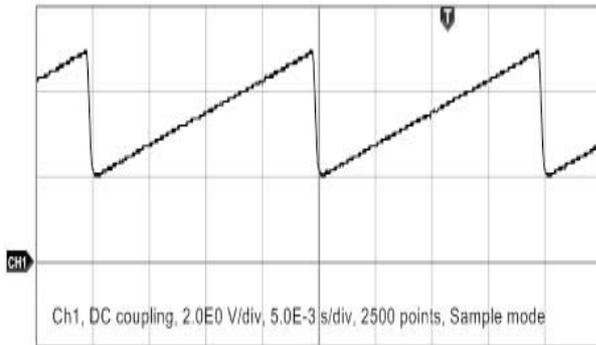


Рис. 2. Осцилло-грамма сигнала в контрольной точке КТ39

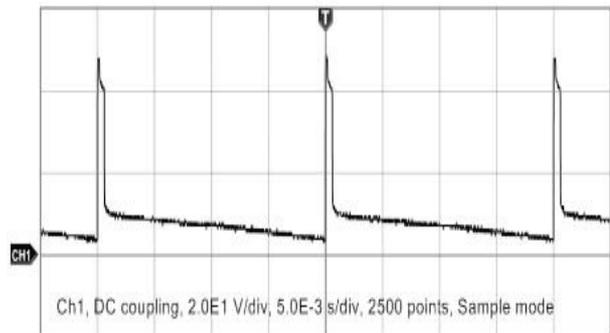


Рис. 3. Осциллограмма сигнала в контрольной точке КТ42

Литература

1. <http://www.cnit.susu.ac.ru>; <http://www.labstend.ru>

Гришкевич Марина Васильевна – ведущий инженер отдела технических средств обучения Южно-Уральского государственного университета (Россия, 454 080, Челябинск, пр. Ленина, 76); e-mail: marina@tso.susu.ac.ru.

Гришкевич Андрей Александрович – д.т.н.; профессор Ченстоховского политехнического института (Polska, 42-200, Czestochowa, Al. Armii Krajowej, 17, Politechnika Czestochowska (Czestochowa university of technology)); e-mail: a.grischkevich@el.pcz.czest.pl.

ГЕНЕРАЦИЯ ФОРМУЛ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ ПОЛНЫХ СХЕМ

Р. В. Дмитришин

Описан алгоритм генерации моно- и полиформул Y -определителей полных схем, изоморфных полным графам проводимостей.. Приведены данные о компьютерной программе и количественные характеристики этих формул для полных графов с 4...8 вершинами. Теоретической основой разработанной программы является рекуррентная формула определителя пассивной y -схемы, а также формула бисекции схемы по двум узлам, предложенные В. Фойснером.

Введение. Как известно, автоматизация вывода формул схемных функций является главной целью символьных методов анализа линейных цепей. Достоинство формульных (аналитических) процедур кроме

точности состоит в ускорении вычислений, что важно для многовариантного анализа. Несмотря на современную постановку задачи автоматизации вывода (генерации) формул, корни символьного подхода заложены в фундаментальных трудах *Кирхгоффа* и *Максвелла*, которые открыли новые возможности расчета линейных цепей на основе их топологического анализа. Спустя полвека с лишним после публикации работы *Кирхгоффа* (1847 г.) немецкий физик *Вильгельм Фойснер* [1, 2], анализируя топологические формулы *Кирхгоффа*, предложил более эффективный способ рекуррентной записи формулы определителя пассивной (естественно, начало 20-го века, трехэлектродная лампа еще не была открыта) электрической схемы в виде многоскобочного выражения. После раскрытия формул просто можно получить те же самые деревья графа схемы. Странно однако, что методы *Фойснера* длительное время не упоминались в трудах на тему символьно-топологического анализа. Более того, как исследовал *В. Филаретов* [3, 4] алгоритмы *Фойснера* повторно «рождались» в публикациях таких известных ученых, как *Персиваль*, *Мейсон* и др.. Некоторые правила *Фойснера* печатались в учебниках по теории цепей как нечто само собой разумеющееся либо под чужим именем.

Данную работу можно рассматривать как признание и развитие идеи профессора Марбургского университета *В. Фойснера* путем модификации его алгоритма вывода формулы определителя с целью компьютерной генерации более компактных в том числе вложенных формул [5, 6].

Термины и определения. Вначале приведем несколько замечаний терминологического характера. Под формулой в данной работе принимаем математическое выражение, содержащее символично-численные величины (операнды), а также последовательность арифметических операций над этими операндами. В работе исследовано формулы, содержащие исключительно операции умножения и сложения, что характерно в анализе пассивных цепей [7, 8]. В этом случае операнды могут относиться как к действительным либо комплексным числам, так и к полиномам или их отношению от одной либо многих переменных.

С точки зрения структуры выражений, формулы могут быть выступать в виде моноформулы, содержащей один знак равенства или в виде полиформулы, то есть последовательной или вложенной формулы, состоящей из подформул в виде моноформул, образующих некоторое иерархическое дерево вычислений. Исходя из вида операндов, формулы могут содержать как числа, так и символьные операнды либо исключительно символьные операнды. В данной работе ограничимся чисто символическими формулами.

Важным понятием символьного анализа есть качество формул. Исходя из очевидных соображений заключаем, что из двух сравниваемых формул с одинаковым набором арифметических операций лучшая должна

иметь меньшее количество этих операций по каждому виду в отдельности. При разных количественных соотношениях необходимо принимать во внимание точностные и временные параметры арифметических операций (например, по критерию времени вычислений одно деление приравняем к четырем сложениям). Проблемой сегодняшнего дня есть оценка «веса» точности арифметических операций. Так, например, вычитание – это главный источник компьютерных ошибок округлений. Поэтому формулы «страдают» от наличия в них операции деления и вычитания. Более глубокий точностной анализ формул выходит за рамки данной работы, тем более, что мы будем исследовать алгоритмы генерации формул, содержащих только две операции: сложения и умножения, о чем было выше сказано.

Объектом анализа является схемный определитель в виде обычного определителя матрицы проводимостей полной пассивной цепи, в которой все проводимости имеют размерность проводимости, а узловые потенциалы соответствуют каноническому базису, то есть направлены от общего узла к узлам схемы.

Формулы Фойснера. Используемые в работе формулы *Фойснера* поражают своей простотой, а потому и гениальны. Главное достоинство этих формул состоит в их скобочной форме, что приводит к минимизации количества арифметических операций. Далее по тексту будет проведено сравнение формул тривиального аналитического раскрытия определителя полной 4-х узловой цепи и по рекурсии *Фойснера*. Вначале в упрощенном виде покажем одну из главных формул Фойснера для цепи, элементы которой представлены в виде проводимостей.

Пусть в произвольной цепи выделена некоторая проводимость y . Тогда определитель цепи можно разделить на два подопределителя по правилу

$$\Delta = \Delta_y + y \cdot \Delta^y, \quad (1)$$

где Δ_y – определитель подцепи, образованный из исходной цепи, в которой удалена выбранная проводимость y ; Δ^y – определитель подцепи, образованный из исходной цепи, в которой удалены выбранная проводимость y и параллельные к ней проводимости, а также закорочены узлы, к которым y подключена.

У Фойснера [2] приведена также дуальная формула, относящаяся к разложению определителя цепи по выбранному сопротивлению, однако, для представления сущности формул *Фойснера* нам достаточно обсудить формулу (1).

Покажем появление скобок, благодаря чему уменьшается количество арифметических операций в формулах по сравнению с методом деревьев *Кирхгофа* или раскрытием определителя по компьютерной программе, предусматривающей символьные операции (*MathCAD*, *MatLab*, *MAPLE* и т.д.). В (1) пока нет скобок. Однако ничто не мешает к каждому из

подопределителей в (1) свою очередь применить правило (1), выбрав, например, некоторую проводимость g . Это и есть рекурсия. На этом этапе появляется первая пара скобок для второго подопределителя

$$\Delta = \Delta_y + y \cdot \Delta^y = \Delta_{yg} + g \cdot \Delta_y^g + y \cdot (\Delta_g^y + g \cdot \Delta^{yg})$$

При разложении по следующей проводимости (например, u) возникают три пары скобок, причем из них одна пара скобок вложенная и т.д.

$$\Delta = \Delta_{ygu} + u \cdot \Delta_{yg}^u + g \cdot (\Delta_{yu}^g + g \cdot \Delta_{y^g}^u) + y \cdot (\Delta_{gu}^y + u \cdot \Delta_g^{yu} + g \cdot (\Delta_u^{yg} + u \cdot \Delta^{ygu})).$$

Полезной является также вторая формула Фойснера [1], относящаяся к бисекции схемы на подсхемы А и В по двум узлам: 1 и 2 (рис. 1)

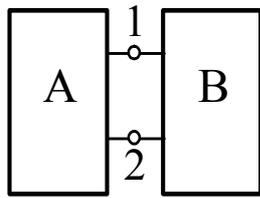


Рис. 1

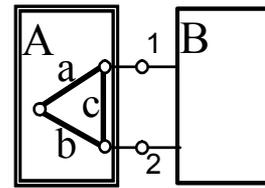


Рис. 2

$$\Delta = \Delta A \cdot \Delta B^{1+2} + \Delta B \cdot \Delta A^{1+2}, \quad (2)$$

где ΔA (ΔB) – определитель подсхемы А (В); ΔB^{1+2} (ΔA^{1+2}) – определитель подсхемы А (В), у которой закорочены узлы 1 и 2.

Покажем используемый в нашем алгоритме случай экономии арифметических операций в формуле Фойснера при наличии в подсхеме (подграфе) А треугольного подграфа (рис. 2).

$$\Delta = (a \cdot (b+c) + b \cdot c) \cdot \Delta B^{1+2} + \Delta B \cdot (a+b). \quad (3)$$

Выделение треугольника ветвей (a–b–c) по формуле (3), предложенное в [8], дает существенный выигрыш по сравнению с выделением последовательно соединенных ветвей a и b, использованным первоначально [7]. Например, в символьном определителе полной схемы с 10 узлами при выделении треугольных подсхем по формуле (3) содержится 207842 умножения и 433863 сложения [8]. Аналогичные показатели символьного определителя при выделении подсхем в виде последовательно соединенных ребер составляют 263204 и 551484 [7, 8]. Это служит подтверждением *правила половинного деления* [8], следовать которому необходимо при выборе оптимального варианта деления схемы по формуле (2).

При рекурсивном применении формулы (1) следует руководствоваться *правилом показателя участия*, согласно которому в первую очередь выделяется ветвь, инцидентная узлу с меньшей степенью. Если к узлу с минимальной степенью примыкает более одной мультиветви (кратной ветви), то из этих мультиветвей выбирается та, которая образована большим количеством одиночных ветвей, то есть имеет наибольшую кратность (*правило кратности*). В [8] получены

аналитические выражения для количества операций умножения и сложения в оптимальных выражениях полных, цепных и лестничных схем, сформированных в соответствии с установленными правилами. Расчеты подтверждены генерацией формул на компьютере [9]. В настоящее время для этого можно воспользоваться программой SCAD, оснащенной схемным редактором, которая свободно распространяется через сайт <http://levul.org/sm/symbolic.htm>.

Цель данной статьи обсуждение различных видов выражений для определителей полных схем, в том числе и упомянутых выше единых выражений [7–9]. До сих пор не было исследований, посвященных генерации оптимальных формул полных схем в классе последовательных выражений (с использованием подформул). Отметим, что полные схемы наиболее трудоемки для анализа, поскольку наименее пригодны для расчета по частям.

Минимизация вычислительной сложности – проблема повышения качества формул. Использование формул *Фойснера* для вывода формул вычисления определителя графа в ручных вычислениях целесообразно для простейших цепей и являются хорошим тестом для приобретения и развития комбинаторно-логических навыков. Для более сложных цепей, начинающихся от пяти узлов целесообразно использовать современные вычислительные средства. Если речь идет о раскрытии определителя в символьном виде, то имеется достаточное количество программ, выполняющих упомянутое выше задание. Так зачем тогда использовать идеи *Фойснера*? Ответ тривиален: для получения более качественных формул, содержащих меньшее количество арифметических операций. Дело в том, что немногие символьные программы «умеют» повышать качество формул определителя путем вынесения за скобки общих выражений. На сегодня проблема факторизации арифметических выражений относится к NP-проблемам типа поиска циклов *Гамильтона*, решения шахматных комбинаций, качественного перевода предложения с одного языка на другой и т.д. В то же время получение скобочных формул является естественным процессом в алгоритмах *Фойснера*.

Нам предстоит выяснить возможности метода *Фойснера*. Как и во сколько раз можно уменьшить количество арифметических операций в формулах? Где предел компрессии формул? Для ответа на поставленные проблемы автором выполнены специальные программы в среде *Turbo Pascal*.

Важнейшим параметром, влияющим на качество генерируемых формул, является выбор ветви графа цепи, по которой проводится разложение (1). Известно [5], что следует выбирать ветвь, символ которой наибольшее число раз фигурирует в бесскобочной моноформуле определителя. Другими словами, для исключения следует выбрать элемент, по которому производная от определителя (подопредделителя)

имеет максимальное количество слагаемых. При одинаковых степенях участия предпочтение следует отдать ветвям, соединенных с корнем графа (подграфа) цепи, а также мультиветвям. Более сложен критерий выбора элемента исключения при генерации формулы унисторного определителя, однако такие случаи мы не будем рассматривать в данной работе.

Важным условием успешной разработки программы исследования формулы *Фойснера* есть наличие удобного и безошибочного кодирования входных данных о графе цепи. Следующий момент – это контроль правильности отгенерированной формулы. В нашей программе указанные две особенности реализованы в виде препроцессора обработки входных данных и контрольными вычислениями по отгенерированной формуле.

Препроцессор запрашивает только одно число – количество узлов полного многоугольника. Исходя из этого числа автоматически генерируется топология и веса ветвей графа. Этим гарантируется однотипность и безошибочность задания цепи. Имена ветвей также генерируются автоматически в виде односимвольных выражений, соответствующим латинским символам.

Компьютерные эксперименты. Объектом анализа выбраны полные схемы от четырех до восьми узлов. Для сравнения алгоритмов (1) и (2), а также качества полученных формул разработано три программы: F1 – генератор моноформулы типа (1), F2 – генератор моноформулы типа (2). F2 отличается от F1 наличием блока реализации бисекции, в которой одна из подсхем имеет вид треугольника (рис. 2); F3 – генератор полиформулы на основе генератора F2.

Выбор элемента редукции в программе F1 выполняется тривиально на основе выделения ветви, соединенной с корнем подграфа. При наличии мультиребра предпочтение отдается ребру с максимальной кратностью. Если имеется несколько ветвей-претендентов с одинаковыми данными, то выбирается ветвь с наименьшим номером в списке ветвей.

Программа F2 подобно F1 ищет ветви выделения среди инцидентных корню. Однако как только окажется, что из корня исходят две ветви, то выполняется бисекция по двум узлам (2), в которой один из подграфов является треугольником.

Программа F3 подобна F2 и имеет дополнительный блок кодирования и запоминания параллельных ветвей в строках переменной длины типа D. Каждый треугольник кодируется также в строках переменной длины типа T и использует записи типа D. Все записи типа D и T нумеруются автоматически в порядке их образования и продолжают список ветвей.

Как показали компьютерные эксперименты, алгоритм генерации формулы схемного определителя проще в виде польской записи, по сравнению с аналогичным алгоритмом генерации формулы в обычной скобочной записи [6]. Кроме этого генерация формулы в польской записи происходит за меньшее процессорное время. Главное отличие состоит в

том, что нет необходимости прогнозировать наличие открывающей скобки при очередной рекурсии, поскольку в польской записи скобки просто отсутствуют. Еще один аргумент в пользу польской записи состоит в том, что огромные генерируемые формулы, содержащие десятки тысяч арифметических операций нет возможности тестировать в среде стандартных компиляторов. Для этого проще самому запрограммировать вычисление и проверку формулы, имея польскую запись. Заметим, что для распечатки формулы в обычном виде выполняется конвертирование польской записи на классическую.

В качестве примера покажем распечатку формул для полных схем, представленных графами на рис. 3–5.

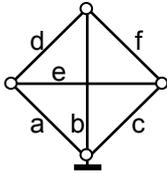


Рис. 3

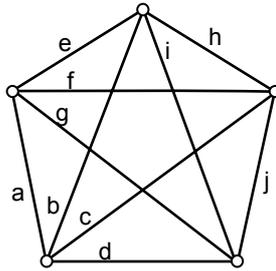


Рис. 4

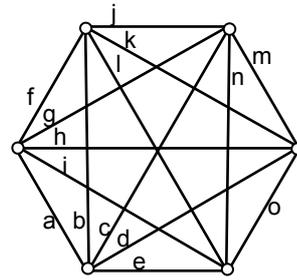


Рис. 5

На рис. 3 показан граф 4-х узловой полной цепи. Схемный Y -определитель данной цепи в развернутом виде можно получить либо раскрывая символически определитель матрицы проводимостей, либо в виде суммы деревьев графа схемы

$$F0/4 = cfd + ced + cef + bde + bcd + bce + bfd + bfe + acf + aef + abc + abe + abf + adc + ade + adf$$

Подсчитаем количество арифметических операций в формуле – $[*] 32, [+]$ 15.

Программа F1 генерирует моноформулу по алгоритму (1)

$$F1/4 = c*(f*d+e*(d+f))+b*(d*e+(c+f)*(d+e))+a*((c+e)*f+(b+d)*(c+e+f));$$

Количество арифметических операций в формуле: $[*] 9, [+]$ 12

Моноформула при использовании бисекции и треугольного подграфа согласно (2), (3) имеет вид

$$F2/4 = (b+c)de+(b(c+f)+cf)(d+e)+a((b+d)(c+e+f)+(c+e)f);$$

$[*] 8, [+]$ 11

Полиформула при использовании бисекции и треугольного подграфа согласно (2), (3) записана в виде:

$$D7=b+c; T8=f*D7+b*c; D9=d+e; D10=b+d; D11=c+e; D12=D10+D11; T13=f*D12+D10*D11; DetN=D7*d*e+T8*D9+a*T13;$$

$[*] 8, [+]$ 9

Эта же полиформула в польской записи:

$$D7 = bc+; T8 = fD7*bc*+; D9 = de+; D10 = bd+; D11 = ce+;$$

$$D12 = D10D11+; T13 = fD12*D10D11*+; DetP = D7de**T8D9*+aT13*+;$$

$$[*] 8, [+]9$$

Как видим, формула $DetN$ имеет 17 арифметических операций по сравнению с 47 арифметическими операциями в развернутом виде т.е. короче последней в 2.7 раза. Заметим, что переход от формул *Фойснера* в любом из приведенных видов к развернутому виду $F0/4$ является тривиальной операцией. Однако автору не известна компьютерная программа, которая на сегодня способна выполнить обратное преобразование, например, от $F0/4$ к $F2/4$.

Приведем распечатку формул *Фойснера* для определителей полных схем с 5-ю и 6-ю узлами.

Для полного пятиугольника (рис. 4):

Моноформула F2:

$$F2/5 = (c+d)*((f+h)*g*i+(f*(h+e)+h*e)*(g+i))+c*(d+j)+d*j)*$$

$$*((f+g)*(e+h+i)+e*(h+i))+b*((f+j)*(d+i)*e+(f*(j+g)+j*g)*$$

$$*(d+i+e)+(c+h)*((d+i+j)*(e+f+g)+(e+f)*g))+$$

$$+a*((h+i)*(c+f)*(d+g)+(h*(i+j)+i*j)*(c+f+d+g))+$$

$$+(b+e)*((c+f+h)*(d+g+i+j)+(d+g+i)*j));$$

$$[*]=29, [+]=50.$$

Полиформула F3:

$$D11=c+d; D12=f+h; T13=e*D12+f*h; D14=g+i; T15=j*D11+c*d; D16=f+g;$$

$$D17=h+i; D18=e+D16; T19=D17*D18+e*D16; D20=c+h; D21=d+i;$$

$$D22=D21+e; T23=g*D22+D21*e; D24=f+j; D25=D21+j; D26=e+f;$$

$$D27=D25+D26; T28=g*D27+D25*D26; D29=b+e; D30=c+f; D31=d+g;$$

$$D32=D30+D31; T33=j*D32+D30*D31; D34=D30+h; D35=D31+i;$$

$$D36=D34+D35; T37=j*D36+D34*D35;$$

$$DetN = D11*(D12*g*i+T13*D14)+T15*T19+b*(D22*f*j+T23*D24+$$

$$D20*T28)+a*(D32*h*i+T33*D17+D29*T37);$$

$$[*]=29, [+]=50.$$

Для полного шестиугольника (рис. 5):

Моноформула типа F2:

$$F2/6 =$$

$$=(d+e)*((k+m)*((f+l)*g*n+(f*(l+i)+l*i)*(g+n))+k*(m+j)+m*j)*((f+g)*(i+l+n)$$

$$+i*(l+n))+h*((j+l)*(g+m)*i+(j*(l+n)+l*n)*(g+m+i)+(f+k)*((g+m+j)*(i+l+n)+(i$$

$$+l)*n))+d*(e+o)+e*o)*((f+g)*(k+l)*(m+n)+(f*(g+j)+g*j)*(k+l+m+n)+(h+i)*($$

$$(f+k+l)*(g+m+n+j)+(g+m+n)*j))+c*((g+j)*((h+i)*k+l+(h*(i+o)+i*o)*(k+l))+g$$

$$*(j+f)+j*f)*((h+k)*(i+l+o)+(i+l)*o)+(e+n)*((f+h)*(j+l)*o+(f*(h+k)+h*k)*(j+l+$$

$$o)+(g+i)*((f+j+l)*(h+o+k)+(h+o)*k))+d+m)*((i+l)*(g+h)*(j+k)+(i*(l+f)+l*f)*$$

$$(g+h+j+k)+(e+n+o)*((g+h+i)*(f+j+k+l)+f*(j+k+l))))+b*((e+l+f)*((g+h)*n*o+($$

$$g*(h+m)+h*m)*(n+o))+((e+l)*(f+i)+f*i)*((g+n)*(h+o+m)+(h+o)*m)+(d+k)*((i$$

$$+n)*(f+h)*m+(i*(n+g)+n*g)*(f+h+m)+(e+l+o)*((f+h+i)*(g+m+n)+g*(m+n)))+$$

$$(c+j)*((h+o)*(e+l+n)*(f+g)+(h*(o+i)+o*i)*(e+l+n+f+g)+(d+k+m)*((e+l+n+o)*$$

$$(f+g+h+i)+(f+g+h)*i))+a*((d+h+e+i)*((k+m)*l*n+(k*(m+j)+m*j)*(l+n))+((d+$$

$h)*(e+i+o)+(e+i)*o)*((k+l)*(j+m+n)+j*(m+n))+(c+g)*((k+o)*(e+i+n)*j+(k*(o+l)+o*l)*(e+i+n+j)+(d+h+m)*((e+i+n+o)*(j+k+l)+(j+k)*l))+b+f)*((m+n)*(d+h+k)*(e+i+l)+(m*(n+o)+n*o)*(d+h+k+e+i+l)+(c+g+j)*((d+h+k+m)*(e+i+l+n+o)+(e+i+l+n)*o))));$

[*]=122, [+]=237.

Полиформула типа F3:

$D16=d+e; D17=k+m; D18=f+l; T19=i*D18+f*l; D20=g+n; T21=j*D17+k*m;$
 $D22=f+g; D23=l+n; D24=D22+i; T25=D23*D24+D22*i; D26=f+k; D27=g+m;$
 $D28=D27+i; T29=n*D28+D27*i; D30=j+l; D31=D27+j; D32=i+l;$
 $D33=D31+D32; T34=n*D33+D31*D32; T35=o*D16+d*e; D36=h+i; D37=k+l;$
 $D38=m+n; D39=D37+D38; T40=j*D39+D37*D38; D41=f+D37; D42=g+D38;$
 $D43=D41+D42; T44=j*D43+D41*D42; D45=d+m; D46=e+n; D47=g+j;$
 $T48=o*D36+h*i; T49=f*D47+g*j; D50=h+k; D51=D50+D32;$
 $T52=o*D51+D50*D32; D53=g+i; D54=D30+o; T55=k*D54+D30*o; D56=f+h;$
 $D57=f+D30; D58=h+o; D59=D57+D58; T60=k*D59+D57*D58; D61=D46+o;$
 $D62=g+h; D63=j+k; D64=D62+D63; T65=f*D64+D62*D63; D66=D62+i;$
 $D67=D63+l; D68=f+D66; T69=D67*D68+f*D66; D70=c+j; D71=d+k;$
 $D72=e+l; D73=D72+f; T74=m*D62+g*h; D75=n+o; T76=i*D73+D72*f;$
 $D77=D20+D58; T78=m*D77+D20*D58; D79=D72+o; D80=D56+m;$
 $T81=g*D80+D56*m; D82=i+n; D83=D56+i; D84=D83+g;$
 $T85=D38*D84+D83*g; D86=D71+m; D87=D72+n; D88=D87+D22;$
 $T89=i*D88+D87*D22; D90=D87+o; D91=D22+h; D92=D90+D91;$
 $T93=i*D92+D90*D91; D94=b+f; D95=c+g; D96=d+h; D97=e+i;$
 $D98=D96+D97; T99=j*D17+k*m; T100=o*D98+D96*D97; D101=j+D37;$
 $T102=D38*D101+j*D37; D103=D96+m; D104=D97+n; D105=D104+j;$
 $T106=l*D105+D104*j; D107=k+o; D108=D104+o; D109=D108+D63;$
 $T110=l*D109+D108*D63; D111=D95+j; D112=D96+k; D113=D97+l;$
 $D114=D112+D113; T115=o*D114+D112*D113; D116=D112+m;$
 $D117=D113+n; D118=D116+D117; T119=o*D118+D116*D117;$
 DetN =

$D16*(D17*(D18*g*n+T19*D20)+T21*T25+h*(D28*j*l+T29*D30+D26*T34)$
 $) + T35*(D39*f*g+T40*D22+D36*T44) + c*(D47*(D36*k*l+T48*D37)+T49*T$
 $52+D46*(D54*f*h+T55*D56+D53*T60)+D45*(D64*i*l+T65*D32+D61*T69)$
 $) + b*(D73*(D62*n*o+T74*D75)+T76*T78+D71*(D80*i*n+T81*D82+D79*T$
 $85)+D70*(D88*h*o+T89*D58+D86*T93)) + a*(D98*(D17*l*n+T99*D23)+T1$
 $00*T102+D95*(D105*k*o+T106*D107+D103*T110)+D94*(D114*m*n+T115$
 $*D38+D111*T119));$

[*]=122, [+]=139.

Формулы для $n=7$ и $n=8$ не приводятся по причине их длины. Указанные формулы автор может представить желающим посредством электронной почты. Результаты исследования генераторов формул Фойснера представлены в таблицах 1 и 2. Сравнение данных о моноформулах типа F2 с расчетами, выполненными В.В. Филаретовым [8],

и генератором формул GRAF, реализованным *Д.В.Шеиным* [9], показывает их полное совпадение.

Таблица 1. Сравнение количества арифметических операций для трех модификаций формул *Фойснера*

К-во узлов	Количество операций умножения [*]		Количество операций сложения [+]			Количество операций сложения и умнож. [*] +[+]		
	F1	F2=F3	F1	F2	F3	F1	F2	F3
<i>n</i>	F1	F2=F3	F1	F2	F3	F1	F2	F3
4	9	8	12	11	9	21	19	17
5	40	29	62	50	35	102	79	64
6	205	122	340	237	139	545	359	261
7	1236	617	2102	1259	587	3338	1876	1204
8	8659	3710	14840	7698	2888	23499	11428	6618

Таблица 2. Сравнение длины и времени генерации формул из табл. 1

Число узлов схемы <i>n</i>	Длина польской формулы (в указателях)			CPU-время (сек.) (Pentium II, 400 MHz)		
	F1	F2	F3	F1	F2	F3
4	43	39	27	<0.01	<0.01	<0.01
5	205	159	101	<0.01	<0.01	<0.01
6	1091	719	407	<0.01	<0.01	<0.01
7	6677	3753	1825	0.04	0.05	0.06
8	46999	22817	9689	0.25	0.32	0.36

Интересно заметить, что на основании анализа полиформул типа F3 для $n=4$ и $n=5$ автор сделал ложный вывод о том, что в формулах определителя типа F3 принципиально нет повторяющихся умножений, поэтому нет смысла проверять их наличие. Однако в процессе подготовки данной рукописи оказалось, что повторяющиеся умножения содержатся в формулах определителя для $n>5$. Для $n=6$ имеется только одно повторяющееся умножение ветвей ($k*m$), что показано на распечатке жирным и подчеркнутым шрифтом. Для $n=7$ таковых повторений уже 23. Причем максимальное количество повторений достигает четырех. Для $n=8$ количество повторений значительно больше. Замечена повторяемость 12. Отсюда вывод, что данные о количестве умножений в полиформуле типа F3 для $n>6$ в таблице 1 явно неминимальны. Исправление ошибки не должно вызвать проблем, что послужит причиной для модификации в будущем генератора полиформул типа F3. Кстати, это уже не первый случай, когда комбинаторный анализ полных графов до 5-ти узлов не показывал принципиальных особенностей, которые проявляли себя, начиная от графов с пятью-шестью узлами [8].

Выводы. На стандартный вопрос: какой смысл программировать нереальные с точки зрения практики минимальные формулы

определителей полных схем, мы ответим так: полные схемы (графы) – это классика теории цепей и, начиная с работы Максвелла (1873 г.), всегда были на первом месте при исследовании тех или иных методов или алгоритмов. Один из важных выводов, полученных в работе – это существенное уменьшение в методе Фойснера количества арифметических операций по сравнению с классическим подходом, основанном на символьном раскрытии определителя матрицы и приведению в нем подобных слагаемых либо на топологическом подходе (поиск деревьев соответствующего графа). Например, для полного 5-ти угольника формула типа F3 почти в 10 раз экономнее по сравнению с классической развернутой формулой определителя. С увеличением схем различие возрастает.

Литература

1. Feussner W. Über Stromverzweigung in netzförmigen Leitern // *Annalen der Physik.* – Leipzig, 1902. – V. 9. – P. 1304–1329.
2. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstärke in netzförmigen Leitern // *Annalen der Physik.* – Leipzig, 1904. – V. 15. – P. 385–394.
3. Филаретов В., Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // *Электричество.* – 1992. – № 9. – С. 64–67.
4. Филаретов В.В. Приоритеты в науке, или еще об одном слагаемом успеха // *Электричество.* – 1994. – № 12. – С. 63–64.
5. Дмитришин Р. До 100-річчя формул Фойснера // *Polsko-Ukraińska Szkoła-Seminarium «Aktualne problemy elektrotechniki teoretycznej: nauka i dydaktyka».* – Ukraina (Alushta), 3-6 września 2001. – S. 23–26.
6. Дмитришин Р.В., Филаретов В.В. Генерация схемных определителей на основе бинарного дерева формулы // *Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ : Тр. междунар. конф. КЛИН–2003.* – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – Т. 4. – С. 18–26.
7. Филаретов В.В. Оптимизация формул схемных функций электрических цепей // *Электричество.* – 1993. – № 9. – С. 64–68.
8. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // *Электричество.* – 1995. – № 4. – С. 36–43.
9. Филаретов В.В., Шеин Д.В. Машинная генерация оптимальных формул для функций пассивных схем // *Проблемы автоматизированного моделирования в электронике: Сб. докл. междунар. конф.* – Киев: Политехн. ин-т, 1994. – С. 28–32.

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

ОПТИМИЗАЦИЯ УРОВНЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ КАНАЛОВ В АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Н. Б. Догадин

В настоящее время повышенное внимание продолжает уделяться техническим показателям переменного напряжения стандартной питающей сети. Их обеспечение приближает форму напряжения к гармонической, а значит, позволяет снизить потери энергии питания, повысить эффективность работы устройств, чувствительных к помехам, и т.д. Это особенно актуально при получении электрической энергии нетрадиционными способами, например, с использованием природных энергоисточников (ветра, волн и др.); при применении некоторых реальных питающих сетей (особенно сельских); при обеспечении в автономных условиях работоспособности оборудования, использующего для питания сеть промышленной частоты, и т.д.

Одним из методов улучшения технических показателей является преобразование различных видов энергии в энергию постоянного тока, ее аккумуляирование, а затем, использование для формирования нового гармонического колебания, независимого от способа пополнения энергии источника питания. Здесь основным узлом, обеспечивающим заданные технические показатели формируемого напряжения, является инвертор – устройство, преобразующее постоянное напряжение в гармоническое. Поэтому разработка инверторов, обеспечение в них высоких энергетических и технических характеристик, является актуальным.

Одним из видов инверторов являются устройства, в которых переменное напряжение создается образцовым маломощным генератором, а затем усиливается усилителем мощности, работающим с высоким КПД. В качестве последнего можно использовать аналого-дискретные усилители, характеризующиеся повышенными значениями КПД и малыми нелинейными искажениями. Они состоят из нескольких аналоговых каналов усиления, работающих с высоким КПД поочередно на общую нагрузку. Для питания всех каналов можно использовать одно и то же напряжение, тогда их максимально возможный ток должен быть различен, обеспечивая высокий КПД каналов.

Упрощенная структурная схема одной из разновидностей такого усилителя с тремя каналами приведена на рис. 1,а. Здесь для всех трех каналов используется один усилительный каскад, который связан с нагрузкой через выходной трансформатор T , имеющий три переключаемых значения коэффициента трансформации.

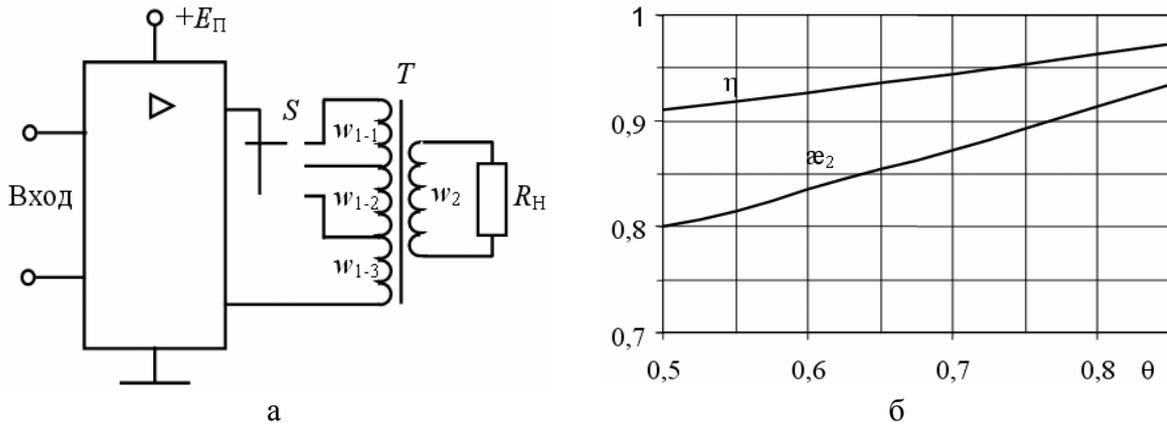


Рис. 1

При малых мгновенных значениях формируемого напряжения коэффициент трансформации $n_1 = w_2 / (w_{1-1} + w_{1-2} + w_{1-3})$, определяемый отношением чисел витков вторичной (w_2) и первичной ($w_{1-1} - w_{1-3}$) обмоток, имеет наименьшее значение, входное сопротивление трансформатора по переменному току – наибольшее, а значит, максимально возможный ток первичной обмотки I_{m1} меньше, чем при других положениях переключателя S . При появлении и увеличении мгновенного значения формируемого напряжения ток $i_{П}$, протекающий через первичную обмотку трансформатора, увеличивается, и при достижении им величины I_{m1} происходит переключение коэффициента трансформации T .

Теперь ток протекает только через обмотки w_{1-2} и w_{1-3} , его величина первоначально меньше I_{m2} – максимально возможного значения при коэффициенте трансформации $n_2 = w_2 / (w_{1-2} + w_{1-3})$, но все-таки значительна, и КПД усилителя имеет повышенные значения. При достижении мгновенным значением тока величины I_{m2} переключение происходит вновь, и выход усилителя подключается к обмотке w_{1-3} , в которой ток может достичь значения I_{max} . В таком усилителе при каждой величине n коэффициент использования тока питания имеет повышенные значения, активные элементы работают в режимах, близких к насыщению, т.е. с высоким КПД, а значит, общий КПД усилителя также высок.

Чем больше число каналов, тем дольше в них коэффициент использования тока питания имеет повышенные значения и выше КПД усилителя. Однако при этом возрастает сложность его схемотехнической реализации, что осложняет практическую разработку. Кроме числа каналов на величину КПД влияют и значения их уровней переключения – относительных величин токов канала, при которых оно происходит. В книге [Ногин В.Н. Усилители со ступенчатым управлением напряжением на транзисторах. – М.: Связь, 1979] показано, что для усилителя рис.1 при линейной нагрузке оптимальными (при которых достигается

максимальный КПД) являются уровни переключения $\alpha_1 = I_{m1}/I_{\max} = 0,5673$ и $\alpha_2 = I_{m2}/I_{\max} = 0,8235$. При них максимальный КПД усилителя равен 89,41%. Однако, как правило, инверторы применяются для питания радиоэлектронного оборудования, и их нагрузкой является выпрямитель. В этом случае ток потребляется усилителем только при превышении мгновенным значением выходного напряжения u_H величины U_C , соответствующей напряжению на конденсаторе фильтра выпрямителя. Поэтому оптимальные значения уровней переключения зависят от θ – фазы, при которой $u_H = U_m \sin \theta = U_C$ и через выпрямитель начинает протекать ток. Как правило, $U_C > 0,6 U_m$, в этом случае применение в инверторе трех каналов усиления не целесообразно: при работе первого канала мощность от инвертора не потребляется, а значит, первый и второй канал можно объединить. Тогда инвертор будет двухканальным, что и учтено в дальнейшем.

Найдем оптимальные значения уровня переключения каналов α_1 при различных величинах θ и достигаемый в этом случае КПД усилителя. Исходя из приведенного выше описания работы усилителя, мощность, потребляемая им от источника питания, рассчитывается по формуле:

$$P_{\Pi} = \frac{2E_{\Pi} I_{\Pi m}}{\pi} \left(j_1 \int_{\theta}^{\vartheta_1} \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\vartheta_1}^{\pi/2} \sin \vartheta d\vartheta \right) = \frac{2}{\pi} E_{\Pi} I_{\Pi m} \left[(1-j_1) \cos \vartheta_1 + j_1 \cos \theta \right].$$

Тогда максимальный КПД усилителя:

$$\eta = \frac{\frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta}{\left[(1-j_1) \sqrt{1-j_1^2} + j_1 \cos \theta \right]}.$$

Здесь принято, что усилитель идеален, его коэффициенты использования напряжения U_m/E_{Π} и тока $I_{\max}/I_{\Pi m}$ питания равны 1, $\cos \vartheta_1 = \sqrt{1-j_1^2}$, а $\theta = \arcsin U_C/E_{\Pi}$. Исследование знаменателя на экстремум приводит к уравнению четвертой степени, решение которого громоздко. Поэтому здесь приводятся в виде графиков лишь результаты расчета оптимальных значений α_1 и соответствующие им величины КПД (η) для некоторых, наиболее часто встречающихся значений θ , – рис.2. Из их рассмотрения видно, что при увеличении θ величина α_1 пропорционально увеличивается, изменяя свои значения от $\alpha_1 = 0,8$ (при $\theta = 0,5$) до $\alpha_1 = 0,935$ (при $\theta = 0,85$). Их выбор позволяет обеспечить в инверторе достижение максимального КПД от 91,1 до 97,2 %.

Догадин Николай Борисович – доктор технических наук, профессор, действительный член Академии информатизации образования, профессор кафедры теоретической физики Волгоградского государственного педагогического университета, 400131, г. Волгоград, пр. Ленина, 27, (8442)-94-62-29, dogadin@vspu.ru.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

А. Н. Еремин

Одним из простых экономичных способов преобразования измеряемой величины в электрический сигнал, в частности – в частоту, является способ, основанный на использовании генератора, частото задающий элемент которого, например емкость или индуктивность, механически связаны с подвижной частью чувствительного элемента (ЧЭ). Конструктивно несложно построить генератор с перестраиваемым резонансным контуром, у которого одновременно изменяются оба реактивных параметра, чем достигается высокая чувствительность и разрешающая способность электронного преобразователя (ЭП). Построение ЭП по дифференциальной схеме позволяет получить более высокую чувствительность, по сравнению с одноканальными схемами ЭП, за счет увеличения крутизны характеристики выходного сигнала, когда частота одного генератора увеличивается, другого – уменьшается, а измеряется разностная частота. При этом повышается стабильность выходного параметра, свойственная дифференциальным схемам.

Известно, что с повышением рабочего диапазона частот перестраиваемых генераторов, увеличивается абсолютное значение разностной частоты Δf , в которой заложена измерительная информация, а, следовательно, повышается разрешающая способность и точность измерения ЭП. Однако не всегда просто выделить на выходе смесителя разностную частоту, особенно если она изменяется в широких пределах. Перестраиваемые генераторы ЭП нельзя стабилизировать традиционными способами, поэтому при выборе их начальных частот необходимо обеспечить некоторый разнос, определяемый общепринятой оценкой нестабильности на каждый генератор ($\sim 10^{-4}$). В результате начальное значение разностной частоты $\Delta f_0 = f_{01} - f_{02}$, где f_{01} и f_{02} – начальные частоты генераторов, начинается не с нулевого значения, а с некоторой величины, которая тем больше, чем выше диапазон рабочих частот.

В преобразователях с максимальным значением $\Delta f = f_1 - f_2$ порядка нескольких десятков кГц, выделение ее после смесителя можно осуществить простым фильтром нижних частот (ФНЧ). С повышением диапазона рабочих частот ЭП, с целью достижения более высокой разрешающей способности (например, с уходом в мегагерцовый диапазон), разностная частота Δf может изменяться от десятков до сотен килогерц. В этом случае возникает ряд проблем при выделении разностной частоты с помощью ФНЧ. Выход из такого положения может быть найден с помощью следящего полосового фильтра (СПФ) – в простейшем случае

контура, параметры реактивных составляющих которого изменяются синхронно с параметрами контуров измерительных генераторов.

Графики изменения частот и вид амплитудно–частотных характеристик (АЧХ) ФНЧ и СПФ представлены на рис. 1. Исследования показали, что при работе в диапазоне частот около 100 кГц диапазон изменения Δf составил $1 \div 10$ кГц. Разрешающая способность (или крутизна выходной характеристики) составила ~ 1 Гц/г. При этом разностная частота Δf выделялась с помощью ФНЧ.

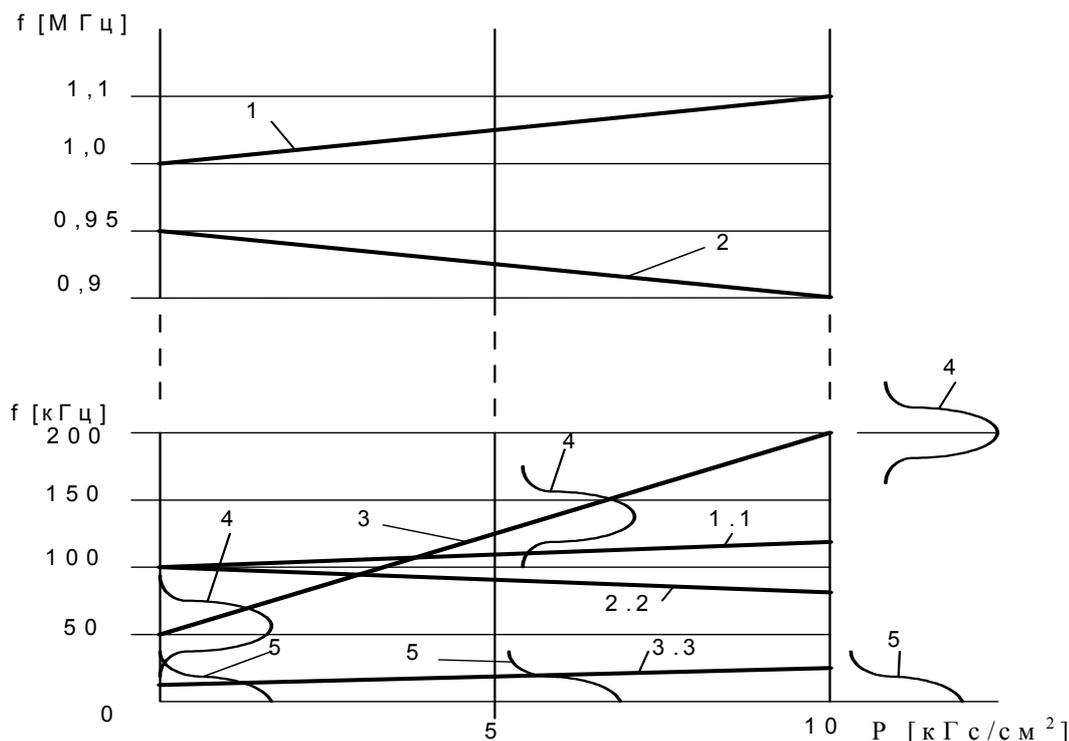


Рис. 1 Графики зависимости $f=F(P)$; 1, 1.1 – графики $f_1=F(P)$; 2, 2.2 – графики $f_2=F(P)$; 3, 3.3 – графики $\Delta f=F(P)$; 4 – форма АЧХ СПФ; 5 – форма АЧХ ФНЧ

При работе в диапазоне около 1 МГц разностная частота Δf составила от 50 до 200 кГц, то есть крутизна характеристики стала равна ~ 15 Гц/г. Разностная частота выделялась полосовым синхронно перестраиваемым фильтром. Перестройка контуров генераторов осуществлялась с помощью емкости. Коэффициент перекрытия по диапазону составил $\sim 1,1$. Коэффициент перекрытия СПФ по частоте составил 4, поэтому перестройка СПФ осуществлялась емкостью и индуктивностью. Из анализа графиков рис. 2 видно, что повышение диапазона рабочих частот генераторов–преобразователей и применение СПФ позволяет повысить разрешающую способность ЭП измерителя давления в 10 и более раз по сравнению с дифференциальным ЭП без СПФ.

НОВЫЙ ПОДХОД К СОЗДАНИЮ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО МЕТОДА АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

И. В. Ерохов

Вступление. Современные топологические методы анализа электрических цепей основываются на удачной интерпретации слагаемых детерминант из формулы решения алгебраической системы уравнений [1]. В процессе развития понятия «комбинация параметров ветвей» электрической цепи возникли ключевые определения топологических методов анализа: дерево, двудерево, передача дерева и др. Некоторые из них трудно осмыслить вне аналогии с выражением раскрытого определителя. Например, в ветвях дерева электрический ток не может течь по определению, но мы говорим о коэффициенте передачи дерева. Мало того, дерево разветвляется, на нем можно проследить несколько путей передачи сигнала, и с физической точки зрения имеет смысл определять коэффициент передачи каждого из них. Вместо этого (по аналогии с выражением раскрытого определителя) перемножаются параметры всех ветвей дерева. К этим условностям специалисты в области теории электрических цепей давно привыкли, и их усилия, в основном, направлены на совершенствование технологии вычислений, дальнейшую формализацию фундаментальных понятий [2, 3].

Наряду с этим направлением, которое можно назвать классическим, возникло новое, основанное на специальном преобразовании определителей числителя и знаменателя из той же формулы решения [4], [5]. Метод использует преобразование *Фойснера*, смысл которого ясен из следующего выражения

$$\Delta = (-1)^{I+J} a_{IJ} A_{I,J} + \Delta A(a_{IJ} = 0),$$

где $A_{I,J}$ – минор матрицы A , из которой удалены строка I , столбец J .

Преобразование применяется рекурсивно до получения матриц первого порядка и вырожденных матриц. Математическому алгоритму найдена схемная интерпретация, авторам удалось установить аналогию между чисто математическими процедурами преобразования и схемными операциями по выделению источников. Это стало возможным благодаря тому, что после удаления идеального источника из ветви ее либо разрывают, либо замыкают. Последовательное применение преобразования приводит к упрощению выражений исходных определителей, и созданию процедуры пошагового решения.

Несмотря на большие различия, методы, упомянутые выше, объединяет общий подход к преобразованию формулы решения системы алгебраических уравнений – детерминанты числителя и знаменателя

рассматриваются отдельно. Существует другой подход к преобразованию той же формулы, когда определители числителя и знаменателя рассматриваются совместно [6]. Математическому алгоритму совместного преобразования детерминант из формулы Крамера найдена схемная интерпретация [7].

Описание математического алгоритма. Рассмотрим систему алгебраических уравнений с квадратной матрицей коэффициентов

$$\begin{cases} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1N}x_N = b_1 \\ \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ a_{N1}x_1 + a_{N2}x_2 + \dots + a_{NN}x_N = b_N \end{cases} \quad (1)$$

Формула Крамера для первой неизвестной будет иметь вид

$$x_1 = \frac{\begin{vmatrix} b_1 & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_N & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{vmatrix}}. \quad (2)$$

Определители выражения (2) отличаются только одним столбцом. Раскроем каждый из определителей по элементам отличающихся столбцов, используя теорему Лапласа:

$$x_1 = \frac{b_1(-1)^{1+1}A_{11} + \dots + b_N(-1)^{N+1}A_{N1}}{a_{11}(-1)^{1+1}A_{11} + \dots + a_{N1}(-1)^{N+1}A_{N1}}, \quad (3)$$

где $A_{I,J}$ – алгебраическое дополнение, образованное вычеркиванием I строки и J столбца.

Продолжим преобразования выражения (3), смысл которых понятен из (4), (5), (6):

$$x_1 = \frac{b_1 A_{11}}{a_{11} A_{11} + \dots + a_{N1} A_{N1}} + \dots + \frac{b_N A_{N1}}{a_{11} A_{11} + \dots + a_{N1} A_{N1}}; \quad (4)$$

$$x_1 = \frac{b_1}{a_{11} + a_{21} \frac{A_{21}}{A_{11}} + \dots + a_{N1} \frac{A_{N1}}{A_{11}}} + \dots + \frac{b_N}{a_{11} \frac{A_{11}}{A_{N1}} + \dots + a_{(N-1)1} \frac{A_{(N-1)1}}{A_{N1}} + a_{N1}}; \quad (5)$$

$$x_1 = \frac{b_1}{a_{11} + \frac{a_{21}}{A_{11}} + \dots + \frac{a_{N1}}{A_{11}}} + \dots + \frac{b_N}{\frac{a_{11}}{A_{N1}} + \dots + \frac{a_{(N-1)1}}{A_{N1}} + a_{N1}}. \quad (6)$$

В каждом соотношении алгебраических дополнений из (6) есть две отличающиеся строки, по элементам которых они могут быть разложены. Преобразование выражения (6) продолжается, именно, по элементам этих строк. В результате применения к выражению (2) $(N-1)$ циклов преобразования, описанного выше, получаем представление решения

системы алгебраических уравнений (1) в виде ветвящейся цепной дроби, состоящей из $(2N-1)$ этажей [6]. По сравнению с простой цепной дробью [8] выражение (6) отличается тем, что на каждом этаже дроби может выполняться несколько операций сложения.

Известно, что полная ветвящаяся цепная дробь порождает ряд приближающих дробей с нарастающим числом этажей. Численные значения ряда приближающих дробей сходятся к точному результату. Таким образом, в процессе вычислений с заданной точностью нет необходимости раскрывать выражение (2) полностью. Достаточно остановиться на определенной приближающей дроби, значение которой обеспечивает эту точность. Отметим, что любой числовой ряд может быть представлен ветвящейся цепной дробью [6], а, следовательно, между приближением решения отрезком ряда или приближающей дробью имеется полное соответствие. На отрезке ветвящейся цепной дроби создают даже итерационные формулы для численных методов решения [9].

Классический пример. Применим математический алгоритм, описанный выше, к электрической цепи рис.1, с которой в теории электрических цепей вошли цепные дроби.

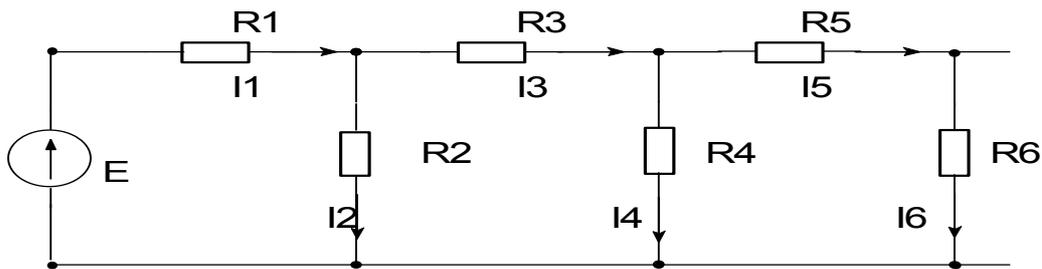


Рис.1. Изображение лестничной схемы

Для описания электрической цепи рис. 1 *В.Кауэр* использовал систему уравнений со смешанным координатным базисом, матрица которой имеет вид

$$\begin{bmatrix} Z_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & Y_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & Z_3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & Y_4 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & Z_5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & Y_6 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Входное сопротивление цепи находим как соотношение следующих определителей

$$Z_{BX} = \frac{\Delta}{\Delta_{11}}. \quad (8)$$

Раскроем определитель числителя (8) по элементам первой строки

$$Z_{BX} = 11 - 12 \frac{\Delta_{1:2}}{\Delta_{1:1}}. \quad (9)$$

В выражении (9) элементы матрицы (7) обозначаются с помощью символов строк и столбцов, на пересечении которых они располагаются.

Реализовав 5 циклов математического алгоритма совместного преобразования определителей (8), получим цепную дробь (10). Каноническую форму цепной дроби (10) получаем с помощью последовательного деления числителя и знаменателя соответствующих этажей на одну и ту же величину. Например, разделим элементы первого и второго этажей дроби (10) на величину элемента матрицы 12. Переходя по этажам ниже, добиваемся того, чтобы все числители дроби (10) были равны единице. Именно в таком виде существует в теории электрических цепей форма *Кауэра*. Завершив тождественные преобразования цепной дроби (10), получим ее каноническую форму (11). После подстановки элементов матрицы (7) в выражения для коэффициентов цепной дроби (11) следует привычное выражение формы *Кауэра*.

Входное сопротивление схемы рис. 1 в виде простой цепной дроби:

$$Z_{BX} = 11 - \frac{12}{\frac{22}{21} - \frac{23}{\frac{21}{32} - \frac{43}{\frac{44}{34} - \frac{45}{\frac{34}{54} - \frac{55}{\frac{65}{66} - \frac{56}{56}}}}} \quad (10)$$

Каноническая форма простой цепной дроби (10) имеет вид:

$$Z_{BX} = A - \frac{1}{B - \frac{1}{C - \frac{1}{D - \frac{1}{E - \frac{1}{F}}}}}, \quad (11)$$

где

$$A = 11 = Z_1; \quad B = \left(12 \frac{1}{22} 21\right)^{-1} = -\gamma_2; \quad C = 12 \frac{1}{32} 33 \frac{1}{23} 21 = Z_3;$$

$$D = \left(12 \frac{1}{32} 34 \frac{1}{44} 43 \frac{1}{23} 21\right)^{-1} = -\gamma_4; \quad E = 12 \frac{1}{32} 34 \frac{1}{54} 55 \frac{1}{45} 43 \frac{1}{23} 21 = Z_5;$$

$$F = \left(12 \frac{1}{32} 34 \frac{1}{54} 56 \frac{1}{66} 65 \frac{1}{45} 43 \frac{1}{23} 21\right)^{-1} = -\gamma_6.$$

На классическом примере лестничной схемы мы убедились в работоспособности математического алгоритма.

Схемная трактовка математического алгоритма. Обозначая элементы матрицы (7) символами строк и столбцов мы задаем кортеж из двух ячеек, который представляет направленную ветвь. В первой ячейке кортежа располагаем номер узла-истока (строки), во второй – номер узла-стока (столбца). Таким образом, матрица (7) может быть представлена двудольным графом рис. 2, в котором каждый узел выступает одновременно в двух образах: истока и стока. Этот граф соответствует системе уравнений, но отражает структуру лестничной схемы рис. 1, так как матрица (7) является элементом ее математического описания.

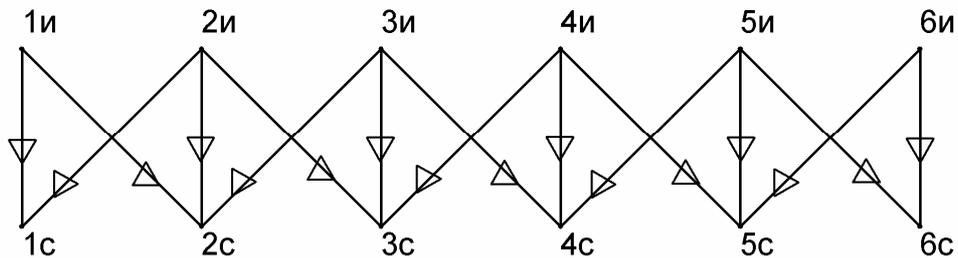


Рис.2. Двудольный граф-уравнение лестничной схемы.

Коэффициенты дроби (11) являются определенными путями (от внешнего истока к внешнему стоку) на рис. 2, в чем можно легко убедиться, отображая алгебраическую запись коэффициентов дроби на двудольный граф. Отметим, что направленные ветви, расположенные в знаменателе алгебраической записи коэффициентов дроби (11), мы проходим на рис.2 против стрелки. Если в выражении для передачи пути имеется четное число таких сомножителей, то общий знак коэффициента передачи «+». В противном случае передача пути имеет знак минус, что и зафиксировано в (11).

Отметим очевидное свойство описанных выше путей – соседние сомножители коэффициентов передачи «сцеплены» между собой одинаковыми номерами столбцов и строк. По этой причине подобные пути в двудольном графе-уравнении получили название цепных. Записи цепных путей дроби (11) можно объединить (в смысле операции с таким названием) по одинаковым элементам (сомножителям), в результате чего получим цепную дробь (10). Если вспомнить, что каждый элемент дроби является направленной ветвью, то легко представить геометрический образ, напоминающий дерево, рисунок которого повторяет структуру выражения (10). В графе-схеме оба образа узла (исток и сток) объединены физически, поэтому цепные пути (11) можно рассматривать как электрические контура в двудольном графе-уравнении. Сохраняется даже главный признак электрического контура – запрет на повторение ветвей по трассе замкнутого пути. Это требование помогает создать алгоритм, с

помощью которого цепные пути находим, располагая только схемой соединения элементов в электрическую цепь [7].

Описание топологического алгоритма нахождения цепных путей.

Идею топологического алгоритма нахождения цепных путей проиллюстрируем на примере еще одной классической электрической цепи рис.3.

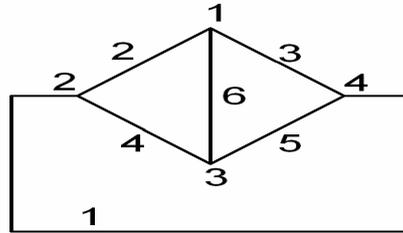


Рис.3. Граф схемы моста Уитстона

Любой граф наиболее экономно записывается с помощью схемных множеств [10]. Графу рис. 3 соответствуют узловые множества для каждого из двух образов узла (исток, сток):

узел-исток	узел-сток	
11, 12, 13	11, 21, 31	
21, 22, 23	12, 22, 32	
31, 32, 33	13, 23, 33	(12)

Как видно из (12), направленные ветви, связанные с опорным узлом 4 опущены, так поступают с описанием такого же узла в графе-схеме.

Зададимся внешним истоком и стоком (узел 2), и начнем построение цепных путей, объединенных в один геометрический образ. Результат построения приведен на рис.4.

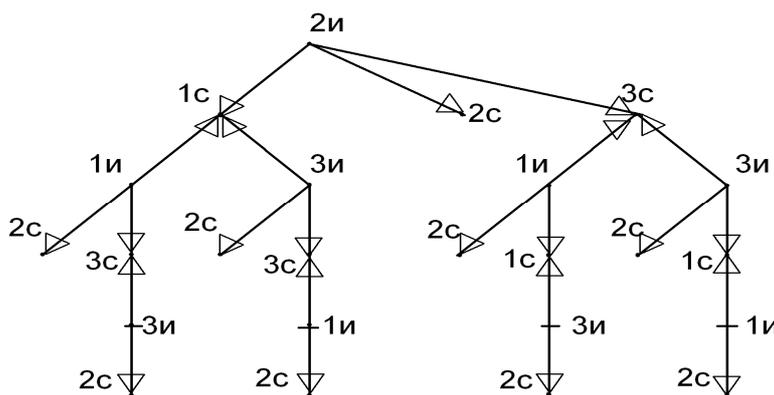


Рис.4. «Дерево» цепных путей

Как видно из рис. 4, построение начинается с узлового множества внешнего узла-истока 2, левый столбец записи (12). Затем из правого столбца (12) берутся узловые множества узлов-стоков 1, 3, и располагаются ниже. Узел-сток 2 является внешним, т.е. конечным

пунктом построения. Возвращаясь в левый столбец (12) продолжаем построение с помощью множеств ветвей узлов-истоков 1, 3 и так далее. В каждой ветви «дерева» цепных путей номера узлов-истоков и номера узлов-стоков не должны повторяться потому, что они являются электрическими контурами в двудольном графе схемы рис.3.

Геометрическому образу рис. 4 соответствует ветвящаяся цепная дробь (13)

$$22 - \frac{21}{\frac{11}{12 - \frac{13}{32}} + \frac{31}{32 - \frac{33}{12}}} - \frac{23}{\frac{13}{12 - \frac{11}{32}} + \frac{33}{32 - \frac{31}{12}}} . \quad (13)$$

Выражение (13) представляет структуру входной проводимости (сопротивления) со стороны узла 2. Чтобы получить саму схемную функцию, надо условные записи направленных ветвей заменить элементами соответствующих матриц. Ячейки матриц могут содержать как численные значения, так и функциональные выражения. Конечно, здесь изложена только основная идея топологического алгоритма нахождения цепных путей.

Преимущества вычислений по ветвящимся цепным дробям. Главным преимуществом вычислений с использованием цепных дробей является возможность ограничения числа этажей при достижении заданной точности результата. В источниках [6] и [11] приводятся формулы для оценки точности вычислений в зависимости от номера этажа дроби, на котором остановлена, описанная в настоящей статье, процедура совместного раскрытия определителей. Математики доказали, что значения подходящих дробей сходятся к точному результату с разных сторон: четные – с одной, а нечетные – с другой стороны. Расстояние между результатами вычислений этих подходящих дробей уменьшается, и это для математиков было главным всегда, например [12]. Однако, следует заметить, что принятый алгоритм формирования ряда приближающих дробей приводит к результатам разной размерности. Для того чтобы каждая приближающая дробь обладала одной и той же размерностью, следует ограничивать их порядком цепного пути (число сомножителей). Тогда первое приближение выражения (13) ограничивается цепным путем первой кратности – 22. Следующая приближающая дробь будет содержать цепные пути первой и третьей кратности, и так далее. В этом случае, сходимость результатов к точному решению будет монотонной [7].

Разрядная сетка любой цифровой вычислительной машины конечна, а, следовательно, число, записанное в регистре или в ячейке памяти, следует формально рассматривать как приближенное, погрешность которого равна половине цены младшего разряда. Операции с такими

числами выполняются также с погрешностью, которая накапливается по мере реализации вычислительного алгоритма. Как правило, погрешность результата вычислений не определяется, хотя формулы для расчета накопленной погрешности известны. Математики не видят в этом смысла, потому что воспринимают эту погрешность как суммарную ошибку в результате «сбоя» алгоритма. Отлаженная программа должна работать правильно, по жесткой алгоритмической схеме и не должна «сбиваться». Однако накопленную погрешность можно рассматривать под другим углом зрения, как точность соответствия между полученным результатом вычислений и реальным физическим процессом, модель которого заложена в программе. При большом количестве выполняемых элементарных операций с такой проблемой приходится считаться.

В теории ветвящихся цепных дробей доказана теорема о не накоплении ошибок [11]. Это возможно потому, что наряду с операциями сложения и умножения здесь обязательно выполняются операции деления, погрешность которой находится как разность погрешностей делимого и делителя. Эти свойства цепных дробей были известны давно и использовались там, где нужна была особая надежность результата. Например, цепные алгоритмы применялись при вычислениях элементов орбиты в системе навигации спутника, когда он находился за диском Луны, вне зоны радиовидимости.

Цепные дроби успешно применяются для решения самых разных задач, например, при аппроксимации экспериментальных данных. Для этих целей применяются, так называемые, дроби Тиле [6], элементы которых вычисляются по координатам экспериментальных точек. Если свернуть дробь, то мы получим соотношение полиномов одинаковой степени, что не допускается классической теорией аппроксимации. Другими словами, приближение экспериментальных кривых производится выражениями, устойчивость которых весьма проблематична. Однако именно благодаря этому достигается высокая точность приближения значений в узлах аппроксимации, т.к. дроби Тиле обеспечивают режим аппроксимации на границе устойчивости.

Выводы. В статье изложен новый подход к созданию топологических методов, главным понятием которых является, так называемый, цепной путь. На двудольном графе-уравнении этот путь может быть как разомкнутым, так и замкнутым. Отметим, что для этих путей справедливо основное свойство электрического контура на графе-схеме: по маршруту пути ветви не повторяются. Данное обстоятельство позволяет построить алгоритм получения «дерева» цепных путей исключительно по описанию схемы соединений элементов в электрическую цепь. «Дереву» цепных путей соответствует ветвящаяся цепная дробь той же структуры.

Новый математический объект – ветвящаяся цепная дробь – был получен впервые при совместном раскрытии определителей формулы

Крамера. Эта формула дала жизнь всем топологическим методам анализа электрических цепей. Основные понятия классических топологических методов формулировались как результат схемной интерпретации элементов определителей, которые раскрывались в числителе и знаменателе этой формулы независимо друг от друга. В статье показана возможность схемной трактовки фрагментов ветвящейся цепной дроби, получаемой при совместном раскрытии соотношения двух определителей, представляющих решение системы уравнений либо некоторую схемную функцию.

Литература

1. Кирхгоф Г.Р. О решении уравнений, к которым приводит изучение линейного распределения гальванических токов // Г.Кирхгоф Избранные труды. – М.: Наука, 1988. – С. 170–178.
2. Chan S.P., Dunn W.R. Topological Formulation of Active Network Function // IEEE Trans. on circuit theory. – 1971. – N 5, CT-18. – P. 554–557.
3. Трохименко Я.К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. – М.: Сов. радио, 1972. – 212 с.
4. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество. – 1998. – N 5. – С. 44–52.
5. Курганов С.А. Символьный подход к решению задачи диагностики линейных электронных цепей // Электричество. – 2002. – № 8. – С. 49–52.
6. Скоробогатько В.Я. Теория ветвящихся цепных дробей и ее применение в вычислительной математике. – М.: Наука, 1983. – 312 с.
7. Ерохов И.В. Машинное моделирование и анализ радиоэлектронных цепей на основе ветвящихся цепных дробей: Дис. канд. техн. наук: 05.12.17. – Одесса, 1982. – 175 с.
8. Хинчин А.Я. Цепные дроби. – М.: Наука, 1978. – 112 с.
9. Каширский И.С. Использование итерационной формулы на основе цепных дробей для численного расчета схемных функций // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – Т. 21, № 6. – С. 66–71.
10. Максимович Н.Г. Методы топологического анализа электрических цепей. – Львов: Изд. Львовского ун-та, 1970. – 258 с.
11. Боднарчук П.І., Скоробогатько В.Я. Гіллясті ланцюгові дроби та їх застосування. – Київ: Наукова думка, 1974. – 271 с.
12. Стилтьес Т.И. Исследования о непрерывных дробях. – Харьков–Киев: Научно-тех. изд-во Украины, 1936. – 156 с.

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

УТОЧНЕНИЕ ПОНЯТИЯ СТРУКТУРЫ ГРАФА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

И. В. Ерохов

Схема соединений элементов в электрическую цепь является определяющей при построении математической модели. Например, ее используют при составлении системы уравнений методом переменных состояния, которую записывают по дереву электрической цепи, выбранному в графе с соблюдением известных ограничений [1]. В теории цепей сегодня сосуществуют разные термины, взятые из геометрии: топология схем, структура цепи, топологические матрицы и другие. Вероятно, пришло время уточнить содержание некоторых из них в контексте теории электрических цепей.

После доказательства теоремы *Зельха-Теллегена* «геометрическое» содержание законов *Кирхгофа* не ставится под сомнение [2, 3, 4]. Однако, преимущества геометрического подхода к моделированию электрических цепей в полной мере не используются, и главная теорема теоретической электротехники рассматривается только как интересный феномен. Надо отметить, что и ранее отдельные исследователи обращали особое внимание на геометрическое содержание математического описания электрической цепи, даже называли граф цепи «функцией, данной в геометрическом изображении» [5]. Но схемная алгебра, разработанная в этой работе, была справедлива только для лестничных схем и не распространялась на случай произвольной схемы соединений.

Заметим, что число звеньев лестничной схемы может быть произвольным и в пределе – бесконечным. Традиционно схему принято изображать именно так, как показано на рис.1, хотя очевидно, что все четные элементы имеют общий узел, а ячейки схемы представляют собой контура с тремя сторонами. Треугольные ячейки образуют некоторое подобие пчелиных сот, а наличие общей вершины делает граф похожим на круг, где четные элементы выступают в роли радиуса. Таким образом, сходство с лестницей весьма отдаленное.

Изображение рис. 1 удобно лишь тем, что оно привычно и стало в теории электрических цепей стандартом, включая порядок нумерации ветвей. В работе [6] приведен интересный алгоритм получения выражения для входного сопротивления схемы рис.1:

$$R_{\text{вх}} = \frac{E}{I_1} = \frac{U_1 + U_2}{I_1} = R_1 + \frac{1}{\frac{I_1}{U_2}} = R_1 + \frac{1}{\frac{I_2 + I_3}{U_2}} = \dots \quad (1)$$

Как видно из (1), в процессе преобразований применяются оба закона *Кирхгофа*:

$$E = U_1 + U_2, \quad I_1 = I_2 + I_3. \quad (2)$$

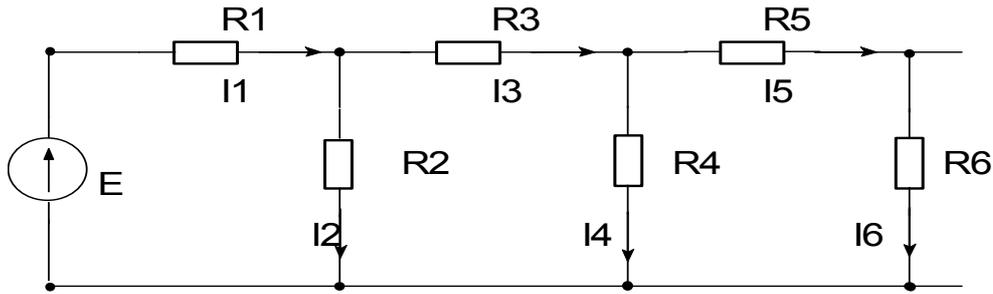


Рис.1. Изображение лестничной схемы.

Продолжение преобразований (1) дает в результате выражение, известное как форма *Кауэра*. (Возможно, что и само преобразование восходит к *В.Кауэру*):

$$Z_{\text{ex}} = Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_4 + \dots}}} \quad (3)$$

При условии, что численные параметры схемы рис.1 имеют одинаковые значения

$$Z_1 = \frac{1}{Y_2} = Z_3 = \frac{1}{Y_4} = \dots = 1, \quad (4)$$

выражение (3) превращается в известную цепную дробь, которая в пределе стремится к замечательному числу $\tau = 1,618\dots$ Для нашего примера:

$$\tau^{(6)} = 1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1}}}}} = 1,625. \quad (5)$$

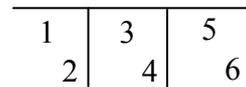


Рис.2. Граф, соответствующий дроби (5)

Простой цепной дроби (5) математики ставят в соответствие геометрический объект, изображенный на рис. 2 [7]. Граф рис.2 иногда ошибочно называют деревом электрической цепи рис.1. Чтобы ошибка стала очевидной, напомним, что дерево схемы содержит все узлы и не содержит ни одного контура. Его получают из графа электрической цепи путем удаления ветвей, которые называются связями. В графе рис.2, наоборот, содержатся все ветви электрической цепи, и аналогично дереву, нет ни одного контура. Подобный граф можно получить из лестничной схемы, рис.1, только расщеплением общего узла, ни одна из ветвей не удаляется. В некотором смысле геометрический объект рис.2 двойственный (дуальный) любому из возможных деревьев схемы рис.1. Назовем его структурой электрической цепи рис.1.

В математике существует строгое определение понятия структуры. Для нашего случая подходит разновидность этого понятия – решетка. Математическая энциклопедия дает следующее определение [8]:

Решетка, структура – частично упорядоченное множество, в котором каждое двух-элементное подмножество имеет как точную верхнюю, так и точную нижнюю границу

$$a, b \in M, \text{ если } a \leq b, \text{ то } \sup\{a, b\} = b, \quad \inf\{a, b\} = a.$$

Применительно к теории электрических цепей совокупность $\{M\}$ можно трактовать как множество узлов, а двух-элементное подмножество как ветвь с узлами a, b . Верхнюю и нижнюю границы ветви можно понимать как исток и сток направленного отрезка.

Итак, форма *Кауэра* (3) представляет схему соединений электрической цепи рис.1 в алгебраической форме. Действительно, единица в числителе (3) соответствует узлу на рис.1, через который происходит соединение элементов, образующих элементарное звено цепи. Приведем запись двух «колен» изображения электрической цепи $Z_1 - 1 - Y_2; Y_2 - 1 - Z_3$, чтобы аналогия алгебраической записи (3) и геометрического образа рис.1 стала очевидной. Такое же соответствие существует между геометрическим объектом рис.2 и алгебраической записью (5). Выражаясь точнее, рис.2 является структурой схемной функции электрической цепи рис.1, представленной простой цепной дробью (3). Отметим, что при получении геометрического образа рис.2 был расщеплен еще один, устранимый узел (полюс источника), т.к. символ источника отсутствует в форме *Кауэра* (3).

Приведем пример структуры одной из схемных функций классической электрической цепи, первое название которой – баланс *Кристи*. Именно она была впервые представлена графом в работе [4].

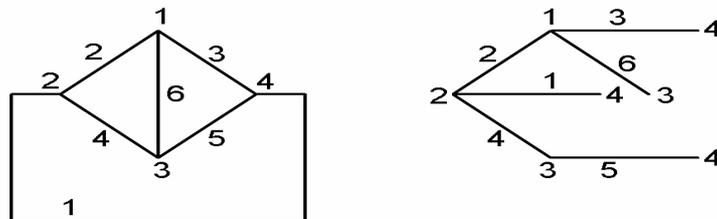


Рис.3. Одна из возможных реализаций структуры классической цепи.

Как видно из рис.3, в графе электрической цепи расщеплены узлы 4 (полюс источника), узел 3 и устранимый узел - второй полюс источника. Известно, что в режиме баланса ток в измерительной диагонали не течет. Физически это эквивалентно удалению ветви 6. В этом случае структура становится полностью симметричной. Структуре рис.3 соответствует алгебраическое выражение.

Входное сопротивление электрической цепи рис.3 со стороны источника питания можно записать по аналогии с (3), отслеживая каждое «колесо» структуры схемной функции:

$$\underline{Z}_{EN} = \underline{Z}_1 + \frac{1}{\underline{Y}_2 + \frac{1}{\underline{Z}_6 + \frac{1}{\underline{Y}_3}}} + \frac{1}{\underline{Y}_4 + \frac{1}{\underline{Z}_5}} \quad (6)$$

Выражение (6) является определенным приближением (около 8%) точного, так как расщеплено более двух узлов графа. Очевидно, что невозможно осуществить эквивалентную замену непланарного графа классической электрической цепи планарным, т.е. структурой. Однако, учитывая вычислительные свойства цепных дробей, имеем основания утверждать, что с ростом числа ветвей погрешность выражений, подобных (6), будет стремиться к нулю. При выполнении условий (4) численное значение дроби (6) будет равно 2,166..., а в режиме баланса – 2. Рассмотрим внимательнее результат (5), полученный при тех же условиях.

Обычно число τ получают из знаменитого ряда *Фибоначчи*, начальный отрезок которого представлен ниже

$$1, 1, 2, 3, 5, 8, 13, \dots \quad (7)$$

Каждый член ряда (7) образуется из двух предыдущих

$$F_I = F_{I-1} + F_{I-2}, \quad (8)$$

где I – номер члена ряда (6).

Предел соотношения двух членов ряда *Фибоначчи* равен τ :

$$\tau = \lim_{I \rightarrow \infty} \frac{F_{I-1}}{F_{I-2}}. \quad (9)$$

Как было показано выше, число (9) и структура рис.2 тесно связаны между собой. Попробуем это показать формально. Применяя уравнение (8), раскроем соотношение двух конкретных членов ряда (7):

$$\frac{F_7}{F_6} = \frac{13}{8} = \frac{8+5}{8} = 1 + \frac{1}{\frac{8}{5}} = 1 + \frac{1}{\frac{5+3}{5}} = \dots \quad (10)$$

Сравнивая (1) и (10), можно отметить полную аналогию выражений и преобразований. Кроме того, очевидно сходство между записями (2) и (8), первая из которых представляет законы *Кирхгофа*. Конечно, запись (2) содержит выражения двух законов, но уравнения каждого из них имеют одинаковую структуру. Что касается физических величин (ток, напряжение) этих уравнений, то они связаны двойственной (дуальной) зависимостью, так как отличаются друг от друга только способом измерения. Структура уравнения (8) повторяет структуру уравнений (2), поэтому выполняет в преобразовании (10) роль абстрактного закона равновесия. После завершения преобразований (10) получаем цепную дробь (5), в чем легко убедиться, выполнив все этапы преобразования (10).

Существует бесконечное количество числовых последовательностей, состоящих из обобщенных чисел *Фибоначчи*, которые специалисты называют r -числами *Фибоначчи*. Формально их можно определить следующим образом:

схемной функции электрической цепи, граф которой, без сомнения, отличается от графа лестничной схемы.

Легко убедиться, что выражения, подобные (17), можно получить из соотношения (12) для других значений $p \geq 3$. Таким образом, соотношение (12) для каждого значения p имеет свою структуру, каждая из которых может быть изображена графически. Вероятно, числа *Фибоначчи* могут послужить основой классификации графов электрических цепей. Очевидно, что полученная дробь представляет структуру определенной схемной функции некоторой электрической цепи, симметрия которой численно выражается второй строчкой из (13). Отслеживая «колена» выражения (17), имеется принципиальная возможность заполнить структуру параметрами цепи, определить расщепленные узлы и восстановить граф, но это тема другой статьи.

Выводы. Определение структуры электрической цепи, данное в статье, имеет право на существование, так как служит геометрическим «каркасом» схемных функций. Структура графа, как и дерево, является линейным приближением схемы соединений элементов в электрическую цепь. В известной степени эти понятия дуальны. Но если понятие дерева уже используется при решении многих задач теории электрических цепей, то структура (в уточненном варианте) только предлагается для включения в совокупность фундаментальных объектов теории. Дальнейшее развитие теории покажет насколько уточненное понятие полезно при анализе и синтезе электрических цепей.

Литература

1. Stern T.E. On the equation of Nonlinear Networks // IEEE Trans. on circuit theory.– 1966.– CT–13.– N 1.– P. 74–81.
2. Tellegen B.D.H. A general network theorem, with application // Philips Res. Rept.– 1952.– Vol. 7, august.– P. 259–269.
3. Penfield P., Spence R., Duinker S. A generalized form of Tellegen's theorem // IEEE Trans. on circuit theory.– CT–17.– N 3.– P. 302–308.
4. Зелях Э.В. Основы общей теории линейных электрических схем.– М.: Изд. АН СССР, 1951.– 334 с.
5. Сосунов А.Я. Расчет электрических цепей с помощью функций, представленных в схемном изображении // Научные труды НИИ городской и сельской телефонной связи.– 1958.– Вып. 2.– С. 50–89.
6. Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров.– М.: Сов.радио, 1971.– 232 с.
7. Скоробогатко В.Я. Теория ветвящихся цепных дробей и ее применение в вычислительной математике.– М.: Наука: Главная редакция физико-математической литературы, 1983.– 312 с.
8. Математическая энциклопедия / Гл. ред. И.М.Виноградов.– М.: Советская энциклопедия.– 1984.– Т.4.– С. 980.

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ЧАСТЯМ В СИМВОЛЬНОМ ВИДЕ

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

Диакоптика – как расчет по частям – является основой для анализа сложных электрических цепей. Хотя есть отдельное противоположное мнение, которое скорее является исключением, чем правилом. «Создание диакоптики явилось реакцией на недостатки по быстродействию и объемам оперативной памяти вычислительной техники середины 20-го века. В современных ЭВМ указанные характеристики улучшены, по крайней мере, на три порядка» [1]. Отсюда делается вывод, что диакоптика уже не актуальна, то есть потеряло смысл совершенствование методов анализа электрических цепей. Получается, что специалистам в области теории электрических цепей нужно ждать, когда компьютеры обретут желаемую мощь. Терпеть придется долго, поскольку моделирование схем в 10–15 узлов с помощью универсальных математических систем требует чрезмерных вычислительных ресурсов.

Несмотря на возросшую мощность вычислительной техники, диакоптика требуется при автоматизированном численном расчете цепей сложностью 200 элементов и более [2]. Символьный анализ предъявляет к вычислительным ресурсам особые требования. При символьном автоматизированном расчете диакоптика необходима уже при сложности 20 узлов. Диакоптика позволяет уменьшить многократно вычислительные затраты, а, главное, объем формируемых выражений. Основными направлениями исследований в символьной диакоптике являются уменьшение сложности формул и сокращение их избыточности [3,4].

Известны два подхода к иерархическому анализу электрических цепей по частям [5]. Первый подход, так называемый восходящий анализ, основан на операции объединения подсхем, а второй, нисходящий анализ – на операции бисекции. Восходящий анализ является наиболее эффективным средством исследования сложных цепей, поскольку позволяет получить компактные формулы в виде последовательности подвыражений и требует рассмотрения минимального числа подсхем по сравнению с нисходящим анализом. В последнем случае приходится делить не только исходную схему, но и все подсхемы, входящие в диакоптические формулы. Это деление осуществляется последовательно до получения подсхем в 3...5 узлов, для которых символьные выражения целесообразно формировать без использования диакоптики.

В диакоптических формулах, как правило, содержатся многочисленные дубликации (пары слагаемых, равных по модулю, но противоположных по знаку) и, как следствие, взаимно уничтожающиеся

слагаемые, которые так же, как операции деления, снижают точность расчетов [3,4].

В данной статье проанализированы пять известных символьных диакоптических методов на примере формирования определителя схемы транзисторного усилителя (рис. 1,а) [6] с целью выявления количества дубликаций и вскрытия механизма их образования путем сравнения метода нулловых схем с так называемым методом безызбыточных формул. Схема замещения усилителя для построения выражения определителя представлена на рис. 1,б. Эта схема получена из схемы замещения [7] путем замены обычных ненаправленных нуллов на направленные нумерованные нуллы (номера указаны цифрами 1 и 2).

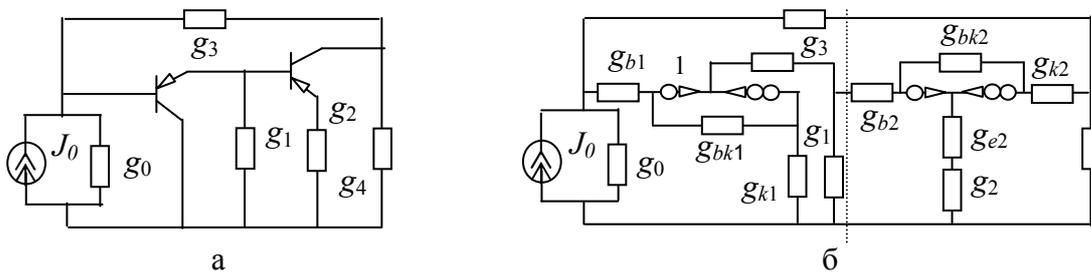


Рис. 1. Схема транзисторного усилителя (а) и его нулловая схема замещения (б); пунктирной линией схема замещения разделена на две подсхемы

Метод нулловых схем [7]. Для нахождения определителя разделим схему (рис. 1,а) на две подсхемы так, как это показано на рис. 1,б. Выполним первый этап метода – построение САФ подсхем. Исходное выражение для построения САФ первой подсхемы представлено на рис. 2,а.

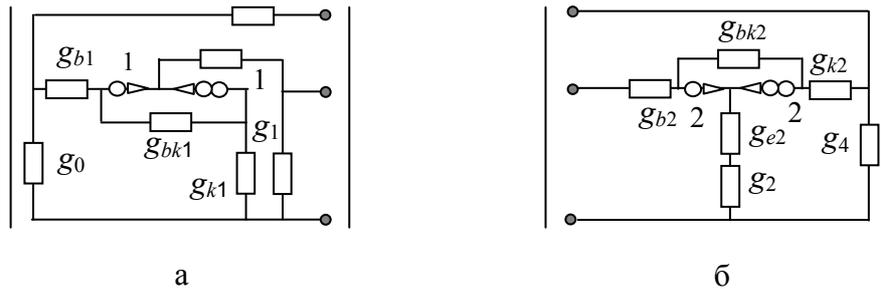


Рис. 2. Исходное выражение для построения САФ первой (а) и второй (б) подсхемы

Сформируем САФ путем последовательного выделения элементов в схемном определителе (рис. 2,а) по алгоритму [8]. Из 11-ти нулловых схем, которые может иметь произвольная трехполюсная подсхема, подсхема 1 имеет 6 нулловых схем – с номерами 1, 2, 6, 8, 10 и 11 [7]. Коэффициенты нулловых схем имеют вид

$$W_1^1 = g_{bk1}(g_0(g_{e1} + g_{k1} + g_{b1}) + g_{b1}g_3 + (g_{b1} + g_3)(g_{e1} + g_{k1})) + g_{b1}g_{k1}(g_0 + g_3);$$

$$\begin{aligned}
W_2^1 &= g_{bk_1}(g_0((g_{k_1} + g_{b_1})(g_{e_1} + g_1) + g_{e_1}g_1) + g_{b_1}g_3g_1 + \\
&+ (g_{b_1} + g_3)(g_{e_1}(g_{k_1} + g_1) + g_{k_1}g_1)) + g_{b_1}g_{k_1}(g_0(g_{e_1} + g_1) + g_3g_1); \\
W_6^1 &= g_{bk_1}(g_0(g_{e_1} + g_{k_1} + g_{b_1})g_3 + g_{b_1}g_3g_{k_1}) + g_{b_1}g_{k_1}g_0g_3; \\
W_8^1 &= g_{b_1}g_3g_{k_1}g_{e_1}; \quad W_{10}^1 = g_{bk_1}g_{b_1}g_3g_{e_1}; \\
W_{11}^1 &= g_{bk_1}(g_0((g_{k_1} + g_{b_1})(g_{e_1} + g_1) + g_{e_1}g_1)g_3 + g_{b_1}g_3(g_{e_1}(g_{k_1} + g_1) + g_{k_1}g_1)) + \\
&+ g_{b_1}g_{k_1}g_0(g_{e_1} + g_1)g_3.
\end{aligned} \tag{1}$$

Для второй подсхемы исходное схемно-алгебраическое выражение представлено на рис. 2,б. После выделения всех элементов оказывается, что САФ второй подсхемы содержит так же, как и САФ первой подсхемы, 6 нулловых схем, но с другим набором номеров – 1, 2, 3, 6, 10, 11 [7] и коэффициентов нулловых схем

$$\begin{aligned}
W_1^2 &= g_{e_2}g_2g_{bk_2} + (g_{e_2} + g_2)(g_{b_2}(g_{bk_2} + g_{k_2}) + g_{bk_2}g_{k_2}); \quad W_2^2 = g_{e_2}g_2g_{bk_2}g_{b_2}; \\
W_3^2 &= g_{e_2}g_2g_{b_2}g_{k_2}; \quad W_3^2 = g_{e_2}g_2g_{b_2}g_{k_2}; \\
W_6^2 &= g_{e_2}g_2g_{bk_2}(g_{k_2} + g_4) + (g_{e_2} + g_2)(g_{b_2}(g_{bk_2} + g_{k_2}) + g_{bk_2}g_{k_2})g_4; \\
W_{10}^2 &= (g_{e_2} + g_2)g_{b_2}g_{bk_2}g_{k_2}; \\
W_{11}^2 &= g_{e_2}g_2g_{bk_2}(g_{k_2} + g_4)g_{b_2} + (g_{e_2} + g_2)g_{b_2}g_{bk_2}g_{k_2}g_4.
\end{aligned} \tag{2}$$

Искомое выражение для определителя найдем по формуле [7], которая упрощается с учетом нулевых коэффициентов

$$\begin{aligned}
\Delta &= W_1^1W_{11}^2 + W_2^1(W_6^2 + W_{10}^2) + W_6^1(W_2^2 + W_{10}^2) + W_8^1(W_3^2 + W_6^2) + \\
&+ W_{10}^1(W_2^2 + W_3^2 + W_6^2) + W_{11}^1W_1^2.
\end{aligned} \tag{3}$$

Как видно, полученное для определителя (знаменателя передаточной функции) последовательное выражение из подформул (3), (1) и (2), не содержит взаимно уничтожающихся слагаемых – равных по модулю, но противоположных по знаку. Известные диакоптические схемно-минорные методы (методы двоичных векторов и безызбыточных формул) и блочно-матричные методы содержат взаимно уничтожающиеся слагаемые.

Метод двоичных векторов. Приведем решение рассмотренной задачи по методу двоичных векторов с помощью известной формулы для схемы, разделяемой по трем узлам [9]:

$$\begin{aligned}
&\left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right| - \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right| - \\
&- \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| \left| \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \right|.
\end{aligned} \tag{4}$$

В формулу (4) входят схемные миноры подсхем – определители подсхем с подключенными к их полюсам нораторами и нуллаторами (краткозамкнутая ветвь, используемая для получения схемных миноров эквивалентна параллельному соединению норатора и нуллатора). Здесь операция умножения схемных миноров показана пробелами, как это принято в алгебраических выражениях. Формула (4) является симметричной – при ее построения используются одинаковые схемные миноры для обеих подсхем. Для сокращения последующих выкладок представим (4) в буквенном виде

$$D = D_1^1 D_1^2 + D_2^1 D_2^2 - D_3^1 D_3^2 - D_4^1 D_4^2 + D_5^1 D_5^2 + D_6^1 D_6^2, \quad (5)$$

где $D_1^1, D_1^2 \dots D_6^2$ – схемные миноры подсхем, соответствующие формуле (4), при этом цифра в нижнем индексе означает номер слагаемого, а цифра в верхнем индексе – номер подсхемы.

Схемные миноры из (4) и (5) раскроем, используя метод выделения параметров [10]. В результате получим

$$\begin{aligned} D_1^1 &= g_3(g_{e1}g_1g_{bk1}(g_0 + g_{b1}) + (g_{e1} + g_1)(g_0g_{b1}(g_{bk1} + g_{k1}) + (g_0 + g_{b1})g_{k1}g_{bk1})); \\ D_1^2 &= g_{e2}g_2g_{bk2} + (g_2 + g_{e2})(g_{b2}(g_{bk2} + g_{k2}) + g_{bk2}g_{k2}); \\ D_2^1 &= (g_0 + g_3)g_{b1}(g_{k1} + g_{bk1})(g_{e1} + g_1) + (g_0 + g_3 + g_{b1})g_{bk1}(g_{k1}(g_1 + g_{e1}) + g_{e1}g_1); \\ D_2^2 &= g_2g_{e2}g_{bk2}(g_{k2} + g_4) + (g_2 + g_{e2})(g_{bk2}g_{b2}(g_{k2} + g_4) + (g_{bk2} + g_{b2})g_{k2}g_4); \\ D_3^1 &= g_{e1}g_3g_{b1}(g_{bk1} + g_{k1}); \quad D_3^2 = g_{k2}g_{b2}((g_{e2} + g_2)g_{bk2} - g_2g_{e2}); \\ D_4^1 &= g_3g_{b1}g_{e1}g_{bk1}; \quad D_4^2 = g_{b2}g_{k2}(g_{e2} + g_2)g_{bk2}; \\ D_5^1 &= g_3(g_0g_{b1}(g_{bk1} + g_{k1}) + (g_0 + g_{b1})g_{bk1}(g_{e1} + g_{k1})); \\ D_5^2 &= g_{b2}g_{bk2}(g_2(g_{e2} + g_{k2}) + g_{e2}g_{k2}); \\ D_6^1 &= g_{b1}(g_3 + g_0)(g_{bk1} + g_{k1}) + (g_{b1} + g_3 + g_0)g_{bk1}(g_{e1} + g_{k1}); \\ D_6^2 &= g_{b2}g_{bk2}(g_{e2}g_2(g_{k2} + g_4) + (g_{e2} + g_2)g_{k2}g_4). \end{aligned} \quad (6)$$

Как видно, выражение для определителя схемы усилителя, полученное по методу двоичных векторов представляет собой, как и по методу нулловых схем, последовательную формулу, которая включает подформулы (5) и (6). Однако эти подформулы, в отличие от формул (3), (1) и (2) по методу нулловых схем, содержат 3 операции вычитания (в формулах по методу нулловых схем таких нет), причем две в формуле (5) и одна в сомножителе D_3^2 , и 6 скрытых (они проявляются при подстановке формулы (6) в (5) и последующем раскрытии скобок отрицательных слагаемых, которые находятся в произведениях $(-D_3^1 D_3^2)$ и $(-D_4^1 D_4^2)$). Эти произведения обозначим как D_3 и D_4 соответственно. В

произведении D_3 имеется 4 отрицательных слагаемых в сгруппированном виде

$$-g_{e1}g_3g_{b1}(g_{bk1} + g_{k1})g_{k2}g_{b2}(g_{e2} + g_2)g_{bk2},$$

а в D_4 – 2 слагаемых

$$-g_3g_{b1}g_{e1}g_{bk1}g_{b2}g_{k2}(g_{e2} + g_2)g_{bk2}.$$

Каждому избыточному отрицательному слагаемому в D_3 и D_4 соответствуют равные по модулю положительные слагаемые в произведениях $D_2^1D_2^2$ и $D_5^1D_5^2$. Таким образом, в последовательной формуле по методу двоичных векторов имеется 6 пар взаимно уничтожающихся слагаемых. Механизм образования таких слагаемых будет рассмотрен ниже. Здесь отметим, что взаимно уничтожающиеся слагаемые в последовательных выражениях снижают точность расчетов так же, как и в единых алгебраических выражениях, поскольку последовательную формулу можно рассматривать как форму записи единого выражения.

Метод безыбыточных формул. Другой известной схемно-минорной формулой является, так называемая, безыбыточная формула [10, 11]. Эта формула в отличие от формул (4) и (5) по методу двоичных векторов не содержит отрицательных знаков (поэтому она получила название безыбыточной):

или $D = D_{b1}^1D_{b1}^2 + D_{b2}^1D_{b2}^2 + D_{b3}^1D_{b3}^2 + D_{b4}^1D_{b4}^2 + D_{b5}^1D_{b5}^2 + D_{b6}^1D_{b6}^2$. Здесь $D_{b1}^1, D_{b1}^2, \dots, D_{b6}^2$ – обозначения соответствующих схемных миноров подсхем; цифры в нижнем и верхнем индексах означают, как и в (5), номер слагаемого и подсхемы соответственно; символ b показывает принадлежность схемного минора к безыбыточной формуле (7).

Найдем для этой формулы символьные выражения схемных миноров. При этом учтем, что часть миноров уже получена – при сравнении формулы (4) по методу двоичных векторов и формулы (7) имеем семь схемных миноров

$$D_{b1}^1 = D_6^1; D_{b1}^2 = D_6^2; D_{b2}^1 = D_1^1; D_{b2}^2 = D_1^2; D_{b3}^1 = D_3^1; D_{b4}^2 = D_5^2; D_{b6}^2 = D_4^2. \quad (8)$$

или $D = D_{s_1}^1 D_{s_1}^2 + D_{s_2}^1 D_{s_2}^2 + D_{s_3}^1 D_{s_3}^2 + D_{s_4}^1 D_{s_4}^2 + D_{s_5}^1 D_{s_5}^2 + D_{s_6}^1 D_{s_6}^2$. Здесь $D_{s_1}^1, D_{s_1}^2, \dots, D_{s_6}^2$ – обозначения соответствующих схемных миноров подсхем; цифры в нижнем и верхнем индексах означают, как и в (5), (7), номер слагаемого и подсхемы соответственно; символ s показывает принадлежность схемного минора к симметричной формуле (10).

В формуле (10) все схемные миноры, кроме одного $D_{s_4}^2$, уже получены – при сравнении формулы (4) по методу схемных миноров, безызбыточной формулы (7) и формулы (10) имеем

$$\begin{aligned} D_{s_1}^1 &= D_1^1; & D_{s_1}^2 &= D_1^2; & D_{s_2}^1 &= D_4^1; & D_{s_2}^2 &= D_5^2; & D_{s_3}^1 &= D_{b_6}^1; & D_{s_3}^2 &= D_2^2; \\ D_{s_4}^1 &= D_5^1; & D_{s_5}^1 &= D_{b_4}^1; & D_{s_5}^2 &= D_3^2; & D_{s_6}^1 &= D_6^1; & D_{s_6}^2 &= D_6^2. \end{aligned} \quad (11)$$

Для оставшегося схемного минора символьное выражение (находится аналогично другим минорам) имеет вид

$$D_{s_4}^2 = g_{b_2} g_2 g_{e_2} (g_{k_2} + g_{b_{k_2}}). \quad (12)$$

Таким образом, символьное выражение определителя по симметричной безызбыточной формуле включает подформулы (10), (11) и (12). Эта формула содержит, как и несимметричная безызбыточная формула (7), операции вычитания – в схемных минорах $D_{b_5}^1$ и $D_{b_5}^2$. При их перемножении образуется семь скрытых отрицательных слагаемых, которые представлены в свернутом виде

$$\begin{aligned} & -g_3 g_{e_1} g_{b_1} g_{k_1} g_{b_2} g_{k_2} (g_2 + g_{e_2}) g_{b_{k_2}} - g_3 (g_{e_1} g_0 g_{b_{k_1}} + (g_{b_1} + g_0) g_{b_{k_1}} g_{k_1} + \\ & + g_0 g_{b_1} (g_{k_1} + g_{b_{k_1}})) g_{b_2} g_{k_2} g_{e_2} g_2. \end{aligned} \quad (13)$$

Двум первым слагаемым $(-g_3 g_{e_1} g_{b_1} g_{k_1} g_{b_2} g_{k_2} (g_2 + g_{e_2}) g_{b_{k_2}})$ из (13) соответствуют равные по модулю положительные слагаемые в произведении $D_{s_3}^1 D_{s_3}^2$ из формулы (10). Пяти остальным слагаемым из (13) – положительные слагаемые из произведения $D_{s_4}^1 D_{s_4}^2$.

Механизм образования избыточных взаимно уничтожающихся слагаемых в схемно-минорных формулах. Как видно, во всех схемно-минорных формулах – по методу двоичных векторов (4), несимметричных (7) и симметричных (10) безызбыточных формул – содержатся взаимно уничтожающиеся слагаемые. Их появление объясняется тем, что схемные миноры в каждой из указанных формул связаны между собой схемно-алгебраическими тождествами [12]. Схемные миноры, входящие в схемно-алгебраическое тождество (САТ), могут содержать одночлены, равные по модулю, причем как с одинаковыми, так и противоположными знаками. При перемножении таких миноров в соответствии с формулами (4), (7) или (10) образуются взаимно сокращающиеся слагаемые.

Так, в формуле (4) миноры D_2^1 и D_3^1 из формулы (4), (5) связаны между собой тождеством с фиксированным норатором [12]

$$\left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right|, \quad (14)$$

The diagrammatic equation (14) shows a 1x1 minor with a single node labeled '1' inside a vertical rectangle. This is equal to the sum of two similar 1x1 minors. The first minor on the right has three nodes on the right side of the rectangle, connected by a vertical line. The second minor on the right has three nodes on the right side, with a vertical line connecting the top and bottom nodes, and a diagonal line connecting the middle node to the top node.

в котором схемные миноры из формулы (4) подписаны соответствующими буквенными обозначениями. Из тождества (14) следует, что схемный минор D_2^1 содержит часть одночленов из минора D_3^1 . По аналогии схемный минор D_2^2 из (4) включает часть одночленов минора D_3^2 . Из симметрии формулы (4) вытекает наличие одинаковых одночленов в двух других парах схемных миноров D_5^1, D_4^1 и D_5^2, D_4^2 . Перемножение в (4) одинаковых одночленов приводит к образованию пар одних и тех же символьных слагаемых, но с противоположным знаком, поскольку произведения $D_2^1 D_2^2$ и $D_3^1 D_3^2$ ($D_5^1 D_5^2$ и $D_4^1 D_4^2$) имеют противоположные знаки. Эти рассуждения подтверждает рассмотренный пример нахождения определителя электронного усилителя методом двоичных векторов.

В безызыточной формуле (7) в отличие от формулы (4) по методу двоичных векторов отсутствуют отрицательные знаки, поэтому для появления здесь взаимно уничтожающихся слагаемых необходимо наличие хотя бы двух схемно-минорных слагаемых (пары схемно-минорных произведений), содержащих символьные выражения, равные по модулю, но противоположные по знаку. Это возможно в двух случаях: 1) в первых (вторых) сомножителях пары схемно-минорных слагаемых имеются равные по модулю символьные подвыражения с одинаковыми (противоположными) знаками; 2) в первых (вторых) сомножителях пары слагаемых из (7) находятся равные по модулю символьные подвыражения с противоположными (одинаковыми) знаками.

Одинаковые символьные подвыражения содержатся в соответствии с тождеством (14) в схемных минорах D_{b4}^2 и D_{b6}^2 , а также в минорах D_{b4}^2 и D_{b3}^2 , поскольку математическое пересечение множеств алгебраических одночленов, содержащихся в каждой паре миноров, не равно нулю. Подвыражения, равные по модулю, но противоположные по знаку, содержатся в схемных минорах D_{b4}^1 и D_{b6}^1 . Это утверждение основано на тождестве с фиксированным нулатором [12]

$$\left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| = \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right| + \left| \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \right|. \quad (15)$$

The diagrammatic equation (15) shows a 1x1 minor with a single node labeled '1' inside a vertical rectangle. This is equal to the sum of two similar 1x1 minors. The first minor on the right has three nodes on the right side of the rectangle, connected by a vertical line. The second minor on the right has three nodes on the right side, with a vertical line connecting the top and bottom nodes, and a diagonal line connecting the middle node to the top node.

Как видно из (15), схемный минор $D_{b_4}^1$ может содержать в своем составе одночлены минора $D_{b_3}^1$, но с противоположным знаком. Аналогично в соответствии с тождеством вида (14) схемный минор $D_{b_4}^1$ может содержать одночлены из минора $D_{b_6}^1$ и также с противоположным знаком. Необходимым условием появления в $D_{b_4}^1$ и $D_{b_3}^1$ ($D_{b_6}^1$) одночленов, равных по модулю, но противоположных по знаку, наряду с условием подключения к подсхеме вспомогательных нуллов, как в $D_{b_3}^1$, $D_{b_4}^1$ и $D_{b_6}^1$, является наличие в подсхеме, по крайней мере, одного управляемого источника или нуллора.

Детально механизм образования выражений с противоположными знаками проиллюстрирован на рис. 3, где схемные миноры $D_{b_3}^1$, $D_{b_4}^1$ представлены для частного случая подсхемы, когда ее собственный нуллов подключен так, как на рис. 3,а. Тогда схемные миноры $D_{b_3}^1$ и $D_{b_4}^1$ на рис. 3,б и 3,в соответственно, равны по модулю, но противоположны по знаку. На рис. 3,а,б,в символом «А» помечен произвольный линейный трехполюсник, а символами n_1 и n_2 – нулловы: собственный (для подсхемы 1) и вспомогательный (образующий схемный минор) соответственно.

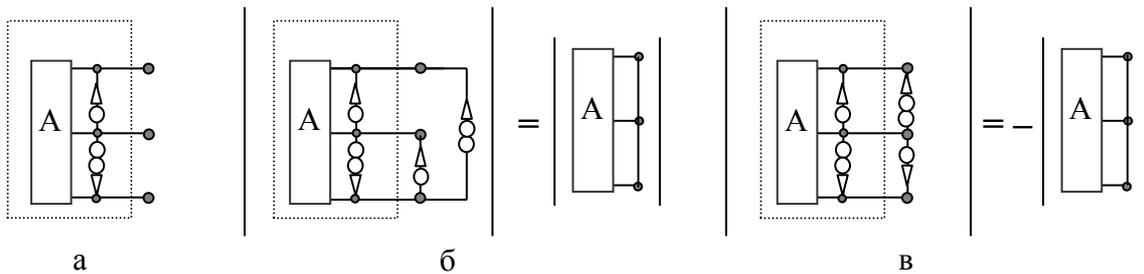


Рис. 3. Возникновение выражений, равных по модулю, но противоположных по знаку: исходная подсхема (а); схемные миноры $D_{b_3}^1$ (б) и $D_{b_4}^1$ (в)

Преобразование схемных миноров на рис. 3,б и 3,в выполняется аналогично преобразованию объединенных нулловых схем. После преобразования схемных миноров получают выражения (рис. 3,б и 3,в), равные по модулю и противоположные по знаку. Чаще всего избыточными являются не целые выражения соответствующих миноров, как на рис. 3, а только их подвыражения, как в примере для определителя транзисторного усилителя на рис. 1. В формуле (9) для минора $D_{b_4}^1$ избыточное отрицательное подвыражение является лишь частью всего выражения. Пары под одинаковых выражений с противоположными знаками могут находиться не только в одной паре схемно-минорных слагаемых, как для подсхемы на рис. 3,а, а в двух и более парах схемно-минорных слагаемых. Так, в примере нахождения определителя электронного усилителя имеется две пары схемных миноров, в которых имеются одинаковые подвыражения с противоположными знаками – это $D_{b_3}^1$, $D_{b_3}^2$ и $D_{b_6}^1$ и $D_{b_6}^2$.

При умножении по формуле (7) миноров $D_{b_3}^1$ и $D_{b_3}^2$ ($D_{b_6}^1$ и $D_{b_6}^2$) образуются алгебраические слагаемые, равные по модулю слагаемым в произведении $D_{b_4}^1 D_{b_4}^2$, но противоположные им по знаку. Приведенный механизм образования взаимно сокращающихся слагаемых подтвержден в рассмотренном ранее примере нахождения определителя по безызыбыточной формуле (7).

Рассмотренный для несимметричной безызыбыточной формулы (7) механизм образования взаимно уничтожающихся слагаемых справедлив и для симметричной формулы (10). Действительно, здесь схемный минор $D_{s_5}^1$ совпадает с минором $D_{b_4}^1$, а $D_{s_3}^1$ – с $D_{b_6}^1$ и, следовательно, минор $D_{s_5}^1$ содержит в своем составе символьное подвыражение минора $D_{s_3}^1$, но с противоположным знаком. Минор $D_{s_3}^2$ содержит в своем составе в соответствии с тождеством вида (14) подвыражение из минора $D_{s_5}^2$. В результате произведения $D_{s_3}^1 D_{s_3}^2$ и $D_{s_5}^1 D_{s_5}^2$ включают подвыражения, равные по модулю, но противоположные по знаку, то есть взаимно уничтожающиеся слагаемые.

Взаимно уничтожающиеся слагаемые находятся и в произведениях $D_{s_4}^1 D_{s_4}^2$ и $D_{s_5}^1 D_{s_5}^2$. Действительно, исходя из формулы (15) следует, что минор $D_{s_4}^1$ содержит в своем составе одночлены минора $D_{s_5}^1$, а исходя из формулы, аналогичной (15) и отличающейся от нее расположением нуллатора, – миноры $D_{s_4}^2$ и $D_{s_5}^2$ могут содержать одинаковые одночлены, но с противоположными знаками. В результате произведения $D_{s_4}^1 D_{s_4}^2$ и $D_{s_5}^1 D_{s_5}^2$ будут содержать взаимно уничтожающиеся слагаемые. Изложенные положения подтверждаются приведенным выше примером нахождения определителя по симметричной безызыбыточной формуле (10).

В отличие от схемных миноров нулловые схемы, имеющие место в формулах выделения многополюсников, получаются естественным путем – без подключения вспомогательных нуллов. При этом не выполняется одно из двух необходимых условий образования избыточных отрицательных слагаемых – к подсхеме не подключается вспомогательный нуллов. Поэтому коэффициенты нулловых схем не содержат избыточных слагаемых. Это подтвердила полученная в примере последовательная формула из (3), (1) и (2).

Блочно-матричный метод. Приведем (без вывода) последовательную формулу для определителя, полученную блочным методом разложения (многократных алгебраических дополнений [13]) матрицы узловых проводимостей

$$D = D_1 M_1 + D_2 M_2 + D_3 M_3 + D_4 M_4 + D_5 M_5 + D_6 M_6,$$

где

$$D_1 = (((g_{e_1} + g_{b_2} + g_1)g_{k_1} + (g_3 + g_1 + g_{b_2} + g_0)g_{e_1} + (g_{b_2} + g_1)(g_0 + g_3))g_{b_1} + \\ + ((g_{e_1} + g_{b_2} + g_1)g_{k_1} + g_{e_1}(g_{b_2} + g_1))(g_0 + g_3)g_{bk_1} + g_{k_1}g_{b_1}(g_0 + g_3)(g_{e_1} + g_{b_2} + g_1);$$

$$D_2 = -(((g_{k_1} + g_0 + g_3 + g_{e_1})g_{b_1} + (g_{e_1} + g_{k_1})(g_0 + g_3))g_{bk_1} + g_{k_1}g_{b_1}(g_0 + g_3))g_{b_2};$$

$$D_3 = g_{b_1}g_{e_1}g_3(g_{bk_1} + g_{k_1}); \quad D_4 = -g_{b_1}g_{bk_1}g_{e_1}g_{b_2};$$

$$D_5 = (((g_{e_1} + g_{b_2} + g_1)g_{b_1} + (g_{e_1} + g_{b_2} + g_1)g_{k_1} + g_{e_1}(g_{b_2} + g_1))g_{bk_1} + \\ + g_{b_1}g_{k_1}(g_{e_1} + g_{b_2} + g_1))g_3;$$

$$D_6 = g_{b_2}g_3((g_{b_1} + g_{k_1} + g_{e_1})g_{bk_1} + g_{b_1}g_{k_1});$$

$$M_1 = (((g_{e_2} + g_2)g_{b_2} + (g_3 + g_4 + g_2)g_{e_2} + g_2(g_3 + g_4))g_{k_2} + (g_3 + g_4)((g_{e_2} + g_2)g_{b_2} + \\ + g_{e_2}g_2))g_{bk_2} + g_{k_2}g_{b_2}(g_{e_2} + g_2)(g_3 + g_4);$$

$$M_2 = g_{b_2}(g_{e_2} + g_2)(g_{bk_2}(g_{k_2} + g_4) + g_{bk_2}g_3 + g_{k_2}(g_3 + g_4));$$

$$M_3 = g_{k_2}(-g_{bk_2}(g_{e_2} + g_2) + g_{e_2}g_2)g_{b_2}; \quad M_4 = g_3(g_{e_2} + g_2)g_{bk_2}g_{k_2};$$

$$M_5 = -(((g_{e_2} + g_2)g_{b_2} + (g_{e_2} + g_2)g_{k_2} + g_{e_2}g_2)g_{bk_2} + g_{b_2}g_{k_2}(g_{e_2} + g_2))g_3;$$

$$M_6 = g_3g_{b_2}(g_{bk_2} + g_{k_2})(g_{e_2} + g_2). \quad (18)$$

Здесь D_1, D_2, \dots, D_6 – многократные алгебраические дополнения матрицы узловых проводимостей; M_1, M_2, \dots, M_6 – миноры, соответствующие алгебраическим дополнениям D_1, D_2, \dots, D_6 ; матрица узловых проводимостей получена методом корректировки [14] одноименной матрицы, построенной для цепи с удаленными нуллорами.

Вычислительные характеристики всех четырех формул, полученных с помощью методов нуллорных схем, двоичных векторов, безызбыточных формул и блочно-матричного разложения, сведены в табл. 1. В этой же таблице приведем сведения о формуле, полученной с помощью системы *Maple 9.5*, обладающей одним из лучших символьных блоков [15] среди математических систем общего назначения. Формулы расположим по возрастанию пар избыточных слагаемых.

Таблица 1. Вычислительные характеристики различных формул (с одной операцией арифметического деления) для определителя электронного усилителя на рис. 1

№ формулы	Метод построения формулы	Число операций			Число пар избыточных слагаемых
		*	+	–	
1	Нулловых схем	81	54	0	0
2	По программе CIRMUL на основе нулловых схем	114	64	0	0
3	Система Maple с оператором свертывания <code>simplify(, 'size')</code>	185	219	0	0
4	Безызыбыточных формул	93	69	1	3
5	Двоичных векторов	67	45	3	6
6	Симметричных безызыбыточных формул	81	59	2	7
7	Блочно-матричный	73	75	4	67

Как видно, формулы, полученные по методу нулловых схем (номер 1 и 2 в табл. 1) и с помощью системы *Maple* (номер 3), не имеют избыточных пар слагаемых. Метод нулловых схем их не создает, а система *Maple* их генерирует в силу избыточности используемых систем уравнений, поскольку параметр каждого элемента схемы содержится в четырех ячейках матрицы узловых проводимостей, затем их уничтожает слагаемые, и, наконец, сворачивает оставшееся символьное выражение. Полученная с помощью алгебраического свертывания формула содержит операций умножения (сложения) в 2 (4) раза больше, чем по методу нулловых схем. Это объясняется тем, что алгебраическое свертывание не учитывает особенностей структуры электрических цепей.

Другие формулы – безызыбыточные несимметричная и симметричная (номер 4 и 6 соответственно в табл. 1), по методам двоичных векторов (номер 5) и блочно-матричного разложения (номер 7) – содержат операции вычитания, при этом формула по блочно-матричному методу имеет максимальное число пар избыточных слагаемых – 67, что объясняется избыточностью систем уравнений.

Выводы. 1. Показано, что безызыбыточные формулы не являются свободными от избыточных слагаемых несмотря на отсутствие отрицательных знаков в схемно-минорных диакоптических формулах. Избыточные отрицательные и соответствующие, равные им, положительные подвыражения могут возникать в схемно-минорных слагаемых, если одна из подсхем активная и к ней подключается нуллов. **2.** Установлено, что метод нулловых схем в отличие от других методов позволяет формировать символьные выражения схемных функций без избыточных операций вычитания.

Литература

1. Егоров А.А. Принцип структурной определенности при расчетах стационарных режимов электрических цепей // *Электричество*. – 2005. – № 4. – С. 47–52.
2. Иванова Н.Б. Категорно-тензорная модель многополюсников и ее применение для расчета крупномасштабных сетей: Автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. – 2004. – 20 с.
3. 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.
4. Лаксберг Э.А. Моделирование электронных цепей на основе схемной редукции. – Таллин: Валгус, 1990. – 159 с.
5. Starzyk J. A., Konczykowska A. Flowgraph analysis of large electronic networks // *Circuits and systems*. – 1986. – Vol. CAS-33, N 3. – P. 302–315.
6. Шакиров М. А., Булавочкин В.П. Расчет нулляторно-нораторных усхем по частям заменой у-подсхем z-радиальными эквивалентными многомерными генераторами ЭДС // *Электромеханика*. – 1984. – № 8. – С. 87–91.
7. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул // *Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН-2006*. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 98–115.
8. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // *Электричество*. – 2003. – № 6. – С. 52–65.
9. Филаретов В. В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // *Электричество*. – 2001. – № 8. – С. 33–42.
10. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // *Электричество*. – 1998. – № 5. – С. 43–52.
11. Павлова Е.А., Серов В.Ф., Филаретов В.В. Выражение *K*-деревьев через схемные определители и построение безызбыточных формул бисекции. – *Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН-2005*. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 155–174.
12. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
13. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. – Киев: Гос. изд-во техн. лит. УССР. – 1963. – 176 с.

14. Шакиров М.А., Лыпарь Ю.И. Анализ электрических цепей с аномальными элементами: Метод. указания. – Л.: ЛПИ, 1987. – 40 с.

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

Королев Федор Александрович – в 2006 г. окончил энергетический факультет Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ) по специальности «Электроснабжение». Ведущий инженер отдела регистрации электроэнергии ОАО «Ульяновская сетевая компания». Дом. адрес: 432030, г.Ульяновск, пр-кт Нариманова, 93–54. Тел.: 673766. E-mail: korolyovfa@mail.ru.

Курганов Сергей Александрович – к.т.н., доцент кафедры электроснабжения УлГТУ. 432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ; служебный тел. 43-91-05. E-mail: sak@ulstu.ru.

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. E-mail: vvfil@mail.ru.

АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ЧАСТЯМ

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

Иерархический метод объединения подсхем [1] на основе схемно-алгебраических формул (САФ) позволяет формировать для электрических цепей с произвольными линейными элементами символные схемные функции без избыточных операций вычитания. Метод состоит в построении САФ каждой из подсхем анализируемой цепи, иерархическом попарном объединении подсхем с целью получения САФ исходной схемы и формировании на ее основе числителя и знаменателя искомой передаточной функции.

Построение САФ применительно к методу выделения многополюсников рассмотрено в [2]. Алгоритм заключается в последовательном выделении всех элементов подсхемы, при этом полюса подсхемы должны оставаться без изменения. В результате формируется *свернутая САФ*, в которой общие множители для определителей некоторых нулловых схем вынесены за скобки, а определители *эквивалентных нулловых схем* могут встречаться несколько раз.

Эквивалентными считаются не только полностью идентичные нулловые схемы, но и схемы, совпадающие по структуре и элементному составу, и отличающиеся направлением аномальных элементов. Как известно, изменение направления одного из аномальных элементов

приводит к смене знака соответствующего определителя, не изменяя его модуля. *Эквивалентными* также являются схемы, которые могут быть получены одна из другой с помощью операций замены параллельного соединения нуллатора и норатора короткозамкнутым проводником или операций выделения нуллора [3]. С использованием указанных операций все эквивалентные нулловые схемы желательно привести к одной – базисной нулловой схеме. Такое преобразование эквивалентных нулловых схем выполняется с целью последующей группировки слагаемых для получения *развернутой САФ* в виде уже упомянутой суммы произведений определителей базисных нулловых схем на их соответствующие коэффициенты.

Для алгоритма объединения две произвольные подсхемы задаются множествами нулловых схем и соответствующими коэффициентами. Результатом работы алгоритма является множество нулловых схем и соответствующее ему множество коэффициентов для объединенной подсхемы. Алгоритм состоит в выполнении для каждой пары нулловых схем следующих операций.

А. Математическое объединение множеств узлов и ветвей двух базисных схем. Общие узлы, не являющиеся внешними узлами объединенной нулловой схемы, образуют множество ее внутренних узлов. Собственные узлы подсхем и общие узлы, являющиеся внешними узлами объединенной нулловой схемы, образуют множество ее внешних узлов.

Б. Проверка объединенной нулловой схемы на невырожденность. Схема невырождена, если имеется путь от каждого внутреннего узла к любому внешнему узлу, она не содержит контура из нуллаторов (нораторов) и не имеет сечения из нуллаторов (нораторов), которое отсекает подмножество внутренних узлов в отдельное множество. Если объединенная нулловая схема вырождена, то следует отбросить ее и перейти к проверке следующей пары базисных схем.

В. Эквивалентное преобразование объединенной нулловой схемы с помощью операций замены короткозамкнутым проводником параллельного соединения нуллатора и норатора, удаления внутреннего узла вместе с последовательным соединением нуллатора и норатора, исключения внутреннего узла вместе с короткозамкнутой ветвью, соединяющей его с внешним узлом, выделения нуллора в общем случае – при подключении к узлу нескольких нуллаторов и нораторов [4].

Г. Приведение преобразованной нулловой схемы к одной из базисных схем. Для этого используются операция изменения направления одного из аномальных элементов со сменой знака коэффициента одной из объединяемых нулловых схем. Если рассматриваемая схема приводится к одной из базисных, то соответствующая ей пара коэффициентов относится к множеству данной базисной схемы.

Д. После проверки на совместимость всех возможных пар базисных схем объединяемых подсхем оказываются полностью сформированными множества пар коэффициентов базисных схем. Коэффициент каждой базисной схемы объединенной подсхемы получается как сумма произведений пар коэффициентов из множества соответствующей базисной схемы.

Заслуживают внимания частные случаи объединения подсхем, когда к отдельным полюсам подсхемы подсоединяется другая подсхема, которая включает идеальный операционный усилитель (ОУ) – нулор. Это приводит к сокращению числа используемых базисных схем. Чтобы сократить число операций при анализе совместности базисных схем, необходимо пользоваться следующими правилами: 1) если пара полюсов первой объединяемой подсхемы совпадает с выходными полюсами ОУ в составе второй объединяемой подсхемы, то при объединении этих подсхем заранее следует исключить те базисные схемы первой подсхемы, в которых указанная пара полюсов соединена короткозамкнутым проводником или норатором; 2) если некоторая пара полюсов объединяемой подсхемы совпадает с выходными полюсами ОУ в составе этой же подсхемы, то при объединении ее с другой подсхемой заранее можно исключить те базисные схемы второй подсхемы, в которых указанная пара полюсов соединена короткозамкнутым проводником или норатором.

На базе этого алгоритма (без учета правил 1 и 2) разработана компьютерная программа *CIRTRE* (автор *В.В.Филаретов*). Для иллюстрации возможностей программы рассмотрим анализ схемы операционного усилителя $\mu A741$ [5] на рис. 1. 76-узловая схема замещения этого усилителя включает 115 резисторов, 76 конденсаторов и 26 ИТУН. Схема разделена на 26 подсхем пунктиром, их номера соответствуют обозначениям элементов подсхемы.

Для задания последовательности объединения подсхем в программе *CIRTRE* предусматривается использование модифицированного *cir*-файла, в котором отображается иерархия вложения подсхем до образования исходной схемы. Объединение двух подсхем задается двумя строками строкой «X<номер промежуточной подсхемы> <множество внешних узлов>» и строкой «.X». Эти строки в отличие от аналогичных строк, обрамляющих в *cir*-файле строки, относящиеся к элементам исходных (терминальных) подсхем, указывают на формирование промежуточных подсхем (включая исходную схему), которых на единицу меньше числа исходных подсхем. Важно, что модифицированный таким образом *cir*-файл по существу является программой, задающей порядок объединения подсхем.

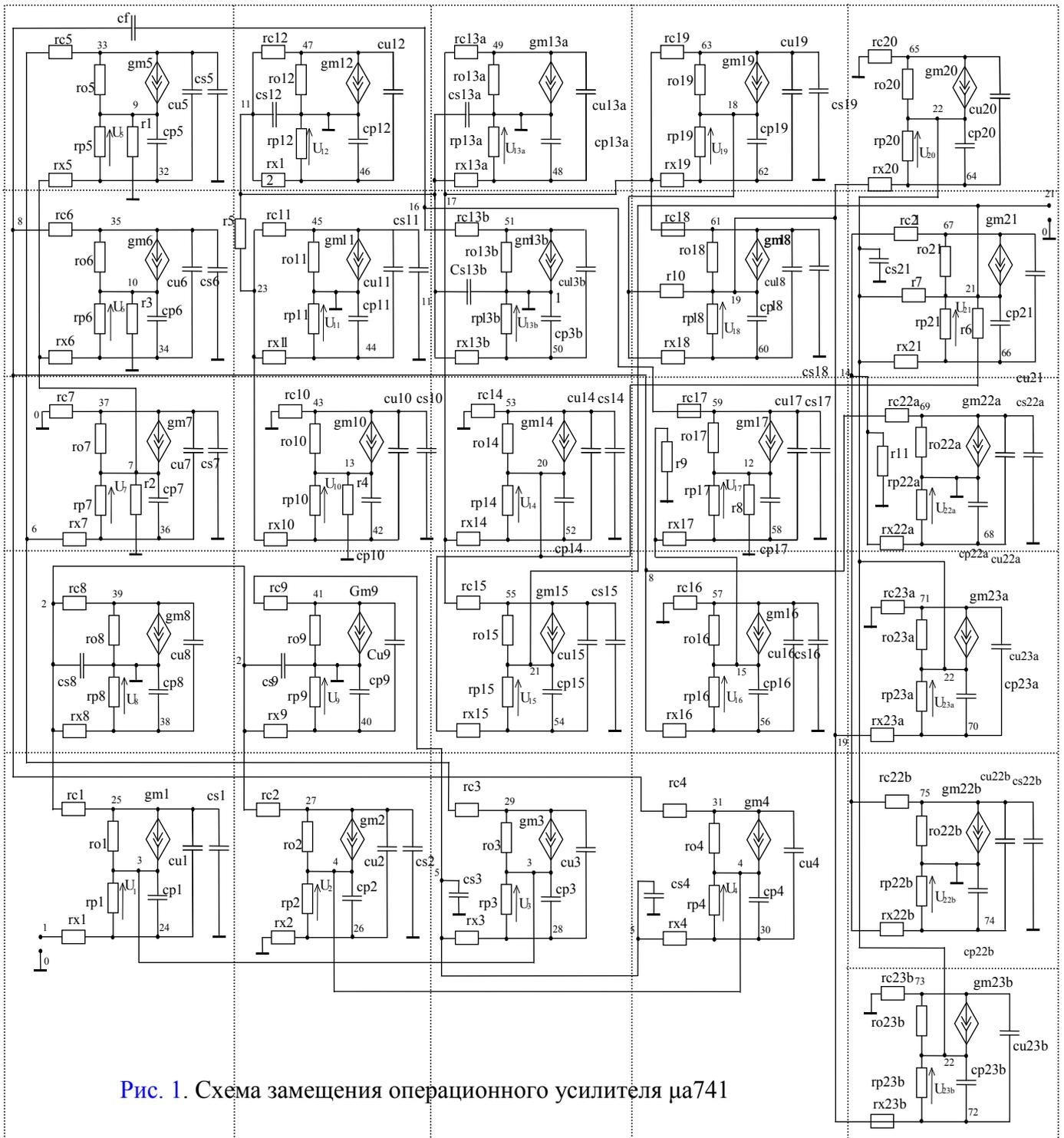


Рис. 1. Схема замещения операционного усилителя μ 741

Рассмотрим три варианта объединения подсхем. Ниже показаны различные варианты объединения подсхем: на рис. 2,а – последовательное объединение, на рис. 2,б – иерархическое объединение, состоящее из двух неравных (по количеству подсхем) частей и на рис. 2,в – иерархическое объединение, состоящее из двух равных частей.

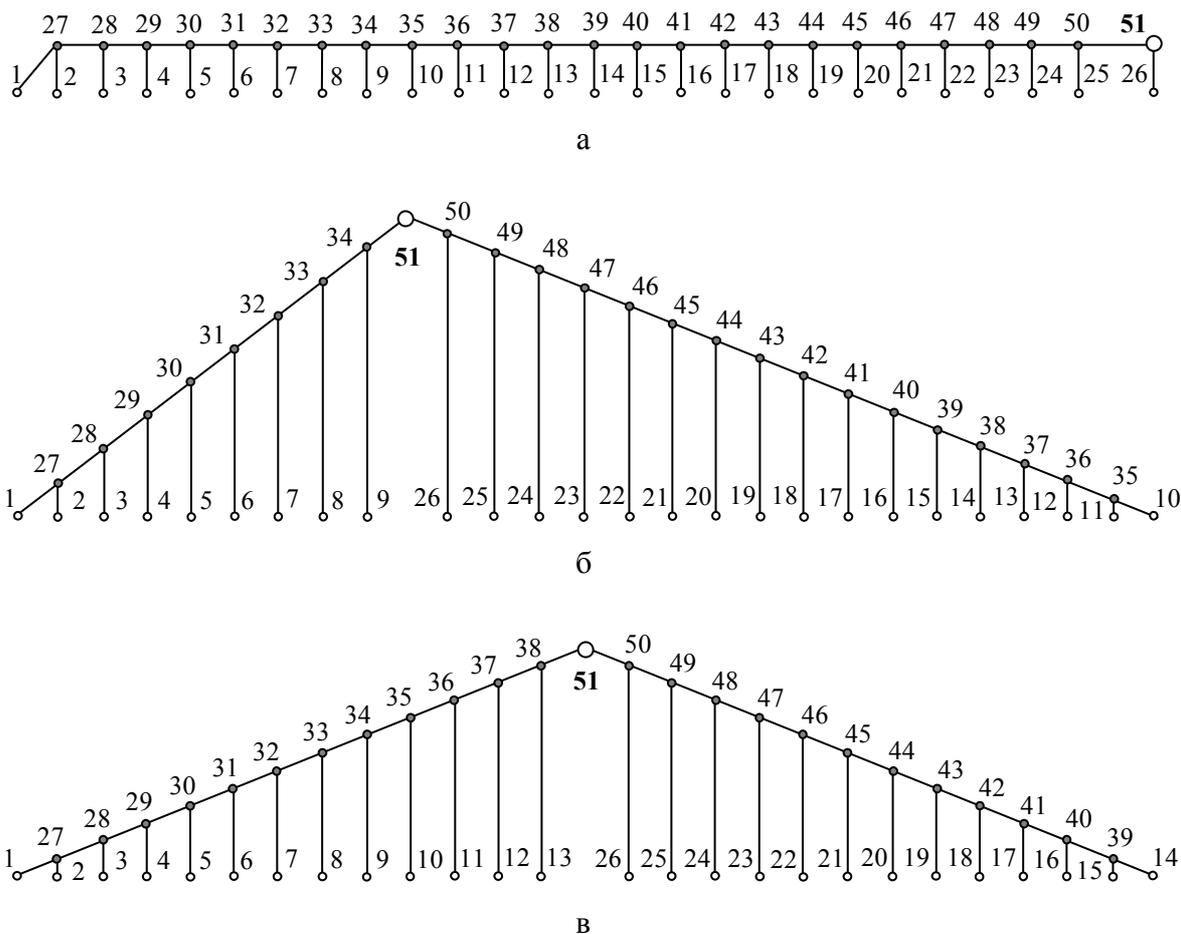


Рис. 2. Различные варианты деревьев объединения

Для рассматриваемых вариантов объединения число используемых нулловых и базисных нулловых схем, показатели сложности формируемых выражений приведены в табл. 1–3. В первом столбце указаны порядковые номера подсхем, которые требуются для корректной работы программы *CIRTRE*, которая нумерует подсхемы в порядке следования в *cir*-файле, а в скобках – номера подсхем в соответствии с рис. 1. В последней строке табл. 1–3 приводится суммарное количество нулловых и базисных нулловых схем, умножений, сложений и вычитаний в выражениях, образующих соответствующие последовательные формулы.

Как видно, в зависимости от вида объединяемых подсхем число используемых базисных схем намного меньше числа нулловых схем (включающего базисные схемы). Предпочтительным вариантом является иерархическая «сборка» схемы с ее входа и выхода так, чтобы две промежуточные подсхемы, образующие исходную схему были примерно одинаковой сложности.

Таблица 1. Число нулловых и базисных схем для подсхем операционного усилителя и сложность символьных выражений при объединении подсхем по дереву на рис. 2,а

№ подсхемы	Число полюсов	Число схем		Число операций в коэффициентах базисных нулловых схем		
		нулловых	базисных нулловых	*	+	–
1 (2)	3	31	6	43	44	0
2 (4)	4	42	12	69	50	0
3 (8)	2	16	2	20	26	0
4 (9)	3	27	6	38	41	0
5 (3)	4	42	12	69	50	0
6 (1)	4	47	16	83	53	0
7 (5)	3	75	6	120	119	0
8 (7)	3	21	6	30	33	0
9 (6)	4	102	12	185	144	0
10 (22a)	3	27	6	36	46	0
11 (22b)	2	13	2	15	23	0
12 (16)	3	21	6	29	33	0
13 (17)	3	75	6	121	119	0
14 (13b)	3	27	6	37	41	0
15 (12)	2	16	2	19	26	0
16 (11)	3	26	4	34	46	0
17 (10)	2	20	2	31	39	0
18 (13a)	3	27	6	37	41	0
19 (19)	3	31	6	42	44	0
20 (18)	4	65	16	106	89	0
21 (20)	3	21	6	30	25	0
22 (23a)	3	21	6	29	25	0
23 (23b)	3	21	6	29	25	0
24 (21)	4	54	12	84	82	0
25 (15)	4	65	16	81	89	0
26 (14)	3	21	6	75	33	0
27	4	55	23	34	32	0
28	4	39	23	29	10	0
29	4	81	34	56	25	0
30	5	244	122	170	117	5
31	4	785	62	235	511	39
32	5	285	219	235	56	10
33	4	519	81	207	255	57
34	4	348	22	80	196	72
35	5	100	74	82	20	6
36	5	106	74	96	30	2
37	5	318	190	221	115	13
38	4	479	63	173	369	47
39	4	198	68	105	330	9
40	4	90	68	79	19	0
41	5	226	193	204	30	0
42	4	215	68	136	144	0
43	4	219	68	110	123	0
44	5	316	250	272	60	0
45	5	1850	307	830	1486	0
46	6	1408	1092	1228	310	0
47	6	2773	1092	2191	1660	0
48	5	2355	307	955	2027	0
49	4	1345	104	381	1085	0
50	5	856	467	565	295	0
51	3	1069	7	60	329	71

Таблица 2. Число нулловых и базисных схем для подсхем операционного усилителя и сложность символьных выражений при объединении подсхем по дереву на рис. 2,б

№ подсхемы	Число полюсов	Число схем		Число операций в коэффициентах базисных нулловых схем		
		нулловых	базисных нулловых	*	+	-
1 (2)	3	31	6	43	44	0
2 (4)	4	42	12	69	50	0
3 (8)	2	16	2	20	26	0
4 (9)	3	27	6	38	41	0
5 (3)	4	42	12	69	50	0
6 (1)	4	47	16	83	53	0
7 (5)	3	75	6	120	119	0
8 (7)	3	21	6	30	33	0
9 (6)	4	102	12	185	144	0
10 (20)	3	21	6	30	25	0
11 (23a)	3	21	6	29	25	0
12 (23b)	3	21	6	29	25	0
13 (21)	4	54	12	84	82	0
14 (22b)	2	13	2	15	23	0
15 (22a)	3	27	6	36	46	0
16 (18)	4	65	16	106	89	0
17 (19)	3	31	6	42	44	0
18 (15)	4	65	16	81	89	0
19 (14)	3	21	6	75	33	0
20 (16)	3	21	6	29	33	0
21 (17)	3	75	6	121	119	0
22 (13a)	3	27	6	37	41	0
23 (13b)	3	27	6	37	41	0
24 (12)	2	16	2	19	26	0
25 (11)	3	26	4	34	46	0
26 (10)	2	20	2	31	39	0
27	4	55	23	34	32	0
28	4	39	23	29	10	0
29	4	81	34	56	25	0
30	5	244	122	170	117	5
31	4	785	62	235	511	39
32	5	285	219	235	56	10
33	4	519	81	207	255	57
34	4	348	22	80	196	72
35	3	19	6	15	13	0
36	3	19	6	15	13	0
37	4	48	19	33	29	0
38	4	32	21	25	11	0
39	4	80	27	47	53	0
40	5	303	99	166	204	0
41	4	303	31	117	272	0
42	5	312	150	207	145	17
43	4	455	45	144	389	21
44	5	216	166	180	50	0
45	5	598	192	327	394	12
46	5	743	259	373	445	39
47	5	774	360	515	397	17
48	5	536	360	406	176	0
49	5	922	454	591	450	18
50	4	463	93	186	361	0
51	3	545	7	39	224	31

Таблица 3. Число нулловых и базисных схем для подсхем операционного усилителя и сложность символьных выражений при объединении подсхем по дереву на рис. 2,в

№ подсхемы	Число полюсов	Число схем		Число операций в коэффициентах базисных нулловых схем		
		нулловых	базисных нулловых	*	+	–
1 (2)	3	31	6	43	44	0
2 (4)	4	42	12	69	50	0
3 (8)	2	16	2	20	26	0
4 (9)	3	27	6	38	41	0
5 (3)	4	42	12	69	50	0
6 (1)	4	47	16	83	53	0
7 (5)	3	75	6	120	119	0
8 (7)	3	21	6	30	33	0
9 (6)	4	102	12	185	144	0
10 (22a)	3	27	6	36	46	0
11 (22b)	2	13	2	15	23	0
12 (16)	3	21	6	29	33	0
13 (17)	3	75	6	121	119	0
14 (20)	3	21	6	30	25	0
15 (23a)	3	21	6	29	25	0
16 (23b)	3	21	6	29	25	0
17 (18)	4	65	16	106	89	0
18 (19)	3	31	6	42	44	0
19 (21)	4	54	12	84	82	0
20 (15)	4	65	16	81	89	0
21 (14)	3	21	6	75	33	0
22 (13a)	3	27	6	37	41	0
23 (12)	2	16	2	19	26	0
24 (11)	3	26	4	34	46	0
25 (10)	2	20	2	31	39	0
26 (13b)	3	27	6	37	41	0
27	4	55	23	34	32	0
28	4	39	23	29	10	0
29	4	81	34	56	25	0
30	5	244	122	170	117	5
31	4	785	62	235	511	39
32	5	285	219	235	56	10
33	4	519	81	207	255	57
34	4	348	22	80	196	72
35	5	100	74	82	20	6
36	5	106	74	96	30	2
37	5	318	190	221	115	13
38	4	479	63	173	369	47
39	3	19	6	15	13	0
40	3	19	6	15	13	0
41	4	69	21	38	48	0
42	3	67	7	26	60	0
43	4	54	22	36	32	0
44	5	236	116	162	116	4
45	4	369	38	121	319	12
46	4	154	57	79	96	1
47	4	92	57	68	35	0
48	5	206	160	171	46	0
49	4	195	57	114	138	0
50	4	190	66	102	124	0
51	3	1146	7	106	413	77

Символьные выражения искомым коэффициентов передачи, которые выдает программа *CIRTRE* могут содержать избыточные символы и операций (например «*1», «*(1)»). Для очистки алгебраических выражений коэффициентов передачи от них используется программа *LIKVID* (автор Д.В. Шеин) [6].

Анализ операционного усилителя $\mu A741$ [5] производился на персональном компьютере *Intel Pentium D 930* с тактовой частотой процессора 3 ГГц и оперативной памятью 2 Гб. Показатели сложности символьной функции для передаточного коэффициента по напряжению для различных вариантов объединения подсхем (рис. 2,а–в) приведены в табл. 4. При подсчете числа операций учтено (для подсхемы 51), что в передаточной функции используется только часть базисных схем с ненулевыми коэффициентами.

Таблица 4. Показатели сложности символьной функции для коэффициента передачи по напряжению операционного усилителя $\mu A741$

№ подсхемы	Время анализа, секунд	Число базисных нулловых схем	Число операций в коэффициентах базисных нулловых схем		
			*	+	–
Рис. 2,а	25.97	5270	10226	11020	331
Рис. 2,б	6.64	3073	5924	6214	338
Рис. 2,в	2.46	1799	4163	4575	345

Как видно из табл. 4, наиболее эффективным оказалось объединение подсхем по дереву, представленному на рис. 2,в. На этом примере еще раз проиллюстрировано [7], что следование принципу половинного деления в символьной диакоптке [8] обеспечивает формирования минимальных по сложности выражений.

Численные значения передаточных функций операционного усилителя во всех десятичных разрядах (при расчете с удвоенной точностью) совпали с их значениями, полученными по методу схемных миноров [1].

Выводы. Предложены алгоритмы формирования схемно-алгебраических формул определителя (нулловых схем с коэффициентами) и иерархического объединения подсхем. На их основе разработана компьютерная программа *CIRTRE* для получения символьных выражений, содержащих информацию обо всех схемных функциях заданной цепи. Программа *CIRTRE* использует модифицированный *sig*-файл, который является, в свою очередь, программой, задающей порядок объединения подсхем.

Литература

1. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 98–115.
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. 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.
5. Rodanski B.S. Symbolic circuit analysis // <http://www.eng.uts.edu.au/~benr/symbolic/>.
6. Шеин Д.В. Ликвидатор избыточных скобок и единиц в сложных алгебраических выражениях // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 209–213.
7. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
8. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество. – 1995. – № 4. – С. 36–43.

Королев Федор Александрович – в 2006 г. окончил энергетический факультет Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ) по специальности «Электроснабжение». Ведущий инженер отдела регистрации электроэнергии ОАО «Ульяновская сетевая компания». Дом. адрес: 432030, г.Ульяновск, пр-кт Нариманова, 93–54. Тел.: 673766. E-mail: korolyovfa@mail.ru.

Курганов Сергей Александрович – к.т.н., доцент кафедры электроснабжения УлГТУ. 432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, УлГТУ; служебный тел. 43-91-05. E-mail: sak@ulstu.ru.

Филаретов Владимир Валентинович – д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. E-mail: vvfil@mail.ru.

Шеин Дмитрий Владимирович – инженер-программист ОАО «УАЗ». E-mail: D.Shein@uaz.ru.

ОТОБРАЖЕНИЕ ПОДСХЕМ ПРОИЗВОДНЫМИ СХЕМАМИ НА ВНЕШНИХ УЗЛАХ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ЧАСТЯМ

Ф. А. Королев, 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 сложных электрических систем и сетей [2].

Для этого разрабатываются специализированные символьные методы и алгоритмы. На основе Y -параметров в [3] 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 метода редукции 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.

В [4] предлагается использовать редукцию не на основе матриц, а на основе схемно-алгебраических формул многополюсников, что позволяет распространить рассматриваемый метод на произвольные линейные элементы и избежать появления одинаковых слагаемых с противоположными знаками. Однако, методу САР, как и всем методам редукции, присущи операции деления, что негативно сказывается на точности результата [5].

В [6] предложен иерархический метод объединения схемно-алгебраических формул (САФ) подсхем, позволяющий формировать для линейных электрических цепей последовательные дробно-рациональные формулы без избыточных операций вычитания, что отличает его от метода

схемных миноров. В отличие от метода Д-деревьев предлагаемый метод дает возможность получать символьные формулы без избыточных операций вычитания для цепей с любыми любыми линейными двухполюсниками и управляемыми источниками, включая идеальный операционный усилитель. Для отображения подсхем он использует не Д-деревья, а *нулловые схемы*.

Нулловой схемой для произвольной линейной неавтономной подсхемы будем называть схему [6], построенную на внешних полюсах подсхемы и содержащую в своем составе только нуллы (нуллаторы и нораторы) и короткозамкнутые ветви. Последние, как известно, эквивалентны параллельному соединению норатора и нуллатора. Под нуллом и его составляющими – норатором и нуллатором – понимаются соответствующие взвешенные направленные и нумерованные элементы [7], получившие также название генератора и приемника неудаляемого управляемого источника [8, 9]. Такие аномальные элементы в отличие от обычных нуллов, нораторов и нуллаторов [10] пригодны для топологического (без построения уравнений) анализа цепей.

Множество нулловых схем позволяет полностью охарактеризовать произвольную подсхему [11], при этом каждая нулловая схема обладает своим коэффициентом в виде целого рационального выражения – многочлена [6]. В совокупности все нулловые схемы для данной подсхемы образуют *схемно-алгебраическую формулу (САФ)* [11] – выражение для определителя подсхемы в виде суммы произведений определителей нулловых схем на соответствующие коэффициенты. САФ является гибридной формулой – содержит как алгебраические выражения, так и схемные образы – нулловые схемы.

Для иллюстрации иерархического метода объединения схемно-алгебраических формул подсхем (метода нулловых схем) рассмотрим формирование нулловых схем для схемы показанной на рис. 1,а. В основе получения САФ подсхем лежит метод схемных определителей (МСО) [8, 9, 12]. Согласно формул выделения параметров [12], получим САФ для каждой из подсхем (рис. 1,б).

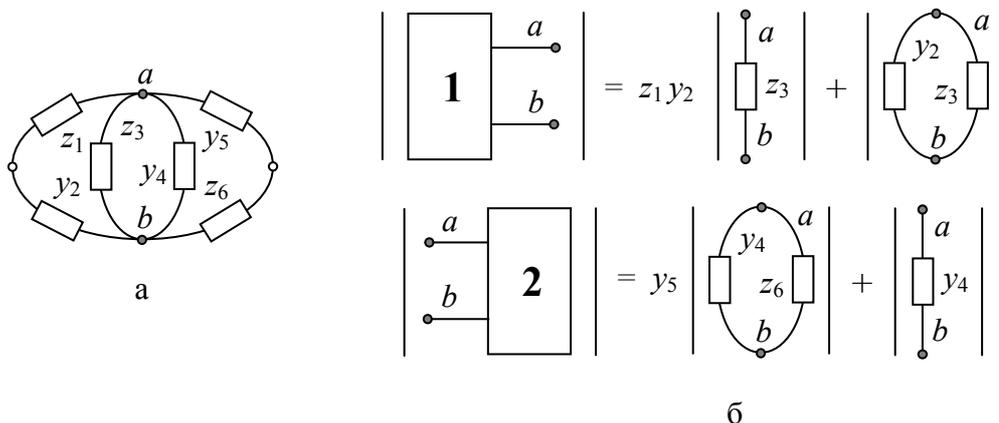


Рис. 1

Продолжим выделение параметров для САФ на рис. 1,б до образования нулловых схем (рис. 2). Здесь буквами *A* и *B* обозначены соответственно первое и второе слагаемое САФ для подсхемы 1 (рис. 2,а), а буквами *C* и *D* – соответственно первое и второе слагаемое САФ для подсхемы 2 (рис. 2,б).

$$\begin{aligned}
 A &= z_1 y_2 \left[\begin{array}{c} \circ \\ z_3 \\ \circ \end{array} + \begin{array}{c} | \\ | \\ | \end{array} \right] & C &= y_5 \left[z_6 \left[\begin{array}{c} | \\ y_4 \\ | \end{array} + \begin{array}{c} \circ \\ \circ \end{array} \right] + y_4 \left(\begin{array}{c} \circ \\ \circ \end{array} \right) + \begin{array}{c} | \\ | \\ | \end{array} \right] \\
 B &= z_3 \left[\begin{array}{c} | \\ y_2 \\ | \end{array} + \begin{array}{c} \circ \\ \circ \end{array} \right] y_2 \left(\begin{array}{c} \circ \\ \circ \end{array} \right) + \begin{array}{c} | \\ | \\ | \end{array} & D &= y_4 \begin{array}{c} | \\ | \\ | \end{array} + \begin{array}{c} \circ \\ \circ \end{array}
 \end{aligned}$$

а б

Рис. 2

На рис. 3,а и 3,б представлены сгруппированные коэффициенты нулловых схем для подсхем 1 и 2 соответственно.

$$\begin{aligned}
 \begin{array}{c} | \\ [y_2(z_1 + z_3) + 1] \\ \circ \end{array} & \begin{array}{c} \circ \\ [z_3(z_1 y_2 + 1)] \\ \circ \end{array} & \begin{array}{c} | \\ [y_5(z_6 y_4 + 1) + y_4] \\ \circ \end{array} & \begin{array}{c} \circ \\ [z_6 y_5 + 1] \\ \circ \end{array}
 \end{aligned}$$

а

Рис. 3

После получения нулловых схем их необходимо объединить. Процесс объединения нулловых схем подсхем 1 и 2 представлен в табл. 1.

Таблица 1. Процесс объединения нулловых схем подсхем 1 и 2

Нулловые схемы подсхемы 1 / Нулловые схемы подсхемы 2	11	12
21		
22		

В результате объединения получим нулловые схемы объединенной (исходной) схемы (рис. 4). При получении нулловых схем (рис. 4) также требуется группировка слагаемых.

$$\left[\begin{array}{c} \circ \\ [z_3(z_1 y_2 + 1)] [y_5(z_6 y_4 + 1) + y_4] + [y_2(z_1 + z_3) + 1] [z_6 y_5 + 1] \\ \circ \end{array} \right] \quad \begin{array}{c} \circ \\ [z_3(z_1 y_2 + 1)] [z_6 y_5 + 1] \\ \circ \end{array}$$

a б

Рис. 4

Полученные нулловые схемы можно использовать как для нахождения определителя рассматриваемого примера (здесь определителем является коэффициент при нулловой схеме на рис. 4,а), так и для дальнейшего объединения подсхем. Как видно, получение нулловых схем требует много времени и сопровождается трудоемкими операциями многократной группировки слагаемых. Сложность приведения подобных слагаемых увеличивается комбинаторно с увеличением количества внешних узлов.

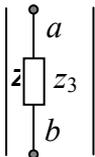
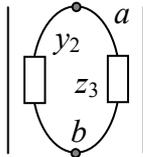
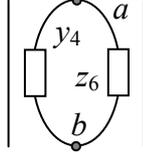
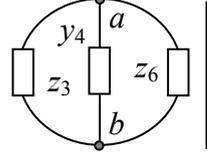
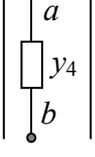
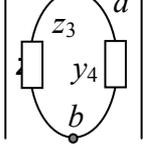
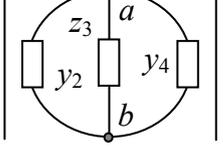
В настоящей работе предлагается обобщение метода, рассмотренного выше. При этом для отображения подсхем используются *производные схемы на внешних узлах*, которые обобщают понятие *нулловой схемы*, поскольку нулловая схема является предельным случаем производной схемы. Производной схемой в общем случае называется одна из схем, полученных в результате применения формул выделения параметров [8]. Поэтому метод выделения параметров (метод схемных определителей) иногда называют методом производных схем.

Производной схемой на внешних узлах для произвольной линейной неавтономной подсхемы будем называть схему, не содержащую в результате выделения элементов подсхемы ее внутренних узлов. *Внешними узлами* (полюсами) подсхемы называются узлы, являющиеся общими с другой подсхемой (подсхемами). При этом оставшиеся узлы подсхем будем называть их внутренними узлами. В отличие от метода нулловых схем здесь необходимо ограничиться разложением САФ подсхем, достигнув образования производных схем на внешних узлах, то есть раскрыв схемно-алгебраический определитель до исключения внутренних узлов.

Объединение подсхем выполняется таким же образом, как в методе нулловых схем. Отличие заключается в том, что требуется более сложный анализ подсхем на внешних узлах после их объединения. Проиллюстрируем предлагаемый метод на рассмотренном выше примере.

Как видно из рис. 1,б для подсхем 1 и 2 уже на первом этапе разложения получены производные схемы на внешних узлах. Следовательно, процесс разложения САФ можно закончить и начать объединение подсхем, как показано в табл. 2.

Таблица 2. Процесс объединения производных схем на внешних узлах подсхем 1 и 2

Подсхема 1 Подсхема 2	<i>A</i> 	<i>B</i> 
	<i>C</i> 	$z_1 y_2 y_5$ 
<i>D</i> 		

Полученные САФ объединенной схемы можно использовать как для нахождения определителя (в данном примере определитель равен сумме всех САФ), так и для последующего объединения подсхем.

Для иллюстрации предлагаемой модификации метода нулловых схем рассмотрим формирование определителя схемы транзисторного усилителя (рис. 5,а) [13].

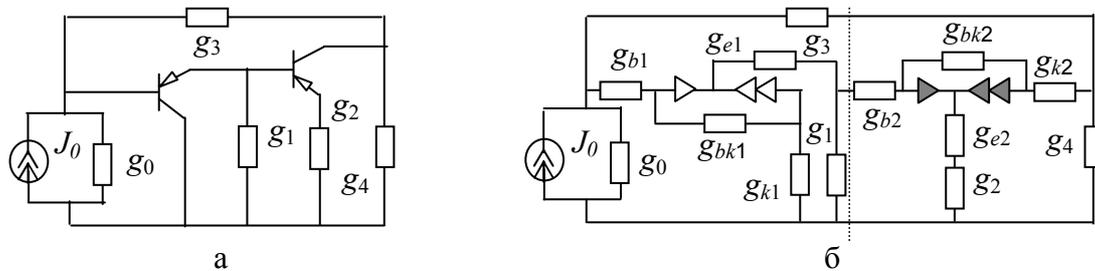


Рис. 5. Схема транзисторного усилителя (а) и его нулловая схема замещения (б); пунктирной линией схема замещения разделена на две подсхемы

Схема замещения усилителя для построения выражения определителя представлена на рис. 5,б. Эта схема получена из схемы замещения [13] путем замены обычных ненаправленных нуллов на направленные нумерованные нуллы.

Разделим схему на две подсхемы так, как это показано пунктиром на рис. 5,б. Исходное выражение для построения САФ первой и второй подсхемы представлено на рис. 6,а и 6,б соответственно. Двумя вертикальными линиями обозначена операция схемного определителя.

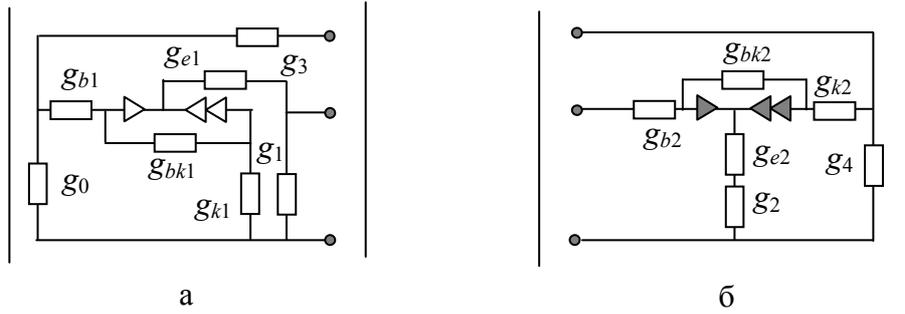


Рис. 4. Исходное выражение для построения САФ первой (а) и второй (б) подсхемы

Приведем разложение САФ первой и второй подсхем до образования производных подсхем на внешних узлах (табл. 3 и табл. 4 соответственно) с использованием МСО. Здесь под каждой подсхемой на внешних узлах показан ее коэффициент.

Схемы на внешних узлах и их коэффициенты полностью описывают подсхемы 1 и 2, являются самодостаточными и не требуют дальнейшего разложения.

Таблица 3. Схемы на внешних узлах для первой подсхемы и их коэффициенты

<p>1</p> <p>$A_1 = g_{b1} g_{bk1} g_{e1}$</p>	<p>2</p> <p>$A_2 = g_3 [g_{bk1} (g_{b1} + g_{k1}) + g_{b1} g_{k1}]$</p>	<p>3</p> <p>$A_3 = g_{bk1} g_{k1} g_3$</p>
<p>4</p> <p>$A_4 = g_{k1} [g_{bk1} g_{e1} + g_0 g_{b1}] + g_{bk1} [g_0 (g_{b1} + g_{k1}) + g_{b1} g_{k1}]$</p>	<p>5</p> <p>$A_5 = g_{e1} [g_0 g_{b1} g_{k1} + g_{bk1} (g_{b1} (g_0 + g_{k1}) + g_0 g_{k1})]$</p>	<p>6</p> <p>$A_6 = g_3 g_{b1} g_{e1} g_{k1}$</p>

Таблица 4. Схемы на внешних узлах для второй подсхемы и их коэффициенты

<p>1</p> <p>$B_1 = g_2 g_{bk2} g_{e2}$</p>	<p>2</p> <p>$B_2 = g_{b2} g_{bk2} (g_2 + g_{e2})$</p>	<p>3</p> <p>$B_3 = g_{k2} (g_2 + g_{e2})(g_{b2} + g_{bk2})$</p>	<p>4</p> <p>$B_4 = g_2 g_{b2} g_{e2} g_{k2}$</p>
--	---	---	--

Рассмотрим процесс объединения полученных производных схем на внешних узлах в табл. 5. Здесь в первом столбце показаны подсхемы на внешних узлах для первой подсхемы, а в первой строчке – подсхемы на внешних узлах для второй подсхемы (для наглядности не показаны коэффициенты при схемах на внешних узлах).

Определители схем, полученных в табл. 5 в результате объединения подсхем, равны

$$\begin{aligned}
 C_1 &= (g_{k2} + g_4) (g_3 + g_1 + g_{b2}) + g_3 (g_1 + g_{b2}); \\
 C_2 &= g_4 (g_3 + g_1 + g_{k2}) + g_1 (g_3 + g_{k2}); \quad C_3 = g_4 (g_3 + g_1) + g_1 g_3; \quad C_4 = g_3; \\
 C_5 &= (g_1 + g_{b2}) (g_4 + g_{k2}); \quad C_6 = g_4 (g_1 + g_{k2}) + g_1 g_{k2}; \quad C_7 = g_4 g_1; \\
 C_8 &= (g_1 + g_{e1} + g_{b2}) (g_4 + g_{k2}); \quad C_9 = g_4 (g_1 + g_{e1} + g_{k2}) + g_{k2} (g_1 + g_{e1}); \\
 C_{10} &= g_4 (g_1 + g_{e1}); \quad C_{11} = (g_1 + g_{b2}) (g_{k2} + g_3 + g_4); \\
 C_{12} &= (g_3 + g_4) (g_1 + g_{k2}) + g_1 g_{k2}; \quad C_{13} = g_1 (g_3 + g_4); \quad C_{14} = (g_{k2} + g_3 + g_4); \\
 C_{15} &= (g_{k2} + g_3 + g_4); \quad C_{16} = (g_3 + g_4); \quad C_{17} = (g_4 + g_{k2}); \\
 C_{18} &= g_4; \quad C_{19} = g_4; \quad C_{20} = 1.
 \end{aligned} \tag{1}$$

После нахождения определителей подсхем на внешних узлах (1) из табл. 5 и умножения их на соответствующие коэффициенты получим искомый определитель транзисторного усилителя

$$\begin{aligned}
 \Delta &= B_1 (A_1 C_1 + A_2 C_5 + A_3 C_8 + A_4 C_{11} + A_5 C_{14} + A_6 C_{17}) + \\
 &+ B_2 (A_1 C_2 + A_2 C_6 + A_3 C_9 + A_4 C_{12} + A_5 C_{15} + A_6 C_{18}) + \\
 &+ B_3 (A_1 C_3 + A_2 C_7 + A_3 C_{10} + A_4 C_{13} + A_5 C_{16} + A_6 C_{19}) + B_4 (A_1 C_4 + A_6 C_{20}).
 \end{aligned} \tag{2}$$

Как видим, решение не потребовало трудоемких операций приведения подобных слагаемых за исключением замены двух слагаемых одним в САФ второй подсхемы. Необходимо отметить, что выражение (2) эквивалентно символьному результату, полученному в [14].

Для сравнения найдем определитель электронного усилителя методом нулловых схем. В этом случае необходимо продолжить разложение схем на внешних узлах (табл. 3 и табл. 4) до элементарных нулловых схем. Сделаем это с помощью формул выделения [12] параметров. В табл. 6 и табл. 7 представлены нулловые схемы подсхем 1 и 2 соответственно. Необходимо отметить, что коэффициенты нулловых схем получены путем группировки слагаемых при одноименных нулловых схемах.

Табл. 5. Объединение производных схем на внешних узлах

<p>Подсхема 2</p> <p>Подсхема 1</p>				
	<p>C_1</p>	<p>C_2</p>	<p>C_3</p>	<p>C_4</p>
	<p>C_5</p>	<p>C_6</p>	<p>C_7</p>	<p>0</p>
	<p>C_8</p>	<p>C_9</p>	<p>C_{10}</p>	<p>0</p>
	<p>C_{11}</p>	<p>C_{12}</p>	<p>C_{13}</p>	<p>0</p>
	<p>C_{14}</p>	<p>C_{15}</p>	<p>C_{16}</p>	<p>0</p>
	<p>C_{17}</p>	<p>C_{18}</p>	<p>C_{19}</p>	<p>C_{20}</p>

Таблица 6. Нулловые схемы для первой подсхемы и их коэффициенты

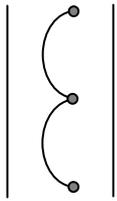
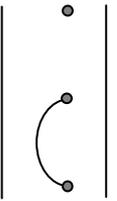
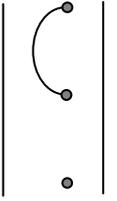
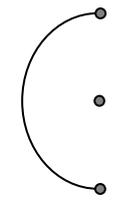
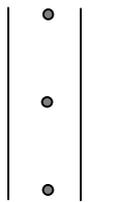
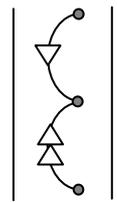
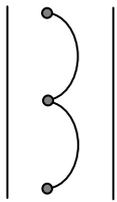
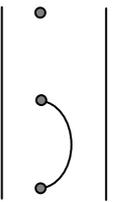
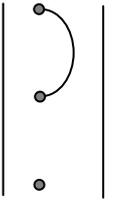
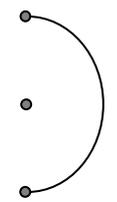
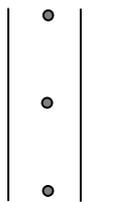
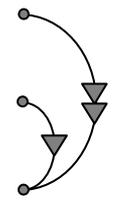
<p>1</p>  $D_1 = g_3 (g_1 (A_1 + A_4) + A_5)$	<p>2</p>  $D_2 = g_1 (A_1 + A_2 + A_3 + A_4) + g_{e1} A_3 + A_5$	<p>3</p>  $D_3 = g_3 A_1$
<p>4</p>  $D_4 = g_3 A_4$	<p>5</p>  $D_5 = A_1 + A_2 + A_3 + A_4$	<p>6</p>  $D_6 = A_6$

Таблица 7. Нулловые схемы для второй подсхемы и их коэффициенты

<p>1</p>  $E_1 = g_{b2} (g_{k2} + g_4) B_1 + g_{k2} g_4 B_2$	<p>2</p>  $E_2 = g_{b2} B_1$	<p>3</p>  $E_3 = g_{k2} B_2$
<p>4</p>  $E_4 = g_4 (B_1 + B_2 + B_3) + g_{k2} B_1$	<p>5</p>  $E_5 = B_1 + B_2 + B_3$	<p>6</p>  $E_6 = B_4$

Получение этих табл. 5 и 6 отличие от табл. 5 потребовало существенно больше времени и внимания. Для проверки формулы по методу нулловых схем использована компьютерная программа *CIRTRE* (автор *В.В. Филаретов*) [6].

Подсчет количества арифметических операций в формуле для определителя электронного усилителя, полученной двумя сравниваемыми методами, представлен в табл. 8. Очевидно, что оба метода не образуют взаимоуничтожающихся слагаемых.

Таблица 8. Сравнение вычислительных характеристик формул для определителя электронного усилителя

№	Метод построения формулы	Число операций				Число пар избыточных слагаемых
		*	+	–	=	
1	Нуллорных схем	81	54	0	18	0
2	Производных схем на внешних узлах	73	67	0	31	0

Приведенное выше решение показывает, что трудоемкость вынесения общих множителей в предложенном методе производных схем на внешних узлах в отличие от метода нуллорных схем [6] значительно сокращается за счет ограничения разложения определителя после образования внешних производных схем. При этом количество нуллорных схем для первой подсхемы совпадает с количеством подсхем на внешних узлах, а для второй подсхемы – превышает на две единицы. В целом существенно уменьшается объем выкладок для символьного решения.

Выводы. Предложено обобщение метода объединения САФ подсхем (метода нуллорных схем), в отличие от которого САФ подсхем раскладываются только до образования производных схем на внешних узлах (при этом исключаются внутренние узлы) и сразу же объединяются. Последующий анализ объединенных схем на внешних узлах выполняется значительно проще трудоемкого получения элементарных нуллорных схем с последующей их группировкой для объединения коэффициентов. В качестве недостатка использования производных схем на внешних узлах, по сравнению с нуллорными схемами, следует назвать усложнение компьютерной реализации за счет более сложной процедуры кодирования и декодирования соответствующих имен.

Литература

1. Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5. – М.: Солон, 1998. – 399 с.
2. Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей. – Л.: ЛГУ. – 1980. – 250 с.
3. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. – Киев: ГИТЛ УССР. – 1963. – 199 с.
4. Вольнов В.Е., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ электронных цепей и электрических систем методом схемно-алгебраической редукции // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 4. – С. 34–41.

5. 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.

6. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул подсхем // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 98–115.

7. 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.

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

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

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

11. 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.

12. Миланцей Т., Славский Г.Н., Филаретов В.В. Пять формул метода схемных определителей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004. – Ульяновск: УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 102–113.

13. Шакиров М.А., Булавочкин В.П. Расчет нулляторно-нораторных усхем по частям заменой у-подсхем z-радиальными эквивалентными многомерными генераторами ЭДС // Электромеханика. – 1984. – № 8. – С. 87–91.

14. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Сравнение методов анализа электрических цепей по частям в символьном виде // Настоящий сборник.

Королев Федор Александрович – в 2006г. окончил энергетический факультет Ульяновского государственного технического университета (УлГТУ) по специальности «Электроснабжение». Ведущий инженер отдела регистрации электроэнергии ОАО «Ульяновская сетевая компания». Дом. адрес: 432030, г.Ульяновск, пр-кт Нариманова, 93–54. Тел.: 673766. E-mail: korolyovfa@mail.ru.

СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ФОРМУЛЫ ВЫДЕЛЕНИЯ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

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

Предложены схемно-алгебраические формулы для выделения типовых элементов схем с переключаемыми конденсаторами. Эти формулы не требуют трудоемкого комбинаторного поиска путей и контуров, не создают избыточных слагаемых и позволяют получить компактные символьные выражения.

Circuitry-algebraic formulas to extract element parameters of switched-capacitor circuits have been proposed. Formulas to obtain circuit responses in accordance to the implicit superposition method in a variable basis of "voltage-charge" have been proposed as well. The approach doesn't need special procedures to find circuit loops and ways and doesn't generate redundant terms. Results of the calculation are presented in a compact symbolic form.

Дискретно-аналоговые схемы с переключаемыми конденсаторами (ПК) относятся к параметрическим цепям. Они нашли широкое применение в системах обработки сигналов (электрических фильтрах, интеграторах, сумматорах, цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователях) [1–6] и телекоммуникационных АМ- и ЧМ-системах [4]. Символьный анализ [7] ускоряет проектирование таких схем, поскольку позволяет выявить параметрические условия существования заданного режима [6]. Для символьного анализа цепей с ПК используются матричные методы на основе классического [4] и модифицированного узлового базиса [1,7,8]. Эти методы, как известно, дают избыточные взаимно уничтожающиеся слагаемые. Кроме этих слагаемых, характерных также для матричного расчета аналоговых схем, при анализе схем с ПК во временной области появляются дополнительные избыточные слагаемые, содержащие квадраты переключательных функций и произведения взаимно инверсных переменных [1,9].

Для символьного анализа схем с ПК в частотной области, наряду с матричным узловым методом [4], используются более эффективные топологические методы – на основе сигнального [10–13], ориентированного беспетлевого графа [3] и графа Натана [14]. Однако эти методы требуют, во-первых, трудоемкого комбинаторного поиска различных топологических структур – путей и контуров, а, во-вторых, дают излишние взаимно уничтожающиеся слагаемые для схем с активными элементами общего вида, у которых управляемая или управляющая ветвь не соединена с общим полюсом схемы.

Для снижения трудоемкости топологических методов в [4] предложен метод сигнального графа на основе передаточных функций, которые получаются путем анализа пассивной подсхемы методом выделения параметров с использованием формул деления схемы по одному и двум

узлам. Веса дуг полученного при этом сигнального графа оказываются дробно-рациональными функциями. Поэтому искомая функция, формируемая при анализе такого сигнального графа, представляется в виде многоэтажной дроби. Для приведения ее к требуемому дробно-рациональному виду [4, 6] необходима разработка и применение специального алгоритма, что существенно усложняет реализацию этого метода. В то же время метод сигнального графа с редукцией пассивных элементов на основе передаточных функций сокращает, хотя и не полностью, а частично, объем комбинаторного поиска топологических структур за счет использования более простого по структуре сигнального графа. Однако этот метод не исключает появление взаимно уничтожающихся слагаемых, поскольку используемые модели активных элементов общего вида остаются избыточными.

В [9,15] для анализа схем с ПК предложен обобщенный метод выделения параметров [16], который полностью исключает комбинаторный поиск путей (контуров) и не дает взаимно уничтожающихся слагаемых. Этот метод обсуждается и совершенствуется в настоящей статье на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников [17].

Применение метода выделения параметров многополюсников для дискретно-аналоговых схем с ПК в частотной области. Для анализа схем с ПК в частотной области используются, как правило, идеализированные комплексные схемы замещения, полученные с помощью z -преобразования [4]. При построении этих схем применяются схема Лайкера для конденсатора и схемы замещения типовых переключаемых цепей с конденсаторами, входы и выходы которых разделены по фазам коммутации ключей. Полученные схемы замещения содержат конденсаторы как с действительным параметром – емкостью C , так и с комплексным параметром – z -емкостью $C_z = Cz^{-n}$ [15]. Множитель z^{-n} (n – действительное положительное число, обозначающее часть периода коммутации) моделирует отставание по фазе функции заряда от напряжения, которое происходит из-за коммутации ключей.

Построение символьных выражений передаточных функций дискретно-аналоговых схем с ПК осуществляется так же, как для аналоговых цепей, по схемно-алгебраическим формулам, которые в то же время отличаются от САФ аналоговых схем [16], поскольку, как уже отмечалось, схемы замещения цепей с ПК имеют входы и выходы, разделенные по фазам. Для трехполюсной цепи с двухфазным управлением цепи возможны четыре типа комплексных передаточных функций по напряжению, которые отличаются фазами входного и выходного напряжений. Для преобразования САФ в аналитические формулы используются формулы выделения конденсаторов и параметров управляемых источников [15].

В комплексных схемах замещения цепей с ПК имеются дублирующие элементы – несколько элементов (по числу фаз управления) с одним и тем же параметром [4]. Дублируется также емкость C переключаемого конденсатора – она встречается многократно (в двухфазных схемах – до шести раз) в параметрах элементов. Для исключения таких дубликаций и обеспечения тем самым компактной свертки символьных выражений целесообразно использовать метод выделения многополюсников [17], который позволяет применять группированные схемно-алгебраические формулы. Такие САФ для дискретно-аналоговых многополюсников получаются аналогично САФ аналоговых схем путем выделения двухполюсных элементов, ключей и УИ.

В табл. 1 приведены САФ некоторых элементов схем с ПК: незаземленного конденсатора (строка 1); заземленного конденсатора с двумя противофазными ключами (строка 2); конденсатора с ключами для имитации незаземленного резистора (строка 3); идеального операционного усилителя с конденсатором в обратной связи и противофазными ключами (строка 4); конденсатора с заземленным каналом (входной канал конденсатора для нечетной фазы коммутации соединен с землей) и с учетом нораторов (нуллаторов) на входе и выходе подсхемы (строка 5); заземленного конденсатора с двумя противофазными ключами и нуллатором (норатором) на выходе подсхемы (строка 6), являющийся частным случаем схемы в строке 2 настоящей таблицы.

Все приведенные в табл. 1 элементы, за исключением операционного усилителя (ОУ) с конденсатором в обратной связи, считаются базовыми элементами цепей с ПК [4]. ОУ с конденсатором в обратной связи вводится в качестве базового элемента схем с ПК в настоящей статье. Введение такого элемента оправдано, поскольку он часто применяется в дискретно-аналоговой схемотехнике [4,5].

При группировке слагаемых относительно схемных миноров комплексная переменная z может появляться в одной и той же степени несколько раз, например, в первой формуле из строки 2. Это может быть исключено путем группировки САФ относительно переменной z , как во второй формуле из этой же строки. Формулы в строке 2 тождественны.

При анализе схем методом выделения многополюсников наряду с САФ используются определители элементарных схем многополюсников или схемных миноров многополюсников [17]. Элементарной схемой многополюсника называется многополюсник с замкнутыми, разомкнутыми полюсами или подсоединенными к ним нуллорами. Определители элементарных схем многополюсника получаются из САФ (табл. 1) путем выполнения соответствующих манипуляций с его полюсами. В табл. 2 представлены определители элементарных схем заземленного конденсатора с двумя противофазными ключами.

Таблица 1. Схемно-алгебраические формулы (САФ) выделения базовых элементов схем с ПК в комплексной области при двухфазном управлении

Наименование базовых элементов дискретно-аналоговых схем с ПК		
Исходная схема определителя	Комплексная схема замещения (оператор $p = z^{-1/2}$)	Условное обозначение
Схемно-алгебраическая формула для определителя		
1 Незаземленный конденсатор		
$D = C^2 \left[\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1} \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right] + C \left[\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1/2} \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right) \right] + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right .$		
2 Заземленный конденсатор с двумя противофазными ключами		
$D = C \left[C(1-z^{-1}) \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + (1-z^{-1/2}) \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right) + z^{-1/2} \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right] + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right $ $D = C \left[-Cz^{-1} \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1/2} \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right) + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + C \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right] + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right .$		
3 Конденсатор с ключами для имитации незаземленного резистора		
$D = C \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right $		

Таблица 1. (Окончание)

Наименование базовых элементов дискретно-аналоговых схем с ПК		
Исходная схема определителя	Комплексная схема замещения (оператор $p = z^{-1/2}$)	Условное обозначение
Схемно-алгебраическая формула для определителя		
4	Идеальный операционный усилитель с конденсатором в обратной связи и противофазными ключами на входе и выходе	
$D = \left[C(1-z^{-1}) \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1/2} \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right]$		
5	Конденсатор с заземленным каналом и с учетом нораторов (нуллаторов) на входе и выходе подсхемы	
$D = C^2 \left[\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - z^{-1} \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right) \right] + C \left[\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1/2} \left(\left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right - \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right) \right] + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right $		
6	Заземленный конденсатор с двумя ключами и нуллатром (норатором) на выходе подсхемы (частный случай формулы в строке 2 настоящей таблицы)	
$D = C \left[(1-z^{-1/2}) \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right + z^{-1/2} \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right \right] + \left \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right $		

Таблица 2
 Определители элементарных схем заземленного конденсатора
 с двумя противофазными ключами

№	1	2	3	4	5
Схема					
D	C	C	1	$Cz^{-1/2}$	$C^2(1-z^{-1})$

Следует отметить, что САФ и определители элементарных схем, аналогичные табл. 1 и табл. 2 соответственно, могут быть получены также для других базовых элементов схем с ПК, в том числе, учитывающих паразитные емкости элементов. Предлагаемый метод не ограничивается только цепями с ПК. Он может быть распространен на дискретно-аналоговые схемы с произвольными линейными элементами.

Иллюстрация метода выделения многополюсников для дискретно-аналоговых схем с ПК. Рассмотрим анализ цепи с идеальным операционным усилителем (ОУ) [4], представленной на рис. 1,а. В этой цепи ключи, обозначенные символом e , замыкаются по четным, а ключи с буквой o – по нечетным фазам. Требуется сформировать символьные коэффициенты передачи напряжения.

Решим эту задачу двумя способами: 1) с использованием САФ, предложенных для типовых элементов схем с ПК [4]; 2) с применением вновь введенного базового элемента – ОУ с конденсатором в обратной связи. Для решения задачи по первому способу заменим цепь на рис. 1,а схемой замещения (рис. 1,б) с двумя выходами, разделенными для четной и нечетной фазы (вход – всего один, для четной фазы). Выделенные пунктирными линиями типовые блоки представим условными обозначениями в z -области [4].

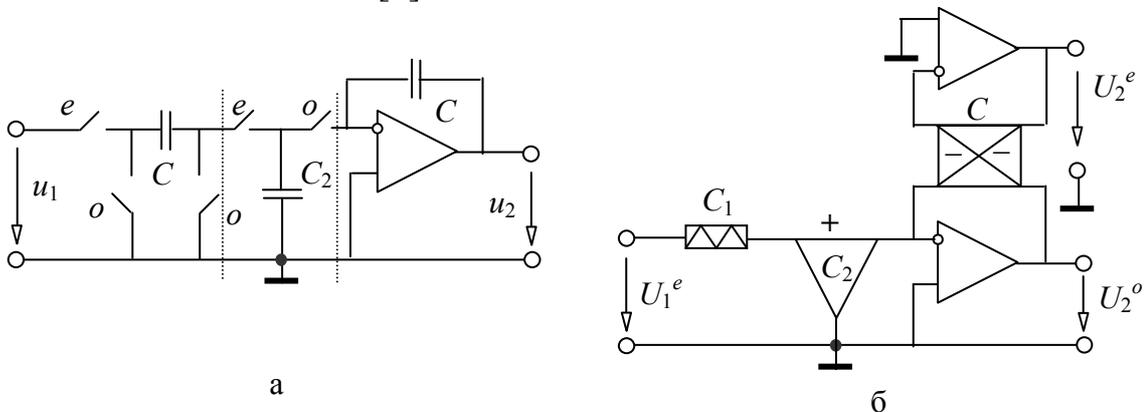


Рис. 1. Цепь с ПК: исходная схема (а); схема замещения в комплексной области (б)

Найдем коэффициент передачи напряжения K_{ee} , когда входное и выходное напряжения находятся в четных фазах. Запишем в соответствии с [15] исходное выражение для знаменателя

$$D = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram for } D \end{array} \right|. \quad (1)$$

Для получения символического выражения знаменателя (1) применим формулу бисекции схемы по двум узлам a и b [8]. Учтем, что операционный усилитель – идеальный, поэтому его вход моделируется нуллатором и, следовательно, из двух слагаемых в упомянутой формуле бисекции схемы ненулевым является только одно слагаемое, в котором полюсы второй (правой) подсхемы разомкнуты (слагаемое, в котором нуллатор замкнут накоротко равно нулю). Следовательно, определитель с учетом идеальности ОУ имеет вид

$$D = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram 1} \\ \text{Circuit diagram 2} \end{array} \right|. \quad (2)$$

Выделим в первом определителе (2) параметр C_1 по формуле из строки 3 табл. 1. Ко второму определителю (2) применим формулу из строки 1 табл. 1. Учтем, что в этой формуле ненулевыми являются только первый и третий схемные миноры. Второй схемный минор равен нулю, поскольку содержит контур из нораторов (нуллаторов), а все остальные миноры нулевые, потому что включают разомкнутые нораторы (нуллаторы). В результате, знаменатель имеет вид

$$D = \left[C \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram 1} \\ \text{Circuit diagram 2} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram 1} \\ \text{Circuit diagram 2} \end{array} \right| \right] C^2 \left[\left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram 3} \\ \text{Circuit diagram 4} \end{array} \right| + z^{-1} \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram 3} \\ \text{Circuit diagram 4} \end{array} \right| \right]. \quad (3)$$

Первый схемный определитель из (3) равен 1. Это вытекает из того факта, что только один (последний) схемный минор из первой формулы в строке 2 табл. 1 является ненулевым. Второй схемный определитель из (3) равен C , поскольку в этом случае в строке 2 (во второй символической формуле)

табл. 1 ненулевыми (равными 1) являются только второй, третий и пятый миноры, причем второй и третий миноры принимают противоположные значения 1, -1 и в сумме дают ноль. Учитывая эти замечания, получим окончательное выражение для знаменателя

$$D = C^2(C_1 + C_2)(1 - z^{-1}). \tag{4}$$

Исходное выражение для числителя имеет вид

$$N = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit diagram for (5): A network with a voltage source, a resistor } C_1, \text{ a dependent current source } C_2, \text{ and a dependent voltage source } C. \end{array} \\ \cdot \end{array} \right| \tag{5}$$

Выделяем в (5) элемент C_1 по формуле из строки 3 табл. 1. Учтем, что второе слагаемое в этой формуле равно нулю. Заменяем идеальные ОУ нуллорами, получим

$$N = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit diagram for (6): Similar to (5) but with nullators and norators. Nodes } a \text{ and } b \text{ are marked.} \end{array} \\ \cdot \end{array} \right| \tag{6}$$

Поменяем взаимно номера у первого и третьего нуллаторов, учтем при этом смену знака определителя. Применим к полученной схеме формулу бисекции по двум узлам a и b . Эта формула, как в случае (1), имеет одно ненулевое слагаемое:

$$N = -C_1 \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{Circuit diagram for (7) part 1: A dependent current source } C_2 \text{ with nullators } 1. \end{array} \\ \cdot \end{array} \right| \tag{7}$$

Найдем значение первого определителя в (7) с помощью первой формулы в строке 2 табл. 1. В этой формуле все схемные миноры равны нулю, кроме пятого, который равен 1. Во втором определителе (7) предварительно поменяем взаимно номера у нуллаторов и заменим перемычкой параллельное соединение нуллатора и норатора. После этого применим формулу из строки 1 в табл. 1, в которой только один схемный

минор (с номером 12) будет ненулевым, его значение равно -1 . В результате символьное выражение числителя будет иметь вид

$$N = -C_1 C_2 z^{-1/2} C z^{-1/2} = -C_1 C_2 C z^{-1}. \quad (8)$$

Используя полученные выражения (4) и (8), запишем коэффициент передачи напряжения (после сокращения дроби на C) для случая, когда входное и выходное напряжения находятся в четных фазах

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

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

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

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

Для решения задачи вторым способом – с применением вновь введенного базового элемента – ОУ с конденсатором в обратной связи заменим исходную схему на рис. 1,а схемой замещения на рис. 2, содержащей условное графическое изображение операционного усилителя с конденсатором в обратной связи (строка 4 табл. 1).

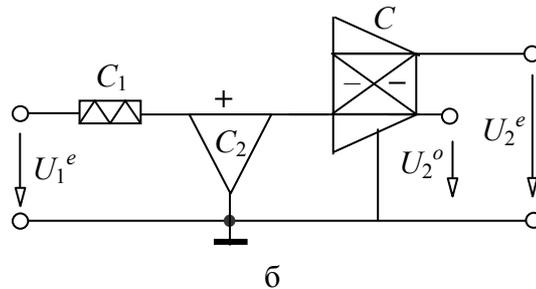


Рис. 2. Цепь с ПК: исходная схема (а); схема замещения в комплексной области (б)

Найдем коэффициент передачи напряжения K_{ee} , когда входное и выходное напряжения находятся в четных фазах. Запишем в соответствии с [15] исходное выражение для знаменателя

$$D = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with nodes } a \text{ and } b \end{array} \right|. \quad (11)$$

Для получения символического выражения знаменателя применим к схеме в (11) формулу бисекции по двум узлам a и b [16]. Учтем, что операционный усилитель – идеальный, поэтому его вход моделируется нуллатором и, следовательно, из двух слагаемых в упомянутой формуле бисекции ненулевым является только одно слагаемое, в котором полюсы второй (правой) подсхемы разомкнуты (слагаемое, в котором нуллатор замкнут накоротко равно нулю). В результате определитель имеет вид

$$D = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{---} C_1 \text{---} \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C_2 \\ \diagup \quad \diagdown \\ \text{---} \end{array} \\ \left| \begin{array}{c} C \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad - \\ \diagup \quad \diagdown \\ \quad - \end{array} \right| \end{array} \right|. \quad (12)$$

Выделим в первом определителе (2) параметр C_1 по формуле из строки 3 табл. 1. Ко второму определителю применим формулу из строки 4 табл. 1. Учтем, что в этой формуле ненулевым является только первый схемный минор. Второй схемный минор равен нулю, поскольку содержит разомкнутый норатор (нуллатор). После выполнения указанных операций получаем следующее выражение знаменателя

$$D = \left(C_1 \left| \begin{array}{c} + \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C_2 \\ \diagup \quad \diagdown \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} + \\ \text{---} \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C_2 \\ \diagup \quad \diagdown \\ \text{---} \end{array} \right| \right) C^2(1-z^{-1}). \quad (13)$$

Первый и второй схемные миноры в (3) являются определителями элементарных схем заземленного конденсатора с номерами 3 и 2 из табл. 2 и, поэтому равны 1 и C_2 соответственно. Учитывая это, получим окончательное выражение для знаменателя

$$D = C^2(C_1 + C_2)(1 - z^{-1}). \quad (14)$$

Исходное выражение для числителя имеет вид \circ

$$N = \left| \begin{array}{c} \begin{array}{c} \text{---} C_1 \text{---} \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C_2 \\ \diagup \quad \diagdown \\ \text{---} \end{array} \\ \begin{array}{c} + \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C \\ \diagup \quad \diagdown \\ \quad - \end{array} \\ \text{---} \end{array} \right|. \quad (15)$$

Выделим в (15) элемент C_1 по формуле из строки 3 табл. 1. Учтем, что в этой формуле второе слагаемое, соответствующее нейтрализации C_1 , равно нулю. В результате получим

$$N = C_1 \left| \begin{array}{c} + \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C_2 \\ \diagup \quad \diagdown \\ \text{---} \end{array} \begin{array}{c} a \\ \diagdown \quad \diagup \\ \quad C \\ \diagup \quad \diagdown \\ \quad - \\ b \end{array} \right|. \quad (16)$$

Литература

1. Миронов В.Г. Основы проектирования дискретно-аналоговых систем обработки сигналов // *Электричество*. – 2003. – №10. – С.37–48.
2. Tutyshkin A.A., Korotkov A.S. Current conveyor switched-capacitor integrator with reduced parasitic sensitivity // 1st IEEE International conference on circuits and systems for communications, 26–28 June 2002. – St. Petersburg. – 2002. – P.78–81.
3. Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб: Наука. – 1999. – 416 с.
4. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. – М.: Мир, 1992. – 416 с.
5. Schaumann R., Ghausi M.S., Laker K.R. Design of Analog Filters: Passive, Active RC and Switched Capacitor. – Prentice-Hall, 1990.
6. Аллен Ф., Санчес-Синенсио Э. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами. – М.: Радио и связь, 1989. – 576 с.
7. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988. – 560 с.
8. Gielen G.G.E, Walsharts H.C.C., Sansen W.M.C. ISAAC: A symbolic simulator for analog integrated circuits // *IEEE Journal of solid-state circuits*. – 1989, vol. 24, N 6. – P. 1587–1597.
9. Курганов С.А. Метод схемных определителей в базисе зарядов и напряжений для анализа цепей с переключаемыми конденсаторами // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2004. Ульяновск: УлГТУ, 2004. – Т.4. – С.64–69.
10. Konchakowska A., Mulavka J., Bon M. An exhaustive generation of switched-capacitor circuits: a symbolic simulation and artificial intelligence approach // *Proc. ISCAS*, 1988. – P.1733–1736.
11. Arnautovic Z.M., Lin P.M. Symbolic Analysis of Mixed Continuous and Sampled-Data Systems // *Proc. ISCAS*, 1991. – P.798–801.
12. Martins M., Franca J., Garo A. A symbolic z-transfer function generator for the synthesis and analysis of multirate switched-capacitor circuits. – *Proc. ISCAS*, 1992. – P. 2573–2576.
13. Bixia Li., Deren Gu. SSCNAP: A program for symbolic analysis of switched capacitor circuits. – *IEEE Trans. Computer Aided Design*, vol. 11, no.3, March 1992. – P. 334–341.
14. Korotkov A.S., Morosov D.V. Topological analysis of continuous and discrete time linear circuits using Nathan rules // *Symbolic methods and applications to circuits design (SMACD 2002)*. – Sinaia, Romania. – October 10–11, 2002. – P. 35–42.
15. Коротков А.С., Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ электрических схем с переключаемыми конденсаторами в частотной области // Схемно-алгебраические модели

активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН-2006.– Ульяновск: УлГТУ, 2006.– Т. 3.– С. 115–127.

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

17. 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.

Коротков Александр Станиславович – д.т.н., профессор кафедры «Радиотехника и телекоммуникации» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Тел.: +7 812 5527639. **Prof. Dr. Alexander S. Korotkov** – Senior member IEEE, Vice Chair IEEE BT/COM/CAS Chapter, Electrical Eng and Telecom Dept St.Petersburg State Technical University, Russia. E-mail: korotkov@rphf.spbstu.ru

ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ МЕТОДОМ СХЕМНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

В. В. Костюков, Л. Н. Канов

Предлагается метод схемных коэффициентов, предназначенный для численно-аналитического моделирования переходных процессов в линейных электротехнических системах. Приводится методика расчета схемных коэффициентов. Метод иллюстрируется моделированием переходного процесса двухфазного короткого замыкания в системе.

Offered method of circuital factors, intended for numerically-analytical modeling of connecting processes in single-line electrotechnical systems. Happens to a strategy of calculation of circuital factors. Method is connecting process of illustrated by modeling of two-phase short circuit in the system.

Введение. Актуальность предлагаемого метода. Моделирование и анализ переходных процессов занимают важное место при расчете режимов электрических цепей. К настоящему времени сложилась стройная теория как аналитических, так и численных методов анализа переходных процессов в линейных цепях [1,2]: классический и операторный методы, метод переменных состояния, спектральный метод. Наиболее наглядным и распространенным является классический анализ, позволяющий получать

аналитические выражения для каждой из переменных, описывающих режим системы. Однако, как отмечается, например, в [2], в сложных цепях применение классического анализа затруднено излишней громоздкостью вычислений при определении постоянных интегрирования в выражениях для переменных. В частности, для анализа цепи n -го порядка требуется решать n систем линейных алгебраических уравнений для нахождения n^2 постоянных интегрирования и при этом вычислять начальные значения производных по всем переменным до $n-1$ порядка. Это обстоятельство неоправданно сужает область применения классического анализа для исследования переходных режимов электрических цепей высокой размерности [3,6].

Серьезным шагом в развитии теории является метод схемных определителей, позволяющий выполнять символьный анализ и диагностику линейных электрических цепей [7]. Однако, несмотря на имеющиеся результаты в области теории переходных процессов вопрос построения метода, сохраняющего лучшие черты классического анализа и свободного от отмеченного недостатка, является актуальным. В докладе предлагается метод схемных коэффициентов, сочетающий численный и классический анализ и позволяющий эффективно моделировать нестационарные и переходные режимы в сложных, линейных электрических цепях.

Методика и материалы исследований. Основная идея предлагаемого метода состоит в установлении связи между постоянными интегрирования для всех переменных цепи в переходном режиме [4], [8]. Пусть переходный процесс в цепи n -го порядка описывается совокупностью m линейных алгебраических и дифференциальных уравнений, связывающих m переменных $x_j(t); j = 1, 2, \dots, m; n \leq m$. Тогда свободная составляющая переходного процесса характеризуется однородной системой, алгебраизация которой посредством формальной замены производной символом P дает возможность определения собственных чисел посредством приравнивания ее определителя к нулю: $p_i; i = 1, 2, \dots, n$. При простых собственных числах каждое из них определяет экспоненциальное слагаемое в выражении свободной составляющей процесса для каждой переменной. Пусть для определенности это будет собственное число с номером 1, тогда упомянутое слагаемое в записи каждой переменной $x_{jcs}(t)$ будет иметь вид $A_{j1} \exp(p_1 t); j = 1, 2, \dots, m$. Подставляя эти выражения в однородную систему, после сокращения множителя $\exp(p_1 t)$ получаем линейную, однородную, алгебраическую систему для n постоянных A_{j1} , коэффициенты которой зависят от p_1 . Полагая без потери общности переменную $x_1(t)$ за базовую и устанавливая

$A_{11}=1$, получаем возможность из любых $m-1$ уравнений определить нормированные постоянные $A_{j1N}, j=2, \dots, m$, которые назовем схемными коэффициентами системы по собственному числу p_1 . Очевидно, что структура схемных коэффициентов полностью сохраняется и для других простых собственных чисел, и эти коэффициенты зависят только от значений последних и параметров системы. Таким образом, существует принципиальная возможность формирования матрицы \mathbf{K} схемных коэффициентов, упорядоченных по собственным числам и переменным системы, и устанавливающих взаимную связь между постоянными интегрирования базовой и остальными переменными

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ K_2(p_1) & K_2(p_2) & \dots & K_2(p_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ K_m(p_1) & K_m(p_2) & \dots & K_m(p_n) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Аналогичная связь может быть установлена и при наличии групп кратных собственных чисел.

Полная матрица постоянных интегрирования для всех переменных может быть представлена следующим образом

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{m1} & A_{m2} & \dots & A_{mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ K_2(p_1)A_{11} & K_2(p_2)A_{12} & \dots & K_2(p_n)A_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ K_m(p_1)A_{m1} & K_m(p_2)A_{m2} & \dots & K_m(p_n)A_{m1} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Если схемные коэффициенты зависят только от структуры и параметров пассивных элементов системы, то для определения всех постоянных интегрирования необходимо уже определять начальные и установившиеся значения переменных системы. Вектор переменных $\mathbf{X}(t)$ в общем случае имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}e^{Pt} + \mathbf{X}_{уст}(t), \quad (3)$$

где $[e^{Pt}]^T = [\exp(p_1t), \exp(p_2t), \dots, \exp(p_nt)]$. Удерживая в (3) n уравнений, получаем при $t=0_+$ выражение для вектора постоянных интегрирования \mathbf{A}_I базовой переменной $x_1(t)$ выражение

$$\mathbf{A}_I = \mathbf{K}^{-1}(\mathbf{X}(0_+) - \mathbf{X}_{уст}(0_+)), \quad (4)$$

где $\mathbf{A}_I^T = [A_{11}, A_{12}, \dots, A_{1n}]$. После определения вектора \mathbf{A}_I в соответствии с (2) выписываются постоянные интегрирования всех остальных переменных, что дает возможность в соответствии с (3) записать аналитические выражения для всех переменных системы.

Для формализации определения схемных коэффициентов (1) предлагается следующая численная процедура. Поместим в ветвь системы,

соответствующую базовой переменной, единичный источник тока, если базовая переменная является током в этой ветви. Если же базовая переменная является напряжением на этой ветви или на ее элементе, заменим эту ветвь или элемент единичным источником ЭДС встречно напряжению. Индуктивности и емкости в оставшихся ветвях заменим соответственно сопротивлениями $p_1 L_j$ и проводимостями $p_1 C_j; j = 2, 3, \dots, m$. Источники энергии заменим их внутренними сопротивлениями. Выполнив расчет полученной схемы, например, с помощью существующих моделирующих программных средств (типа Electronics Workbench) относительно переменных $x_j, j = 2, 3, \dots, m$, получим первый столбец в матрице (1), соответствующий собственному числу p_1 . Замечательно, что структура схемы сохраняется и при анализе со следующими собственными числами: для получения следующих столбцов в матрице (1) следует повторять расчет, придавая упомянутым сопротивлениям и проводимостям значения соответственно $p_i L_j$ и $p_i C_j; j = 2, 3, \dots, m; i = 2, 3, \dots, n$.

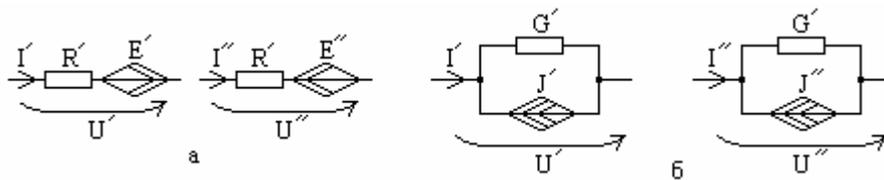


Рис. 1. Схемная модель комплексно-значных сопротивления (а) и проводимости (б)

При наличии комплексно-сопряженных собственных чисел вида $p_{1,2} = -\delta_1 \pm j\omega_1$ получаем комплексно-значные сопротивления и проводимости: $Z_{L1} = -\delta_1 L \pm j\omega_1 L$; $Y_{C1} = -\delta_1 C \pm j\omega_1 C$. В этом случае для построения расчетных схем применим методику, обоснованную нами в [5]. Сопротивление Z_{L1} заменим схемной моделью, изображенной на рисунке 1,а, а проводимость Y_{C1} – на рисунке 1,б, где обозначены: $R' = -\delta_1 L$; $R'' = \omega_1 L$; $G' = -\delta_1 C$; $G'' = \omega_1 C$; $E' = R'' I''$; $E'' = R' I'$; $J' = G'' U''$; $J'' = G' U'$; I', U', I'', U'' – соответственно вещественные и мнимые составляющие токов и напряжений. После замены всех индуктивностей и емкостей системы подобными схемными моделями получаем две гальванически не связанные между собой схемы, взаимодействующие через управляемые источники тока и напряжения. В первой из этих схем (по вещественным составляющим) в базовой ветви размещаются описанные выше единичные источники напряжения или тока, а во второй – базовая ветвь представляет проводник или разрыв. После одновременного расчета первая схема позволяет получить вещественные части схемных коэффициентов, соответствующих собственному числу p_1 , а вторая – мнимые части. Для

сопряженного числа p_2 схемные коэффициенты также будут сопряженными. Постоянные интегрирования, соответствующие комплексным собственным числам, полученные решением (4), также будут комплексно сопряжены.

Анализ результатов. Сопоставление возможностей существующих и предлагаемого метода и область его применения. Материалы, изложенные в предыдущем разделе, показывают, что главным достоинством предлагаемого метода является возможность получения точного аналитического выражения для каждой переменной системы, охваченной переходным процессом. Эти выражения, естественно, имеют тот же вид, что и доставляемый существующими методами, например, классическим или операторным, однако вычисление постоянных интегрирования более удобно, чем в существующих методах за счет применения схемных коэффициентов. Вычисление схемных коэффициентов в предлагаемом методе сводится к ряду расчетов схемы постоянного тока, не требует подготовительной работы по составлению уравнений и может быть выполнено с высокой точностью существующими комплексами программ (MatLab, EWB и др.). В отдельных случаях схемные коэффициенты поддаются аналитическому определению. Предлагаемый метод может быть использован для аналитического исследования переходных процессов в линейных и линеаризованных электрических цепях постоянного и переменного тока, порядок которых ограничивается лишь приемлемой степенью точности численного определения собственных чисел. Отметим, что подобная оценка требуется для всех существующих аналитических методов исследования переходных процессов.

Оценка достоверности предлагаемого метода. Для иллюстрации рассмотрим переходный процесс двухфазного, короткого замыкания через сопротивление r в электротехнической системе, изображенной на рисунке 2 [6]. Будем полагать, что сопротивления Z_1 , Z_2 имеют резистивно-индуктивный характер. Характеристическое уравнение в схеме после короткого замыкания имеет третий порядок с вещественными различными собственными числами $[2Z_1Z_2 + r(Z_1 + Z_2)](Z_1 + Z_2) = 0$, где Z_1, Z_2 являются функциями p . Выбирая за базовую переменную ток i_B и имея ввиду индуктивный характер этой ветви, получаем цепь для определения схемных коэффициентов, изображенную на рисунке 3, где $Z_1 = r_1 + pL_1$; $Z_2 = r_2 + pL_2$. Расчет этой цепи

дает:

$$K_A(p) = I_A = -\frac{1}{\Delta(p)} [r(Z_1 + Z_2) + 2Z_1Z_2]; \quad K_C(p) = I_C = -(K_A(p) + 1);$$

$$K_4(p) = I_4 = -(K_A(p) + K_5(p)), \quad \text{где } \Delta(p) = Z_2(4Z_1 + 3Z_2) + 2r(Z_1 + Z_2).$$

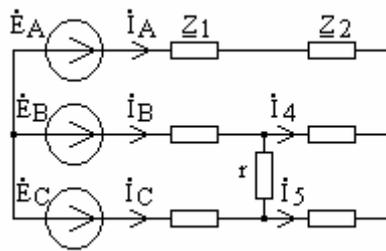


Рис. 2. Трехфазное короткое замыкание в электротехнической системе

Начальные значения токов определяются из предшествующего короткому замыканию симметричного режима, установившийся режим удобно определить с помощью симметричных составляющих.

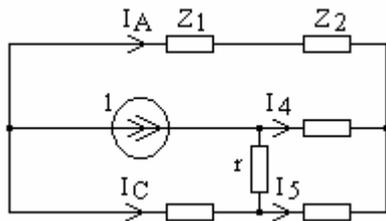


Рис. 3. Определение схемных коэффициентов

Полагая для определенности $r_1 = 1 \text{ Ом}$; $r_2 = 2 \text{ Ом}$; $r = 0,2 \text{ Ом}$; $x_1 = 10 \text{ Ом}$; $x_2 = 30 \text{ Ом}$; $E = 220 \text{ В}$ промышленной частоты, получаем собственные числа: $p_1 = -34,796$; $p_2 = -21,723$; $p_3 = -23,55$. Матрица схемных коэффициентов, упорядоченная по собственным числам и переменным i_B, i_A, i_5, i_C, i_4 имеет вид

$$K = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0,082 & -4,082 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -0,082 & 4,082 & 1 \end{bmatrix},$$

а элементы соответствующей полной матрицы постоянных интегрирования являются комплексными ввиду комплексных значений токов как начального, так и установившегося режима:

$$A = \begin{bmatrix} 14,946 + j1,782 & -0,859 - j0,066 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1,221 + j0,146 & 3,505 + j0,271 & 0 \\ -14,946 - j1,782 & 0,859 + j0,066 & 0 \\ -1,221 - j0,146 & -3,505 - j0,271 & 0 \end{bmatrix}.$$

Анализ последних выражений показывает, что в здоровой фазе А после короткого замыкания переходный процесс отсутствует ввиду равенства нулю схемных коэффициентов $K_A(p_1)$ и $K_A(p_2)$. Наиболее интенсивно переходный процесс проявляется в фазах В и С, а в ветвях 4 и 5 выражен более слабо. Кроме того, элементы 1 и 4, 3 и 5 строк матрицы K говорят о том, что свободная составляющая процесса в фазах В и С, а также в ветвях 4 и 5 – «противофазны». Отметим также, что собственное число p_3 , соответствующее последнему множителю характеристического уравнения, не вносит вклада в формирование переходного процесса, т.е. является избыточным.

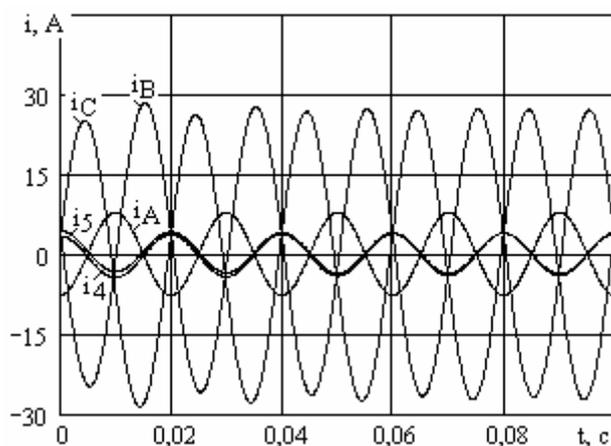


Рис. 4. Переходный процесс короткого замыкания

На рисунке 4 изображен результат моделирования переходного процесса с помощью найденных постоянных интегрирования, иллюстрирующий приведенный анализ. Графики построены при шаге 1 мс в соответствии с выражением

$$i_s(t) = Jm\sqrt{2} \left[\sum_{l=1}^2 A_{sl} \exp(p_l t) + \dot{I}_{s,ycm} \exp(j\omega t) \right], \quad s = B, A, 5, C, 4; \quad \omega = 314 \frac{1}{с}.$$

Последнее соотношение является точным аналитическим выражением для переменных системы, охваченных переходным процессом, поэтому графики на рисунке 4 являются точным изображением процесса. К этому же выражению приведет применение существующих методов анализа, однако вычисления как для классического, так и для операторного методов будут гораздо более громоздкими. Сопоставление полученной точной картины переходного процесса с результатами непосредственного численного моделирования, например, методом RK45M или комплексами программ MatLab, EWB показывает, что точность численных методов моделирования зависит от задаваемой относительной ошибки, шага расчета и принятого метода интегрирования алгебро-дифференциальных уравнений. Приемлемую точность численного моделирования можно

установить лишь после нескольких пробных просчетов с различными указанными условиями.

Выводы. Предложен численно-аналитический метод определения постоянных интегрирования в выражениях для моделирования переменных при переходных процессах в линейных электрических цепях. Метод основан на расчете схемных коэффициентов и вычислении на их основе полной матрицы постоянных интегрирования. Для определения схемных коэффициентов описана методика построения схем постоянного тока, которые могут рассчитываться или аналитически, или существующим программным обеспечением.

Метод схемных коэффициентов является дальнейшим развитием теории классического анализа переходных процессов в линейных системах. Его достоинством является возможность оценки вклада каждого собственного числа системы в формирование свободной составляющей переходного процесса, а также в исключении необходимости определения производных от переменных системы для нахождения постоянных интегрирования. На примере моделирования переходного процесса короткого замыкания показаны характерные особенности и преимущества применения предлагаемого метода.

Литература

1. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2 / К.С.Демирчян, Л.Р.Нейман, Н.В.Коровкин, В.Л.Чечурин. – СПб.: Изд-во «Питер», 2003. – 576 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Изд-во «Гардарики», 2006. – 638 с.
3. Руководящие указания по расчету токов короткого замыкания и выбору электрооборудования / Под ред. Б.Н.Неклепаева. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2004. – 152 с.
4. Костюков В.В. Связь между постоянными интегрирования при анализе переходных процессов в линейных электрических цепях // Вестник СевНТУ. Вып. 55: Механика, энергетика, экология: Сб. научн. тр.; Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2004. – С.80-86.
5. Канов Л.Н. Схемное моделирование линейных электрических цепей переменного тока // Вестник СевНТУ. Вып. 41: Механика, энергетика, экология: Сб. научн. тр.; Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2002. – С. 151 - 155.
6. Куликов Ю.А. Переходные процессы в электрических системах. – Новосибирск: НГТУ, М.: Мир, ООО «Изд-во АСТ», 2003. – 283 с.
7. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей. – Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 2003.– 228 с.

8. Канов Л.Н., Костюков В.В. Метод моделирования нестационарных режимов электротехнических систем на основе их схемных коэффициентов // Электротехніка і електромеханіка.–2007.–№ 1. С. 35–40.

Костюков Валентин Викторович – старший преподаватель Севастопольского национального технического университета, кафедра Судовых и промышленных электромеханических систем. 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, СевНТУ, ауд. В209, А304. Т. (0692)235-272, (0692)235-160. E-mail: pu541@sevcom.net

Канов Лев Николаевич – к.т.н., доц. Севастопольского национального технического университета, кафедра Судовых и промышленных электромеханических систем. 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, СевНТУ, ауд. В209, А304. Т. (0692)235-272, (0692)235-160. E-mail: pu541@sevcom.net

О СПЕКТРАЛЬНОМ ПРЕДСТАВЛЕНИИ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ

А. А. Кувшинов

Гармонический анализ широко используется для определения составляющих мощности цепи несинусоидального тока, спектральные формы которых получают путем перемножения гармонических рядов напряжения и тока [1]. Однако такая процедура существенно усложняет и количественную оценку составляющих мощности и физическую интерпретацию громоздких математических формул. Сказанное относится только к неактивным составляющим мощности, поскольку спектральное представление активной мощности сводится к сумме активных мощностей отдельных гармоник и вытекает из физически обоснованного определения активной мощности как среднего за период значения мгновенной мощности.

Мгновенная мощность $s(t)$ может использоваться и для оценки неактивных составляющих энергетического процесса поскольку, как известно, определяется интегралом вектора Умова-Пойтинга и характеризует поэтому реальные физические процессы в электрической цепи при произвольной форме напряжения и тока [2]. В этом случае основная трудность заключается в поиске моментов изменения знака функции мгновенной мощности и соответственно корней уравнения $s(t)=0$, что является в общем случае достаточно сложной задачей.

В данной работе анализируется принципиальная возможность оценки энергетических характеристик цепи несинусоидального тока по

спектральному составу непосредственно мгновенной мощности. Такой подход практически не исследован [3], хотя достаточно очевиден и позволяет избежать громоздких процедур умножения гармонических рядов напряжения и тока, а также необходимости решения уравнений вида $s(t)=0$, имеющих в общем случае высокий порядок. Единственное ограничение на характер вариаций мгновенной мощности накладывают условия Дирихле, согласно которым функция $s(t)$ должна быть однозначной, конечной, кусочно-непрерывной и обладать ограниченным количеством экстремумов. Для физически реализуемых электрических цепей перечисленные ограничения всегда выполняются.

Таким образом, периодическую функцию мгновенной мощности можно в общем случае разложить в гармонический ряд и записать в комплексной форме

$$s(t) = \frac{S_0}{2} + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \dot{S}_k \cdot \exp(j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t) , \quad (1)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$ – индекс гармоники мгновенной мощности; $\omega_s = 2\pi/T_s$ – круговая частота основной гармоники мгновенной мощности; S_0, \dot{S}_k – постоянная составляющая и комплексная амплитуда k -й гармоники мгновенной мощности, определяемые интегральными соотношениями

$$S_0 = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} s(t) dt , \quad (2)$$

$$\dot{S}_k = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} s(t) \cdot \exp(-j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t) dt . \quad (3)$$

Ограничимся рассмотрением электрических цепей, для которых круговая частота ω_s основной гармоники мгновенной мощности и круговая частота $\omega = 2\pi/T$ основной гармоники источника напряжения $u(t)=u(t+T)$ генератора кратны и связаны соотношениями типа $\omega_s = n \cdot \omega$ или $\omega = m \cdot \omega_s$ (n, m – произвольные целые числа). В частности, для линейных и широкого класса нелинейных нагрузок, главным образом преобразовательных устройств, характерно значение $n=2$.

Соотношение (2) в силу периодически функции $s(t)$ можно преобразовать к виду, совпадающему с общепринятым определением активной мощности P , как при расширении пределов интегрирования до $T = n \cdot T_s$

$$P = \frac{1}{2} \cdot S_0 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} s(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T s(t) dt , \quad (4)$$

так и при замене пределов интегрирования $T_s = m \cdot T$

$$P = \frac{1}{2} \cdot S_0 = \frac{1}{mT} \cdot \int_0^{mT} s(t) dt = \frac{1}{m} \cdot \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^T s_1(t) dt + \dots + \frac{1}{T} \cdot \int_{(m-1)T}^{mT} s_m(t) dt \right] = \frac{P_1 + \dots + P_m}{m},$$

где $s_m(t), P_m$ – значения мгновенной и активной мощностей на m -м интервале периода T_s .

Таким образом, постоянная составляющая периодической функции мгновенной мощности при любом соотношении ω_s/ω определяет величину активной мощности, т.е. всегда выполняется соотношение (4).

С учетом (4) мгновенную мощность можно представить суммой

$$s(t) = P + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \dot{S}_k \cdot \exp(j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t) = P + S_w(t) \quad (5)$$

активной мощности P и неактивной составляющей мощности $S_w(t)$. Последняя является знакопеременной, поскольку образована суммой гармоник \dot{S}_k и в общем случае обладает различными амплитудами положительной $S_w^{(+)}$ и отрицательной $S_w^{(-)}$ полуволн. Необходимо отметить, что характер энергетического процесса в значительной степени определяется соотношением величин P и $S_w^{(-)}$.

При $P \geq S_w^{(-)}$ мгновенная мощность всегда положительна и направление потока энергии от генератора к нагрузке не изменяется. Неактивная составляющая мощности $S_w(t)$ характеризует степень неравномерности потребления энергии нагрузкой на интервале T_s , в пределах которого возможны и нулевые паузы, когда $s(t) = 0$.

При $P < S_w^{(-)}$ мгновенная мощность становится знакопеременной и на интервале $s(t) < 0$ процесс потребления энергии нагрузкой сопровождается возвратом части энергии в генератор. В этом случае неактивная составляющая мощности $S_w(t)$ характеризует не только колебания видового преобразования энергии в нагрузке, но и обменный процесс, обусловленный рекуперацией энергии на части интервала T_s .

Для количественной оценки неактивной составляющей мощности $S_w(t)$ можно воспользоваться теоремой Парсеваля, которая применительно к разложению (5) записывается в виде

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} [s(t)]^2 dt = P^2 + \sum_{k=1}^{\infty} S_{k\varepsilon}^2 = P^2 + S_{w\varepsilon}^2, \quad (6)$$

где $S_{k\varepsilon} = S_k/\sqrt{2}$ – эффективное значение k -й гармоники мгновенной мощности; $S_{w\varepsilon}$ – эффективное значение неактивной составляющей мощности.

Поскольку среднее значение неактивной составляющей мощности тождественно равно нулю, то интегральной характеристикой последней может служить величина

$$S_{wэ} = P \cdot \sqrt{k_{\phi}^2 - 1} \quad , \quad (7)$$

где k_{ϕ} – коэффициент формы кривой мгновенной мощности, величина которого определяется отношением

$$k_{\phi} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} [s(t)]^2 dt}}{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} s(t) dt} \quad . \quad (8)$$

Коэффициент формы, как следует из (8), имеет минимальное значение $k_{\phi} = 1$ при неизменных значениях мгновенной мощности, когда выполняется $s(t) = P = \text{const}$, то есть в цепи постоянного тока.

Из теоремы Парсевала вытекает возможность замены реальной кривой неактивной составляющей мощности $S_w(t)$ эквивалентной синусоидой с равным эффективным значением. Тогда амплитуда эквивалентной синусоиды

$$S_{wm} = \sqrt{2} \cdot S_{wэ} = P \cdot \sqrt{2(k_{\phi}^2 - 1)} \quad (9)$$

по аналогии с определением реактивной мощности синусоидального режима может служить мерой интенсивности неактивной составляющей несинусоидального энергетического процесса.

Анализ (9) позволяет заключить, что процедура минимизации коэффициента формы кривой мгновенной мощности эквивалента процессу компенсации неактивных составляющих мощности. При этом нетрудно оценить значение $k_{\phi} = 1,225$, имеющего место при синусоидальном режиме в линейной резистивной цепи, до которого возможно уменьшение коэффициента формы в процессе компенсации. Данное значение указывает границу, за которой компенсация неактивной составляющей энергетического процесса принципиально невозможна. В диапазоне значений $1,0 \leq k_{\phi} \leq 1,225$ величина коэффициента формы характеризует только неравномерность необратимого преобразования энергии в электрической цепи.

Таким образом, величина коэффициента формы кривой мгновенной мощности может служить количественной оценкой эффективности энергетического процесса и использоваться в качестве критерия компенсации неактивных составляющих мощности при несинусоидальных режимах работы.

Литература

1. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Часть 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро.– 1987.– Вып.2.– 52 с.

2. Крогерис А.Ф., Рашевиц К.К. и др. Оценка энергетических процессов по мгновенной мощности // Электричество.– 1987.– № 7.– С. 31–35.

3. Ерихов М.М. Коэффициент неизменности мощности в цепях несинусоидального тока // Электричество.– 1994.– № 5.– С.53–55.

Кувшинов Алексей Алексеевич – доктор технических наук, профессор кафедры «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» Тольяттинского государственного университета сервиса (ТГУС), р.т. 63-79-30, e-mail: AlekseiKuvshinov@yandex.ru

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РЕЛЯТОРНОГО ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА В СТАНДАРТЕ SPICE

Ан. А. Кувшинов, Г.Н. Абрамов

Релеатор является универсальным схемным элементом с широкими функциональными возможностями [1,2]. В элементном базисе релеаторов возможно построение аналоговых, функциональных, логических, вычислительных, коммутационных устройств, систем сбора и обработки информации. Процедура синтеза релеаторной схемотехники полностью формализована и базируется на логико-алгебраическом аппарате имплективной алгебры выбора [3].

Для количественной оценки характеристик релеаторных систем необходим учет реальных параметров электронных компонентов отдельного релеатора, который возможен с помощью средств схемотехнического моделирования [4].

В настоящей работе синтезируется имитационная модель одноканального релеатора, функционирующего в режиме ШИМ-контроллера мощных МОП-транзисторов, которые получили широкое применение в преобразовательных устройствах силовой электроники.

Наиболее известным алгоритмом моделирования аналоговых электронных устройств является, разработанный в конце 70-х годов прошлого столетия в университете Беркли (Калифорния), алгоритм SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [5, 6]. На его основе создан ряд коммерческих программ: HSPICE (фирмы MetaSoftware), PSpice (MicroSim), IS_SPICE (Intusoft), Micro-Cap (Spectrum Software), Analog Workbench (Cadence), Saber (Analogy), Dr. Spice и ViewSpice (Deutsch Research). Модели аналоговых компонентов, выполненные в стандарте SPICE, позволяют учитывать практически все необходимые параметры,

включая «паразитные», а также обмениваться библиотеками математических моделей с другими аналогичными программами. Указанные обстоятельства предопределяют целесообразность моделирования одноканального релятора именно в этом стандарте.

Одноканальный релятор RL (рис. 1 а), содержит управляющую часть на базе дифференциального компаратора DA и исполнительную часть в виде переключательного канала, образованного ключами замыкающего S и размыкающего \bar{S} типов. На рис. 1 б показана схема включения одноканального релятора RL в качестве ШИМ-контроллера.

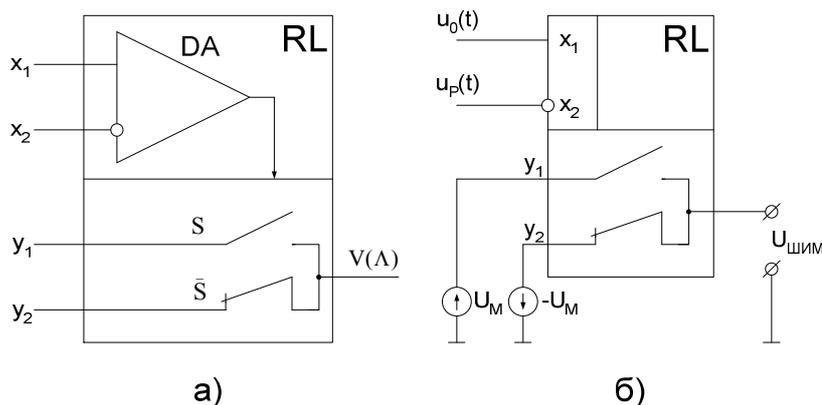


Рис. 1. Одноканальный релятор (а), реляторный ШИМ-контроллер (б)

Для управления мощными МОП-транзисторами реляторный ШИМ-контроллер должен обладать следующими характеристиками: 1) диапазон напряжений питания от 4.5 В до 18 В; 2) максимальный ток переключательного канала до 4 А; 3) частота преобразования до 1 МГц; 4) длительность фронтов выходного импульса не более 20 нс при емкостной нагрузке до 5000 пФ.

Указанное сочетание быстродействия и нагрузочной способности является очень жестким и предполагает совмещение в одном устройстве функций широтно-импульсного модулятора и драйвера силовых полупроводниковых приборов. Для практической реализации такого ШИМ-контроллера необходимо использовать быстродействующий компаратор в управляющей части релятора и комплементарные МОП-транзисторы в переключательном канале. При этом возможно непосредственное подключение затворов МОП-транзисторов к выходу компаратора, если последний обладает достаточной величиной выходного тока (до 50 мА) и используется общий источник питания (рис. 2).

Дополнительным условием является наличие библиотек SPICE-моделей необходимых электронных компонентов, к которым фирмы-изготовители предоставляют разработчикам-схемотехникам, как правило, свободный доступ [5,6]. Однако это не исключает необходимости внесения

корректировок в готовые SPICE-модели или разработку новых SPICE-моделей с учетом специфики решаемых задач.

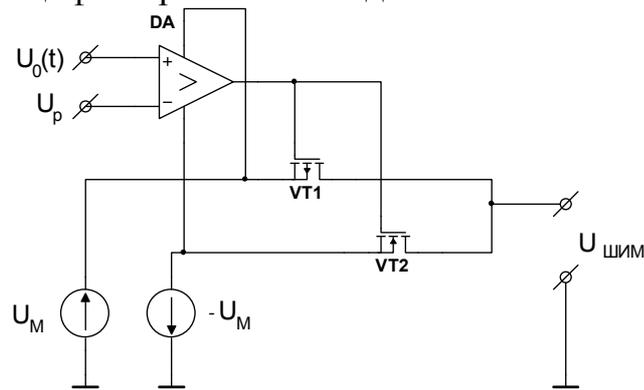


Рис. 2. Релейный ШИМ-контроллер с переключательным каналом на комплементарных МОП-транзисторах.

Предъявленным выше требованиям наиболее полно соответствует компаратор LM311 фирмы Texas Instruments, упрощенная макромодель которого представлена на рис. 3. Упрощение заключается в замене отдельных подсистем интегральной микросхемы эквивалентными источниками тока и напряжения, которая практически не отражается на адекватности рассматриваемой модели, позволяя одновременно существенно экономить машинные ресурсы.

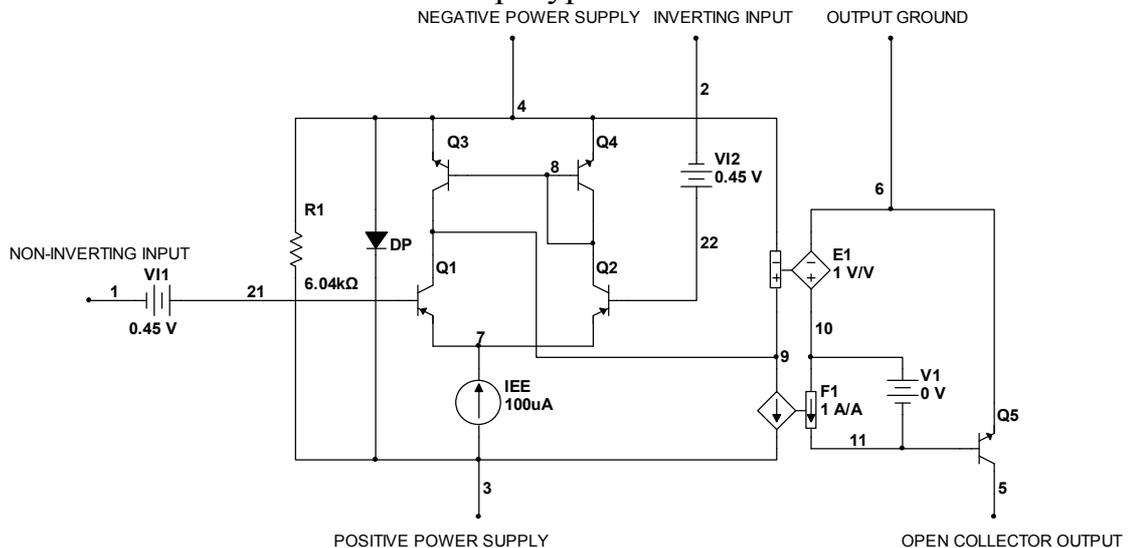


Рис. 3. Упрощенная макромодель компаратора LM311.

Ниже приводится описание упрощенной макромодели компаратора на языке SPICE.

```
* CONNECTIONS: NON-INVERTING INPUT
*                | INVERTING INPUT
*                || POSITIVE POWER SUPPLY
*                ||| NEGATIVE POWER SUPPLY
*                |||| OPEN COLLECTOR OUTPUT
*                ||||| OUTPUT GROUND
```

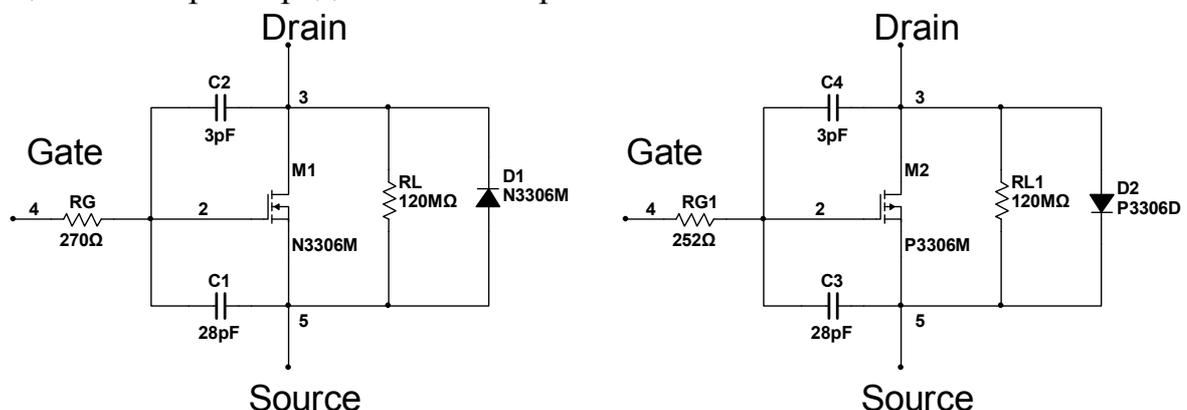
```

*
.SUBCKT LM311 1 2 3 4 5 6
F1 9 3 V1 1 * (ИТУТ, V1 - имя ветви в которой протекает управляемый ток,
* коэффициент усиления ИТУТ = 1)
IEE 3 7 DC 100.0E-6 * (Источник постоянного тока 100 мкА)
V1 21 1 DC .45 * (Источник постоянного напряжения 0.45 В)
V2 22 2 DC .45 * (Источник постоянного напряжения 0.45 В)
Q1 9 21 7 QIN * (Биполярный транзистор QIN)
Q2 8 22 7 QIN * (Биполярный транзистор QIN)
Q3 9 8 4 QMO * (Биполярный транзистор QMO)
Q4 8 8 4 QMI * (Биполярный транзистор QMI)
.MODEL QIN PNP(IS=800.0E-18 BF=500)
* (Параметры транзистора QIN: IS – ток насыщения,
* BF - максимальный коэффициент усиления тока базы в
* нормальном режиме в схеме с ОЭ)
.MODEL QMI NPN(IS=800.0E-18 BF=1002)
.MODEL QMO NPN(IS=800.0E-18 BF=1000 CJC=1E-15 TR=102.5E-9)
* (Параметры транзистора QMO:
* CJC - емкость коллекторного перехода при нулевом смещении,
* TR – время переноса заряда через базу в инверсном режиме
E1 10 6 9 4 1 * (ИНУН, 10, 6 – узлы включения источника, 9, 4 – узлы
* управления)
V1 10 11 DC 0 * (Источник постоянного напряжения, используется в качестве
* датчика тока)
Q5 5 11 6 QOC * (Выходной биполярный транзистор QIN)
.MODEL QOC NPN(IS=800.0E-18 BF=103.5E3 CJC=1E-15 TF=11.60E-12 TR=48.19E-9)
* (Параметры
* выходного транзистора QOC: TF - Время переноса заряда через базу
* в нормальном режиме)
DP 4 3 DX * (Диод DX)
RP 3 4 6.667E3 * (Резистор RP)
.MODEL DX D(IS=800.0E-18) * (Параметры диода DX)
.ENDS

```

Описание макромодели начинается с инструкции `.SUBCKT` и заканчивается инструкцией `.ENDS`. Между этими инструкциями располагаются инструкции, описывающие элементы подсхемы.

Требуемые быстродействие и нагрузочная способность переключательного канала обеспечивается комплементарной парой МОП-транзисторов фирмы Zetex Semiconductor – ZVN3306A и ZVP3306A, схемы замещения которых представлены на рис. 4.



а)

б)

Рис. 4. Схемы замещения МОП-транзисторов с каналом n-типа (а) и p-типа (б)

Как видно из рис. 4. SPICE-модели МОП-транзисторов практически одинаковы, поэтому ниже приводится только описание ZVN3306A:

```
.SUBCKT ZVN3306A 3 4 5
*      D G S
*
M1 3 2 5 5 N3306M      *(Узлы стока, затвора, истока и подложки соответственно)
RG 4 2 270             *(Сопротивление затвора 270 Ом)
RL 3 5 1.2E8          *(Сопротивление сток-исток в закрытом состоянии 120 МОм)
C1 2 5 28E-12         *(Емкость затвор-исток, 28 пФ)
C2 3 2 3E-12          *(Емкость сток-затвор, 3 пФ)
D1 5 3 N3306D         *(Паразитный диод N3306D)
*
.MODEL N3306M NMOS VTO=1.824 RS=1.572 RD=1.436 IS=1E-15 KP=.1233
+ CBD=35E-12 PB=1 (
.MODEL N3306D D IS=5E-12 RS=.768
.ENDS ZVN3306A
```

С помощью инструкции `.MODEL` описываются параметры модели МОП-транзистора и диода. Параметры транзистора: V_{TO} – пороговое напряжение при нулевом смещении, R_S – объемное сопротивление области истока, R_D – объемное сопротивление области стока, I_S – ток насыщения p-n перехода затвор-канал, K_P – коэффициент пропорциональности (A/B^2), $+CBD$ – емкость перехода подложка-исток при нулевом смещении, PB – напряжение инверсии приповерхностного слоя подложки. Параметры диода: I_S – ток насыщения, R_S – объемное сопротивление. Все параметры измеряются производителем транзистора и указываются в документации.

На основании макромоделей отдельных компонентов можно составить макромоделю одноканального релятора в целом. Отбросив управляющие директивы и поместив описание одноканального релятора между `.SUBCKT` и `.ENDS`, получим SPICE-модель последнего, содержащую в своем составе вложенную макромоделю компаратора LM311 и полевых транзисторов ZVN3306A и ZVP3306A.

```
.SUBCKT RLF X1 X2 Y1 Y2 Z1 Vsp Vsn Z2
*(Резисторы, включены в цепь затворов транзисторов ZVN3306A и ZVP3306A,
* для исключения эффекта «звона»)
rR5 RLF.1 RLF.4 10
rR4 RLF.1 RLF.3 10
*(вызов подсхемы МОП-транзистора n-типа)
xQ2 Z1 RLF.3 4 ZVN3306
*(вызов подсхемы МОП-транзистора p-типа)
xQ1 Z2 RLF.4 3 ZVP3306
*(вызов подсхемы компаратора)
xU1 X1 X2 Vsp Vsn Vsp RLF.1 LM311
*(резистор, включенный между открытым эмиттером компаратора и отрицательным источником питания)
rR1 RLF.1 Vsn 2000
.ENDS
```

На рис. 5 показана схема проверки SPICE-модели одноканального релятора в режиме ШИМ-контроллера мощного МОП-транзистора. На предикатный вход x1 подается напряжение пилообразной формы с амплитудой 10 В и частотой 500 кГц, на предикатный вход x2 подается сигнал управления 3 В, предметные входы y1 и y2 подключены к источникам постоянного напряжения ± 10 В, определяющих амплитуды выходного ШИМ-сигнала, питающее напряжение составляет ± 12 В, в качестве нагрузки включен конденсатор емкостью 5 нФ, который имитирует входную емкость мощного МОП-транзистора.

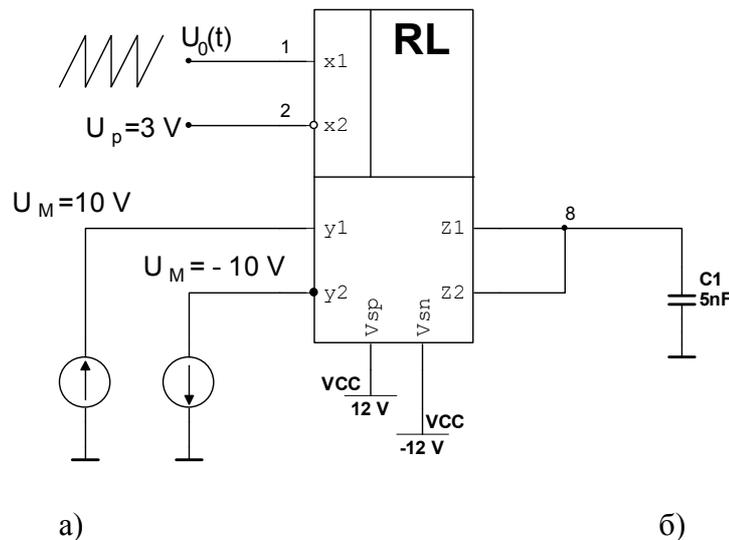


Рис. 5. Схема испытания модели реляторного ШИМ-контроллера

Программа на языке SPICE позволяет выполнить расчет функционирования ШИМ-контроллера на требуемом временном интервале, например от 0 до 10 мкс с шагом 1 нс. Результаты математического эксперимента представлены в виде рис. 6, где показаны напряжения в точках 1, 2 и 8 реляторного ШИМ-контроллера.

```

*(Источники постоянного напряжения)
vV2 6 0 dc 12
vV3 0 7 dc 12
vV1 2 0 dc 3
vV4 3 0 dc 10
vV5 0 4 dc 10
*(Емкостная нагрузка)
cC1 8 0 5e-009
*(Вызов подсхемы генератора пилообразного напряжения с частотой 500 КГц)
XFG1 XFG1_OPEN_3 0 1 XXFG1_473219456
*(Подсхема генератора пилообразного напряжения)
.subckt XXFG1_473219456 1 2 3
  vfgn_src_positive 1 2 dc 0.000000e+000 ac 1 pulse(1.0000000000000000e+001 -
1.0000000000000000e+001 0 9.900000000000000100e-006 1.00000000000007400e-007
0.0000000000000000e+000 1.000000000000000100e-005)

```

```

vgen_src_negative 3 2 dc 0.000000e+000 ac 1 pulse(-1.0000000000000000e+001
1.0000000000000000e+001 0 9.900000000000000100e-006 1.000000000000007400e-007
0.0000000000000000e+000 1.000000000000000100e-005)
.ends
*(Вызов подсхемы релюатора RLF)
.SUBCKT RLF 1 2 3 4 8 6 7 8
*(Инструкция для проведения расчета во временной области, первая переменная – шаг
измерения,
* вторая переменная – время проведения расчета)
.TRAN 1NS 10US
*(Инструкции для выводов результатов в виде графиков, на первом графике –
напряжения
* в точках 1 и 2, на втором графике – напряжение в точке 8)
.PLOT TRAN V(1) V(2)
.PLOT TRAN V(8)

```

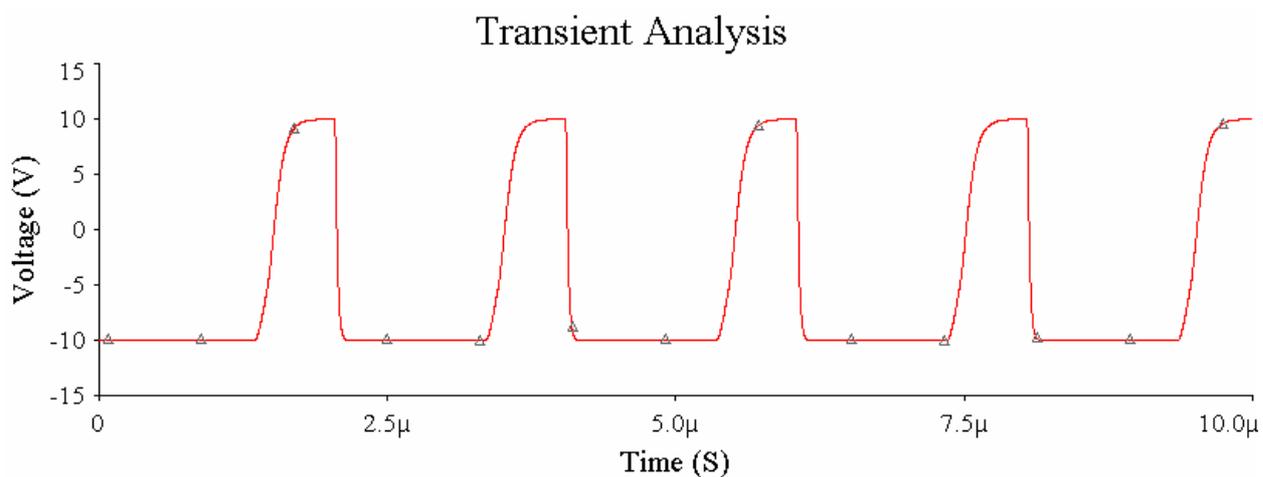
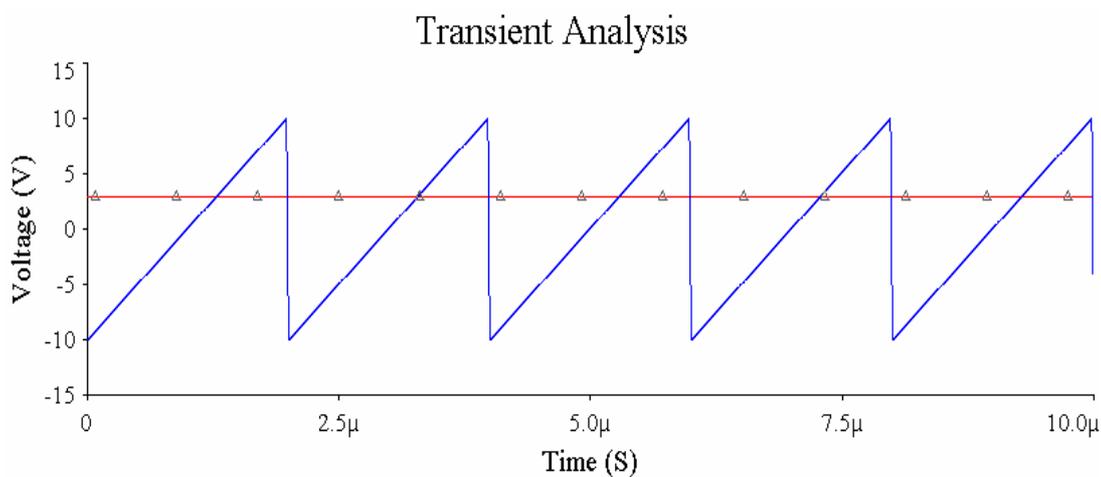


Рис. 6. Результаты расчета релюаторного ШИМ-контроллера во временной области, *a* – напряжение в точках 1 и 2, *б* – напряжение в точке 8

Выводы. Система SPICE де-факто является стандартом для разрабатываемых и уже эксплуатируемых коммерческих систем

схемотехнического моделирования для персонального компьютера. Поэтому модель одноканального релятора, разработанная в системе SPICE, совместима практически со всеми системами схемотехнического моделирования. Разработанная модель позволяет провести детальный анализ работы релятора в качестве ШИМ-контроллера, оптимизировать выбор элементной базы.

Литература

1. Волгин Л.И. Предикатная алгебра выбора и ее модификации (основы теории и элементный базис) // Опыт, результаты, проблемы: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей.– Таллинн, 1986.– Вып. 4.– С. 64–104.
2. Волгин Л.И. Элементный базис реляторной схемотехники.– Тольятти: Изд-во ПТИС, 1999.– 71 с.
3. Волгин Л.И. Алгебраические логики: взаимоотношения, законы и свойства // Информационные технологии (Приложение).– 2003.– № 6.– С. 2–24.
4. Разевиг В.Д. Пакет схемотехнического моделирования PSPICE 5. – М.: Физматлит, 1994.
5. Muhammad H. Rashid, Hasan M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power (second edition).– USA, FL 33487, Boca Raton.– 2006.– 552 с.
6. Quarles T., Pederson D., Newton R., Sangiovanni-Vincentelli A. and Christopher Wayne. SPICE User manuals.– University of California Berkley <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>

Кувшинов Андрей Алексеевич – аспирант кафедры «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» Тольяттинского государственного университета сервиса (ТГУС), р.т. 63-79-30, e-mail: andrewkuvshinov@yandex.ru.

Абрамов Геннадий Николаевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» Тольяттинского государственного университета сервиса (ТГУС), р.т. 48-65-70.

ВЫСОКОЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТРАКТА МОДУЛИРУЮЩЕЙ ЧАСТОТЫ С ПРЯМОЙ СВЯЗЬЮ

И. Ю. Малевич, М. А. Катков

Одной из важнейших характеристик усилительных трактов является линейность и требования к этому параметру постоянно ужесточаются. Так,

величина допустимых нелинейных искажений усилительных трактов модулирующей частоты РПУ в пересчете на эквивалентный коэффициент гармоник уже сейчас должна составлять тысячные доли процента, что, как известно, вызывает определенные трудности.

Задача повышения линейности современных трактов может быть решена при использовании активных приборов с линейными передаточными характеристиками, либо синтезом структуры усилителя, удовлетворяющей заданной линейности [1]. Первый подход ограничен по своим возможностям, так как существующие и перспективные усилительные приборы являются в принципе нелинейными устройствами. Поэтому наиболее перспективным представляется второй путь – структурный синтез. Одним из методов структурного синтеза является принцип взаимной компенсации нелинейных искажений в усилительном тракте, а эффективным способом является применение в усилителе прямой связи (ПС).

Как известно, структура с прямой связью содержит два усилительных звена, связанных таким образом, что одно из них входит в цепь прямой связи (рис.1). Принцип функционирования схемы с ПС заключается в последовательном выделении компонент искажений, шумов и нестабильностей основного усилителя (K_1), их масштабировании во вспомогательном усилителе (K_2) с последующей компенсацией.

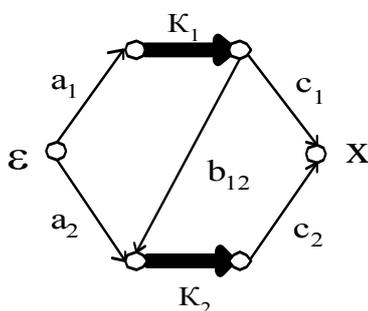


Рис.1.

При $a_1 = a_2 = c_1 = c_2 = 1$, $K_1 \equiv K_2 = K$ условие настройки структуры с прямой связью имеет вид $b_{12} = -1/K$.

Схема усилительного тракта модулирующей частоты РПУ, соответствующая структуре с прямой связью (рис.1) выполнена на микросхеме TDA1521Q [2] (рис.2), представляющей двухканальный высококачественный усилитель мощности с коэффициентом передачи $K = 30$ дБ и выходной мощностью в каждом канале на нагрузке 4 Ома 11 Вт при коэффициенте нелинейных искажений 10%. Напряжение питания микросхемы двухполярное от ± 7 В до ± 15 В, однако допускается использование источника однополярного напряжения величиной от 15 В до 32 В. Типовое значение тока потребления микросхемы в режиме холостого хода 35 мА.

Канальные усилители TDA1521, соответствующие звеньям K_1 и K_2 , возбуждаются синфазно от источника входного сигнала, а блок b_{12} выполнен на дифференциальном усилителе с резистивным аттенуатором на R10, который совместно с резисторами R8 и R9 выполняет функцию прямой связи с коэффициентом передачи $1/K_1$, обеспечивая масштабирование выходного сигнала и компонент искажений основного усилителя. Микро-схема DA2 представляет маломощный ($I_H < 100$ мА) стабилизатор напряжения питания дифференциального каскада.

Операция узловой компенсации на выходе структуры реализуется посредством мостового включения цепи нагрузки между выходными терминалами канальных усилителей мощности (K_1 и K_2) и токового суммирования.

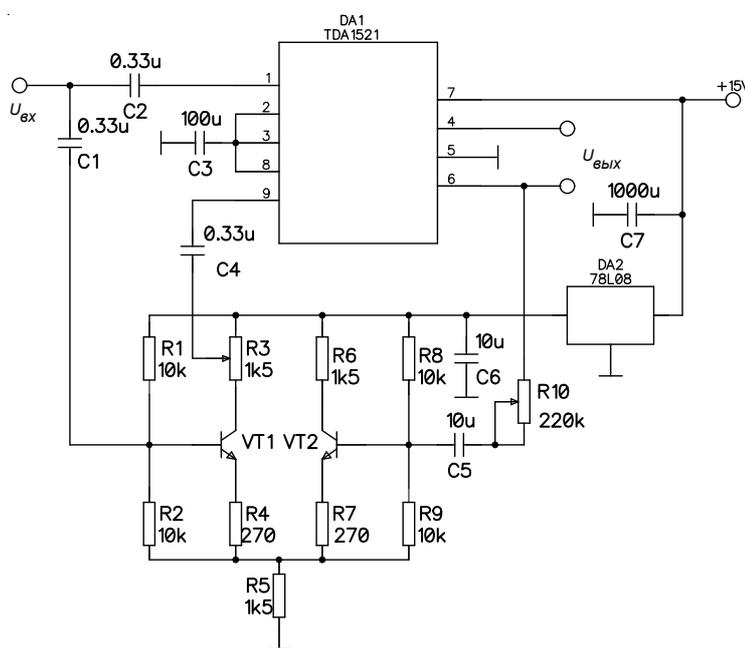


Рис.2.

Поскольку прямая связь в разработанном тракте подключается к нагрузке через мощный усилитель ошибки (K_2), порог перегрузки которого равен порогу перегрузки K_1 , то система позволяет не только линеаризовать передаточную характеристику основного усилителя, но и увеличить в два раза верхнюю границу динамического диапазона, скомпенсировав искажения типа «отсечка» основного усилителя.

Механизм компенсации состоит в следующем. При подаче на вход устройства сигнала, величина которого превышает порог перегрузки K_1 , на выходе K_1 образуются искажения типа «отсечка», которые по цепи b_{12} после масштабирования подаются в канал прямой связи, где сравниваются с входным сигналом, в результате чего выделяется усеченная часть сигнала, которая после усиления в K_2 подается в нагрузочную цепь. В результате в нагрузке суммируются токи сигнала с отсечкой (т.е. поступающие с выхода K_1) и усеченной части сигнала (т.е. поступающие с

выхода K_2). Корректность компенсации обеспечивается при межканальном разбалансе менее 0.5 дБ [1], который устанавливается в цепи K_2 элементом подстройки на R3 (рис.3).

Точность выполнения фазовых условий настройки обеспечивается автоматически за счет выбора элементов тракта с высоким быстродействием.

На рис.4 приведена зависимость коэффициента нелинейных искажений от частоты для для мостовой схемы включения усилителя TDA1521 и схемы усилителя с ПС (рис. 2).

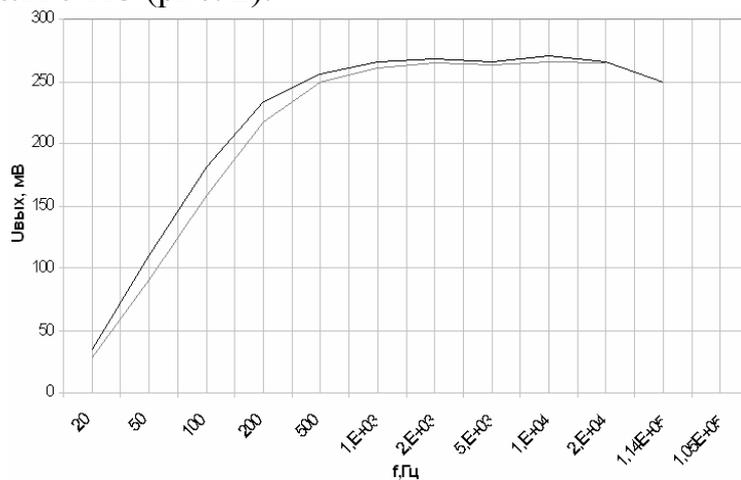


Рис. 3

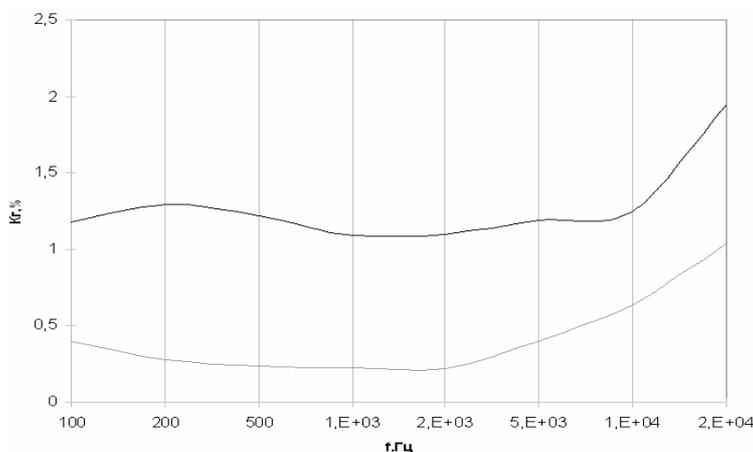


Рис. 4

Видно, что применение прямой связи обеспечивает снижение коэффициента гармоник на 15-18 дБ сравнительно с мостовой схемой включения при равной выходной мощности тракта.

Таким образом, использование прямой связи в усилительных трактах позволяет существенно увеличить верхнюю границу малосигнального динамического диапазона. Эффективность линейаризации передаточной характеристики тракта целиком определяется линейными коэффициентами передачи звеньев структуры и их стабильностью. Поэтому, учитывая, что

реализация амплитудно-фазовых характеристик цепей тракта на современном этапе развития техники может быть легко выполнена с высокой точностью, применение принципа прямой связи возможно в массовых конструкциях трактов модулирующей частоты РПУ.

Литература

1. Малевич И.Ю. Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона. – Минск: ОДО «Тонпик», 2004.– 156с.

2. http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/TDA1521_Q_CNV_2.pdf "TDA1521, TDA1521Q. 2*12W hi-fi audio power amplifier. Philips semiconductors".

Малевич Игорь Юрьевич – к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические устройства» Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» (БГУИР). 220013 Беларусь, Минск, ул. П.Бровки, 6, БГУИР, каф.РТУ; служебный тел. 2938896. 2398925@tut.by

Катков Максим Алексеевич – аспирант кафедры «Радиотехнические устройства» Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» (БГУИР). 220013 Беларусь, Минск, ул. П.Бровки, 6, БГУИР, каф.РТУ; служебный тел. 2938650. kmxm@tut.by

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТАБЛИЧНОГО ПРОЦЕССОРА EXCEL

Г. А. Матросова

The technique of modeling of electronic schemes is offered with use the tabular processor "Excel". The image of the researched circuit on a sheet of the book Excel allows to adhere meanings of values of components of the circuit to addresses of cells of the table and thus to connect the graphic image of the circuit with its mathematical model. The technique is included in the student practical work for the discipline «Mathematical modeling of the electronic circuits»

В работе предложена оригинальная методика использования табличного процессора *Excel* для построения моделей электронных схем и их расчета. Если изобразить рисунок исследуемой схемы на листе книги *Excel*, можно привязать значения номиналов компонентов схемы к адресам ячеек таблицы, а затем связать графическое изображение схемы с ее

математической моделью. Математическую модель можно построить в табличном виде, формируя последовательно формулы вручную для каждой клетки таблицы по выбранному алгоритму. Элементарный пример приведен на рис. 1.

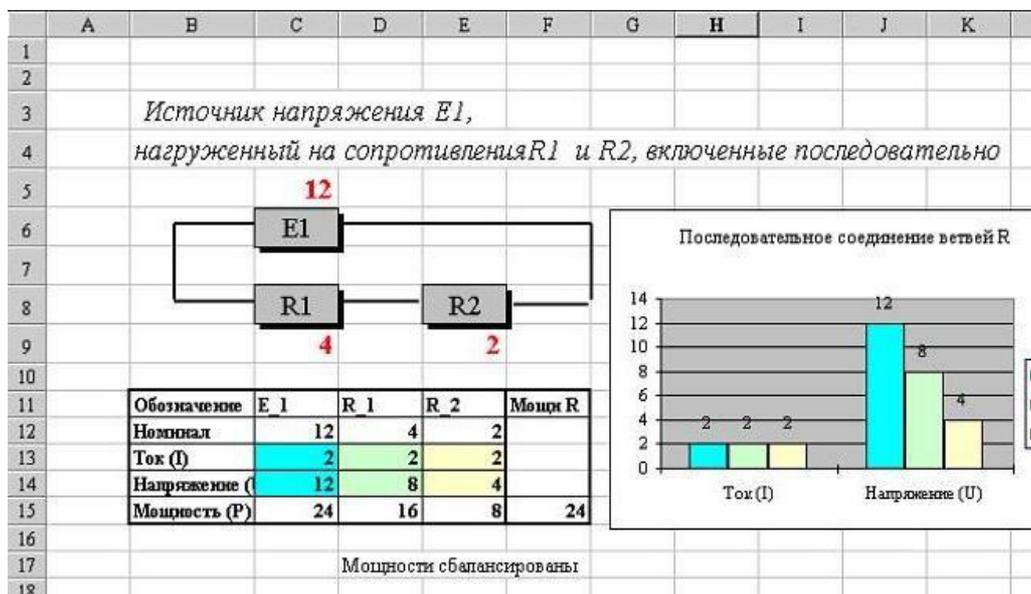


Рис.1

Последовательность заполнения ячеек таблицы в соответствии с законами Ома и Кирхгофа: C12, D12, E12, C14, C13, D13, E13, D14, E14, C15, D15, E15, F15.

	B	C	D	E	F
11	Обозначение	E 1	R 1	R 2	Мощность на R
12	Номинал	=C5	=C9	=E9	
13	Ток (I)	=C14/ (D12+E12)	=C13	=C13	
14	Напряжение (U)	=C12	=D12* D13	= E12*E13	
15	Мощность (P)	=C13*C14	=D13* D14	= E13*E14	= СУММ(D15:E15)

В ячейке D17 задаем логическую функцию для сравнения мощности на E1 и сопротивлениях R1 и R2. После построения модели можно менять значения номиналов и наблюдать изменения значений токов и напряжений в таблице и на графике.

Ниже приведено построение модели методом узловых потенциалов схемы с задающим источником тока J1 и проводимостями G1–G5. Значения в элементах матрицы проводимости Y формируются с помощью формул с указанием адресов ячеек, в которых записаны номиналы компонентов. На рис. 2 показаны связи между ячейками при

формировании диагональных элементов матрицы. Полная модель и диаграммы для узловых потенциалов и токов ветвей приведена на рис. 3.

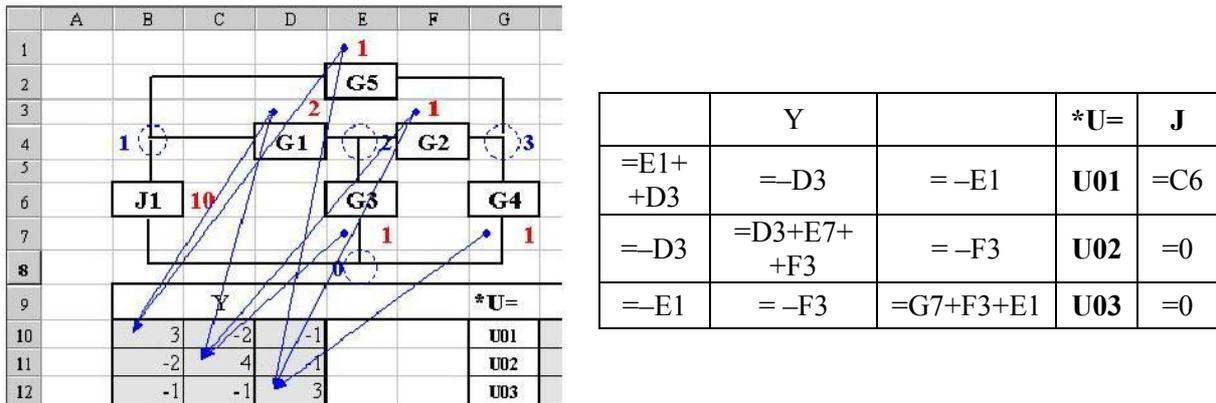


Рис.2

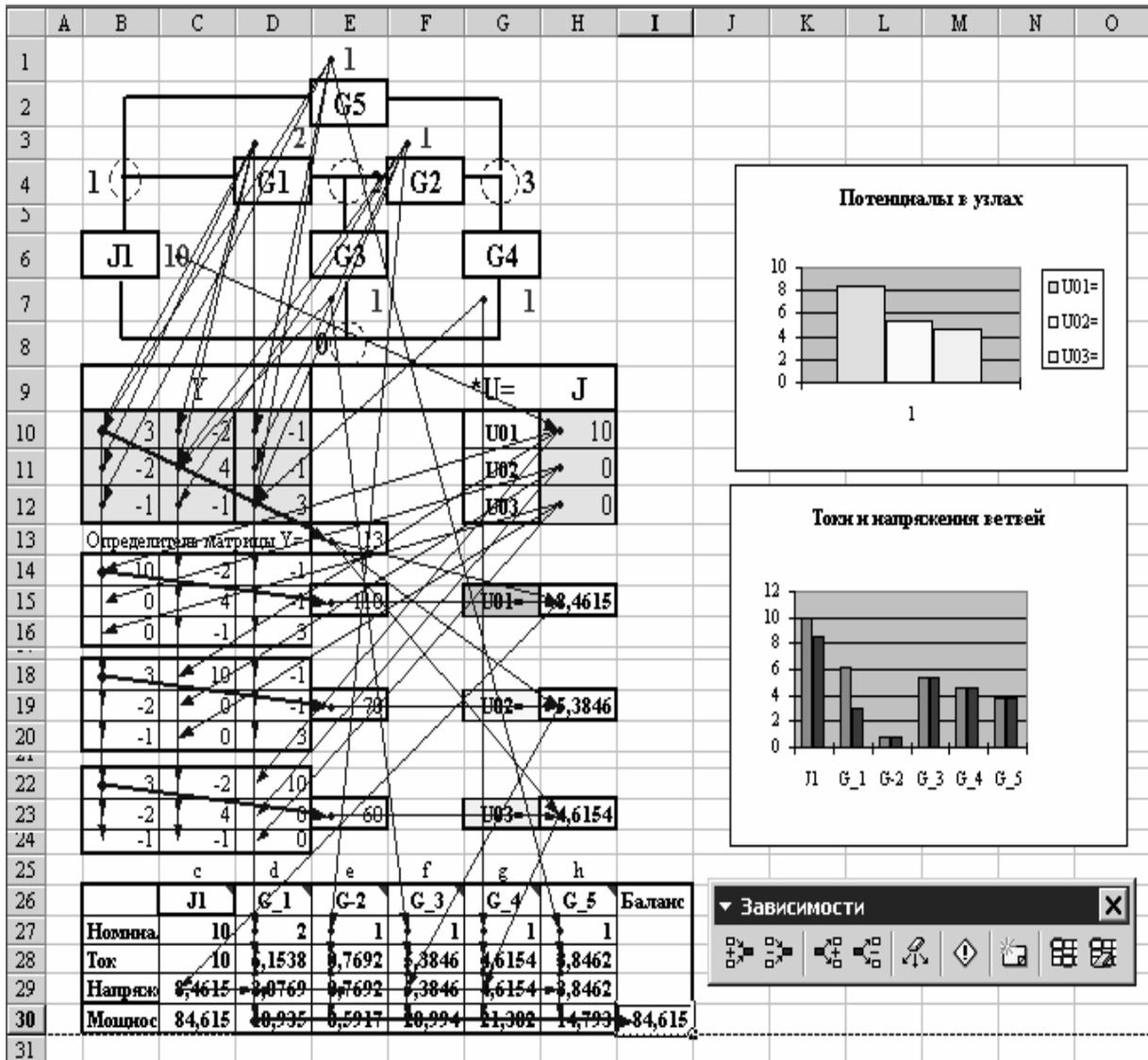


Рис.3

Функции панели инструментов «Влияющие ячейки», «Зависимые ячейки» позволяют проследить все связи между объектами модели.

Значения узловых напряжений вычислены по методу Крамера, причем для вычисления определителей используются функции Excel – МОПРЕД (диапазон). Выполненные построения обладают наглядностью, позволяют использовать средства табличного процессора Excel для организации связей и ссылок, а также стандартные функции для матричных преобразований, аппроксимации, построения диаграмм.

Методика включена в учебное пособие по курсу «Математическое моделирование электронных схем» [1] и содержит типовые примеры для базовых методов расчета линейных электронных схем, а также расчет схем с нелинейными двухполюсниками графоаналитическим и итерационным методом. Для сравнения подобные расчеты проведены в *MathCAD*.

Литература

1. Матросова Г.А. Математическое моделирование электронных схем: Учеб. пособие. – К.: Изд-во Европ. ун-та, 2001. – 46 с.

Матросова Галина Алексеевна – к. т. н., доцент Европейского университета. Украина, 03115, Киев-115, ул Депутатская, 10а, кв.11. Тел.424-43-66, E-mail: mga_@mail.ua.

СИЛЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЗАРЯДОВ В КЛАССИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИКЕ

Е. Н. Меньшов

1. Взаимодействие зарядов по модели Максвелла– Лоренца. В классической теории силы взаимодействия определяются формулой *Лоренца*, например, для двух дискретных зарядов силы соответственно равны:

$$\mathbf{F}_1 = q_1 \vec{E}_2 + q_1 [\mathbf{v}_1 \vec{B}_2], \quad \mathbf{F}_2 = q_2 \vec{E}_1 + q_2 [\mathbf{v}_2 \vec{B}_1]. \quad (1)$$

Здесь сила \vec{F}_1 , действующая на заряд q_1 со стороны электромагнитного поля \vec{E}_2, \vec{B}_2 , создаваемого зарядом q_2 ; \vec{F}_2 – взаимная сила.

Рассмотрим случай равномерного движения зарядов, скорости движения зарядов относительно лабораторной системы координат соответственно будут равны \mathbf{v}_1 и \mathbf{v}_2 , а координаты $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$. При этом \vec{E}_2, \vec{B}_2 являются решениями волновых уравнений электромагнитного поля (ЭМП). В работе

[1] выводятся строгие формулы, описывающие ЭМП равномерно движущегося заряда:

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_{\varphi_2} - c^{-2} \mathbf{v}_2 (\mathbf{v}_2 \mathbf{E}_{\varphi_2}), \quad \mathbf{B}_2 = c^{-2} [\mathbf{v}_2 \mathbf{E}_{\varphi_2}], \quad (3)$$

$$\mathbf{E}_{\varphi_2} = - \text{grad} \varphi_2, \quad (4) \quad \square \varphi_2 = - \rho_2 / \epsilon_0, \quad (5)$$

где ρ_2 - объемная плотность заряда q_2 , $R = |\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2(t)|$ - расстояние между зарядами, $\square = \Delta - c^{-2} \partial^2 / \partial t^2$ - волновой оператор Даламбера, Δ - лапласиан.

Подставляя (3) в (1), получаем рабочую формулу для силы

$$\mathbf{F}_1 = q_1 (1 - c^{-2} \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2) \mathbf{E}_{\varphi_2} + q_1 c^{-2} \mathbf{v}_2 ((\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_2) \mathbf{E}_{\varphi_2}). \quad (6)$$

Скалярный потенциал φ_2 представляет собой потенциал *Лиенара-Вихерта*, является функцией запаздывающего момента времени $t_0 = (t - R(t_0)/c)$. В [2] приводится выражение φ_2 , определяемое через текущий момент времени и в той системе координат, в которой направление движения заряда q_2 совпадает с ось Ox , а начало координат находится в точке, которую заряд проходит ее в момент $t=0$ (т.е. уравнение движения заряда $\mathbf{r}_2(t) = \mathbf{v}_2 t$). Тогда имеем

$$\mathbf{E}_{\varphi_2} = \frac{q_2}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \frac{\left((x_1 - v_2 t) \mathbf{e}_x + \left(1 - \frac{v_2^2}{c^2} \right) (y_1 \mathbf{e}_y + z_1 \mathbf{e}_z) \right)}{\left[(x_1 - v_2 t)^2 + \left(1 - \frac{v_2^2}{c^2} \right) (y_1^2 + z_1^2) \right]^{\frac{3}{2}}} \right\}. \quad (7)$$

Здесь: (x_1, y_1, z_1) - координаты заряда q_1 ; $(v_2 t, 0, 0)$ - координаты заряда q_2 . Аналогичным образом определяется и взаимная сила \mathbf{F}_2 .

Вывод. Формулы (6)–(7) позволяют определить силы взаимодействия зарядов при любых направлениях движения и значениях скоростей. Так, при $\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{c}$ и в случае, когда заряды перемещаются параллельно друг другу и без сдвига по направлению движения (т.е. $x_1 - v_2 t = 0$) ЭМП сжимается в направление движения, а \vec{E}_2, \vec{B}_2 увеличиваются в перпендикулярном направлении, но силы взаимодействия стремятся к нулю.

2. Взаимодействие зарядов на основе модернизированной модели Максвелла. В работе [3] изложены новые уравнения *Максвелла* (они впервые были опубликованы в 2002 году), получены их решения и проведены некоторые исследования. В новых уравнениях состояние ЭМП характеризуется теми же силовыми характеристиками поля, что и в традиционной модели. Поэтому силы взаимодействия между зарядами будут состоять из электрической и магнитной составляющих, и будут определяться по формулам *Лоренца* (1). При этом в [3] приводятся следующие формулы для вычисления \vec{E}_2, \vec{B}_2

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_{\varphi_2} - c^{-2} \mathbf{v}_2 (\mathbf{v}_2 \mathbf{E}_{\varphi_2}) + \tau (\mathbf{v}_2 \nabla) \mathbf{E}_{\varphi_2}, \quad \mathbf{B}_2 = c^{-2} [\mathbf{v}_2 \mathbf{E}_{\varphi_2}], \quad (8)$$

где $E_{\varphi 02}$ – есть напряженность некоторого расчетного потенциального электрического поля, которая выражается через расчетный потенциал φ_{02} следующим образом

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\varphi 02} &= -\text{grad}\varphi_{02}, & (1 + \tau(\mathbf{v}_2 \nabla)) \mathbf{E}_{\varphi 02} &= \mathbf{E}_{\varphi 02}, \\ -\tau^2 \partial^2 (\Delta \varphi_{02}) / \partial t^2 + \Delta \varphi_{02} - c^{-2} \partial^2 \varphi_{02} / \partial t^2 &= -\rho_2 / \epsilon_0. \end{aligned} \quad (9)$$

где τ – постоянная времени (параметр модернизированных уравнений ЭМП), характеризующая локальную инерционность возбуждения ЭМП при любом источнике возбуждения (полем, зарядом), ∇ – оператор набла.

Первое выражение (8) можно записать также в следующем виде

$$(1 + \tau(\mathbf{v}_2 \nabla)) \mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_{\varphi 02} - c^{-2} \mathbf{v}_2 (\mathbf{v}_2 \mathbf{E}_{\varphi 02}) - \tau^2 (\mathbf{v}_2 \nabla)^2 \mathbf{E}_{\varphi 02}. \quad (10)$$

Подставляя (10) и (8) в (1), получаем уравнение для электромагнитных сил

$$\begin{aligned} (1 + \tau(\mathbf{v}_2 \nabla)) \mathbf{F}_{1\varphi} + \mathbf{F}_{1M} &= q_1 (1 - c^{-2} \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2) \mathbf{E}_{\varphi 02} + q_1 c^{-2} \mathbf{v}_2 ((\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_2) \mathbf{E}_{\varphi 02}) - \tau^2 (\mathbf{v}_2 \nabla)^2 \mathbf{E}_{\varphi 02}, \\ \mathbf{F}_{1\varphi} &= q_1 \mathbf{E}_2, & \mathbf{F}_{1M} &= q_1 [\mathbf{v}_1 \mathbf{B}_2]. \end{aligned} \quad (11)$$

В областях, в которых выполняется условие

$$\tau(\mathbf{v}_2 \nabla) \mathbf{E}_2 \ll \mathbf{E}_2, \quad \tau^2 (\mathbf{v}_2 \nabla)^2 \mathbf{E}_{\varphi 02} \ll \mathbf{E}_{\varphi 02}. \quad (12)$$

заряды будут взаимодействовать в рамках традиционных представлений, определяемых уравнением (6).

Решение волнового уравнения (9), проведенного в [3], позволило установить характер изменения поля $\mathbf{E}_{\varphi 02}$. При этом имеем для $R \gg \tau c$:

$$\mathbf{E}_{\varphi 0} \cong \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \left[\frac{\mathbf{e}_R}{R^2 (1 - (\mathbf{v} \mathbf{e}_R) / c)} - \frac{\mathbf{v}}{c} \right]_{t_0} - \frac{\mathbf{e}_R(t)}{\pi R^2(t)} \left[\sin \frac{R(t)}{\tau c} + \text{Si} \left(\frac{R(t)}{2\tau c} \right) - \text{Si} \left(\frac{R(t)}{\tau c} \right) \right] \right\}$$

Отсюда следует то, что условия (12) могут выполняться вдали от заряда, когда

$$\left(\frac{\mathbf{v}}{c} \right)^2 + \left(\frac{\tau \mathbf{v}}{R} \right)^2 \ll 1. \quad (12a)$$

Важно заметить, что электромагнитные силы взаимодействия в (11) зависят от запаздывающего момента времени. В традиционной теории поля переход к текущему моменту времени проводился (т.е. к формуле (7)) на основе преобразований *Лоренца*

$$x' = (x - vt) / \{1 - (vc^{-1})^2\}^{1/2}, \quad y' = y, \quad z' = z. \quad (13)$$

В новой электродинамике преобразования *Лоренца* в общем случае не работают. Поэтому установим такие преобразования, которые позволяют волновое уравнение (9) преобразовать в статическое уравнение *Пуассона*

$$\Delta'(\varphi_0)' = -\rho' / \epsilon_0. \quad (14)$$

Рассмотрим случай равномерного движения заряда в той системе координат, в которой направление движения заряда q совпадает с осью Ox , а начало координат находится в точке, которую заряд проходит в момент $t=0$. Тогда волновое уравнение (9) преобразуется к виду

$$(1 - (\tau \mathbf{v})^2 \partial^2 / \partial x^2) \Delta \varphi_0 - \mathbf{v}^2 c^{-2} \partial^2 \varphi_0 / \partial x^2 = -\rho / \epsilon_0. \quad (15)$$

Введем обозначения $(1 - (\tau \mathbf{v})^2 \partial^2 / \partial x^2) = D_{2\tau}$, $\partial^2 / \partial x^2 = D_{2x}$ и обратные к ним

операторы $D_{2\tau}^{-1} D_{2\tau} = \mathbf{1}$, $D_{2x}^{-1} D_{2x} = \mathbf{1}$, которые коммутируют между собой:

$$D_{2\tau}^{-1} D_{2\tau} = D_{2\tau} D_{2\tau}^{-1}, \quad D_{2x}^{-1} D_{2x} = D_{2x} D_{2x}^{-1}, \quad D_{2x} D_{2\tau} = D_{2\tau} D_{2x}, \quad D_{2\tau}^{-1} D_{2x} = D_{2x} D_{2\tau}^{-1}.$$

Запишем (15) в виде системы уравнений

$$D_{2x}(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} D_{2\tau}^{-1})\varphi_0 + \Delta_{\perp}\varphi_0 = -\rho_1/\varepsilon_0, \quad (1 - (\tau\mathbf{v})^2 \partial^2/\partial x^2)\rho_1 = \rho, \quad (16)$$

здесь Δ_{\perp} - двухмерный оператор Лапласа. Уравнение (16) может иметь вид уравнения (14), если будет выполняться условие

$$D_{2x}(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} D_{2\tau}^{-1})\varphi_0 = D_{2x'}\varphi_0, \quad (\text{где } D_{2x'} = \partial^2/\partial x'^2). \quad (17)$$

Из (17) следует равенство операторов

$$D_{2x}(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} D_{2\tau}^{-1}) = D_{2x'}, \quad D_{2x}(D_{2\tau} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \mathbf{1}) = D_{2\tau} D_{2x'}, \quad D_{2x}(D_{2\tau} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \mathbf{1}) = D_{2x'} D_{2\tau}, \\ D_{2\tau} D_{2x'} = D_{2x'} D_{2\tau}, \quad D_{2x} D_{2x'} = D_{2x'} D_{2x}. \quad (18)$$

Представляя (17) в следующей форме $D_{2x}(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \varphi_0^{-1} D_{2\tau}^{-1} \varphi_0)\varphi_0 = D_{2x'}\varphi_0$,

приходим к равенству операторов $(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \varphi_0^{-1} D_{2\tau}^{-1} \varphi_0)D_{2x} = D_{2x'}^{-1} D_{2x'} D_{2x}$.

Применяя равенство (18), получаем

$$(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \varphi_0^{-1} D_{2\tau}^{-1} \varphi_0)D_{2x} = D_{2x'}. \quad (19)$$

Обозначим оператор $(\mathbf{1} - \mathbf{v}^2 c^{-2} \varphi_0^{-1} D_{2\tau}^{-1} \varphi_0) = \mathbf{a}$, который преобразуется к виду

$(D_{2\tau}\varphi_0)\mathbf{a} = D_{2\tau}\varphi_0 - \mathbf{v}^2 c^{-2} \varphi_0$, из последнего следует выражение

$$\mathbf{a} = \frac{(D_{2\tau}\varphi_0 - c^{-2} \mathbf{v}^2 \varphi_0)}{D_{2\tau}\varphi_0}. \quad (20)$$

Тогда из (19) с учетом (20) следует преобразование приращений координат

$$dx' = dx / \{\mathbf{a}\}^{1/2}, \quad dy' = dy, \quad dz' = dz. \quad (21)$$

Интегрируя (21), приходим к преобразованию координат

$$x' = \int \frac{dx}{\sqrt{\left(1 - \frac{\mathbf{v}^2}{c^2} - \tau^2 \mathbf{v}^2 \frac{\partial^2 \varphi_0}{\varphi_0 \partial x^2}\right) / \left(1 - \tau^2 \mathbf{v}^2 \frac{\partial^2 \varphi_0}{\varphi_0 \partial x^2}\right)}} + K(t), \quad y' = y, \quad z' = z. \quad (22)$$

Для получения уравнения (14) необходимо добавить еще одно условие, исходя из того, что координаты объемной плотности точечного заряда задаются при помощи дельта функции Дирака $\rho_1 = q\delta(x-vt)\delta(y)\delta(z)$. Тогда это условие в общем случае имеет вид

$$x - vt = f(x'), \quad (23)$$

где $f(x')$ такая функция, которая удовлетворяла бы условию разделения аргументов $f(\alpha+\beta) = f_1(\alpha) + f_2(\beta)$. Из системы нелинейных алгебраических уравнений (22)-(23) определяется постоянная интегрирования $K(t)$.

Объемная плотность заряда преобразуется по следующим уравнениям

$$\rho_1 = q\delta(x')\delta(y')\delta(z) / (\partial f/\partial x'_0) = \rho_1' / (\partial f/\partial x'_0),$$

где x'_0 определяется из уравнения $f(x'_0) = 0$.

Вывод. В новой электродинамике имеют место в общем случае трансцендентные преобразования координат. Согласно (12) в области

малых скоростей и в дали от заряда (источника поля) преобразования координат (22)–(23) будут приближаться к преобразованиям *Лоренца* (13).

Литература

1. Меньшов Е.Н. Метод анализа электромагнитного поля равномерно движущегося заряда на основе модели Максвелла // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: Тр. межд. конф. КЛИН–2004. – Ульяновск : УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 97–102.

2. Фейман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Феймановские лекции по физике. Электродинамика. – М. : Мир, 1966. – Т. 6. – С. 343.

3. Модернизированные уравнения классической электродинамики: Отчет о НИР (закл.) / ВНИЦентр; Руководитель Е.Н.Меньшов.– № ГР 0120015584. – Инв. № 02200605404. – Ульяновск, 2006. – 61 с.

Меньшов Евгений Николаевич – к.т.н., доцент УлГТУ, г. Ульяновск, e-mail: men@ulstu.ru.

АРХИТЕКТУРА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НИЗКОВОЛЬТНЫМ ПИТАНИЕМ

Н. Н. Прокопенко, С. В. Крюков, А. В. Хорунжий

Снижение напряжения питания микросхем операционных усилителей (ОУ) и компараторов до 1,5чЗВ требует пересмотра сложившихся представлений о методах обеспечения их синфазной помехоустойчивости – получения высоких значений коэффициента ослабления синфазных сигналов ($K_{oc.cф}$).

Переход на малые напряжения питания, недостаточно высокие значения выходного сопротивления транзисторных источников опорного тока из-за низких напряжений Эрли, а также их негативное влияние на диапазон входных синфазных сигналов дифференциальных усилителей требуют дальнейшего развития принципов построения комплементарных дифференциальных каскадов (ДУ), являющихся основой современных аналоговых микросхем. Данную задачу можно решить путем синтеза ДУ, использующих принципы собственной и взаимной компенсации [1].

Для получения условий эффективного подавления синфазного сигнала в комплементарном ДУ на n-p-n и p-n-p транзисторах (рис. 1), имеющем сравнительно низкоомные токостабилизирующие резисторы R1

и R_2 в общей эмиттерной цепи $VT1-VT4$ рассмотрим уравнение для его тока нагрузки i_H , обусловленного входным синфазным напряжением $u_c = u_{c1} = u_{c2}$:

$$i_H = i_1 K_{i1} - i_{k4} K_{i2} - i_{k3} K_{i3} + i_2 K_{i4}, \quad (1)$$

где K_{ij} – коэффициент передачи по току для j -го входа сумматора $\square 1$:

$$i_1 \approx \frac{u_c}{R_1}; \quad i_2 \approx \frac{u_c}{R_2}, \quad i_{k4} \approx 0,5i_2; \quad i_{k3} \approx 0,5i_1. \quad (2)$$

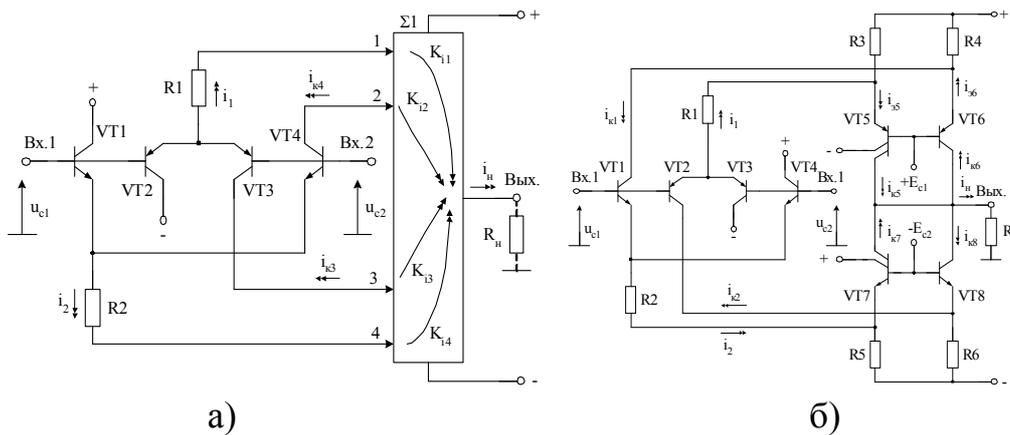


Рис. 1. Обобщенная схема ДУ с компенсацией влияния R_1, R_2 на $K_{oc.cф}$ (а) и пример его построения (б)

Из (1) и (2) находим, что

$$i_H = S_{cф} u_c, \quad (3) \quad S_{cф} = \frac{K_{i1} - 0,5K_{i3}}{R_1} + \frac{K_{i4} - 0,5K_{i2}}{R_2}, \quad (4)$$

где $S_{cф}$ – крутизна передачи ДУ по синфазному сигналу.

Из (4) можно определить независимые условия, при которых обеспечивается собственная компенсация влияния резисторов R_1 и R_2 на передачу синфазного сигнала:

$$\left. \begin{aligned} 2K_{i1} &= K_{i3} \\ 2K_{i4} &= K_{i2} \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

Таким образом, при выборе коэффициентов передачи сумматора $\square 1$ в соответствии с (5) коэффициент $K_{oc.cф}$ комплементарного ДУ рис. 1 существенно повышается. Это позволяет обойтись без традиционных источников опорного тока и использовать вместо них сравнительно низкоомные резисторы R_1 и R_2 .

В более общем случае условия собственной и взаимной компенсации R_1 и R_2 в схеме рис. 1 имеют вид:

$$\frac{K_{i1} - 0,5K_{i3}}{0,5K_{i2} - K_{i4}} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (6)$$

Условия взаимной компенсации резисторов R_1 и R_2 можно получить из уравнений (4)

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{i3} = K_{i4} = 0 \\ K_{i1} = \frac{K_{i2}}{2R_2} \\ R_1 \end{array} \right. , \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{i1} = K_{i2} = 0 \\ \frac{K_{i3}}{2R_1} = \frac{K_{i4}}{R_2} \end{array} \right. . \quad (8)$$

В отличие от широко известных схем [2] рассмотренные ДУ [4–6] характеризуются более широким диапазоном изменения входных синфазных напряжений. Причем этот параметр обеспечивается без использования традиционных способов переключения режимов работы комплементарных дифференциальных каскадов.

Таким образом, предлагаемая в настоящей работе архитектура и правила построения нового подкласса дифференциальных каскадов (ДУ с собственной и взаимной компенсацией импедансов токостабилизирующих двухполюсников) позволяет синтезировать аналоговые микросхемы с дифференциальным входом, обеспечивающие высокий коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ($K_{ос.сф}=60\div 100$ дБ) и опцию rail-to-rail по входу при низковольтном питании.

Литература

1. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Электроника и связь.– Киев: КПИ, 2004.– № 22.– Том 9. – С. 87–91.
2. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей.– Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006.– 231 с.
3. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков С.В. Дифференциальный усилитель.– Патент РФ № 2292633.– Бюл. № 3, 27.01.2007 г.
4. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков В.В. Дифференциальный усилитель с повышенным ослаблением синфазного сигнала.– Патент РФ № 2292636.– Бюл. № 3, 27.01.2007 г.
5. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков В.В. Дифференциальный усилитель с повышенным ослаблением синфазного сигнала.– Патент РФ № 2292637.– Бюл. № 3, 27.01.2007 г.
6. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков С.В. Дифференциальный усилитель с повышенным ослаблением синфазного сигнала.– Патент РФ № 2292638.– Бюл. № 3, 27.01.2007 г.

Прокопенко Николай Николаевич – д.т.н., профессор, Заслуженный изобретатель Российской Федерации, зав.кафедрой ИСиРТ, ЮРГУЭС, 346504, г. Шахты, ул. Садовая 27, кв. 1, телефон (8636) 22-21-33, e-mail: prokopenko@sssu.ru

Хорунжий Андрей Васильевич – студент, лаборант ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС, кафедра ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, ул. Советская 275, телефон-89085065591, e-mail: andreu_rt@mail.ru

Крюков Сергей Владимирович – аспирант кафедры ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, ул. Шевченко, 147, телефон (8636) 22-21-33.

АРХИТЕКТУРА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБОБЩЕННОЙ ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Н. Н. Прокопенко, А. В. Хорунжий, Д. Н. Конев

В статье предлагается архитектура операционных усилителей (ОУ), сочетающих в себе основные свойства классических ОУ с обратной связью по напряжению (ОСН) и токовой обратной связью (ТОС).

Выполненный в [1] анализ операционных усилителей с ТОС и ОСН позволяет выделить следующие их существенные признаки.

1. В схемах входных каскадов ОУ обоих классов (рис. 1, рис.2) всегда имеется резистор R_s (или его эквивалент), определяющий крутизну (S_y) преобразования разности напряжений на входе входного каскада ОУ ($u_{вх}$) в ток заряда i_2 корректирующей емкости C_k . Причем

$$S_y = \frac{i_2}{u_{вх}} \approx \frac{1}{R_s} \quad (1)$$

Этот же резистор влияет на петлевое усиление ОУ.

2. В ОУ с ТОС (рис. 1) резистор R_s включается между двумя узлами с низким (почти нулевым) выходным сопротивлением, которые имеют входной и выходной каскады ОУ. Поэтому введение резистора R_f не уменьшает петлевое усиление, зависящее только от R_s и $R_{эТ}$ (рис. 1).

3. Если в микросхеме усилителя с ОСН (рис. 2) с входным каскадом, имеющим большое напряжение ограничения ($U_{гр}$) [2], вывести от резистора R_s узел «А» и подключить к нему внешний резистор R_f , то такая структура (рис. 3) будет соответствовать по набору динамических параметров усилителю с ТОС.

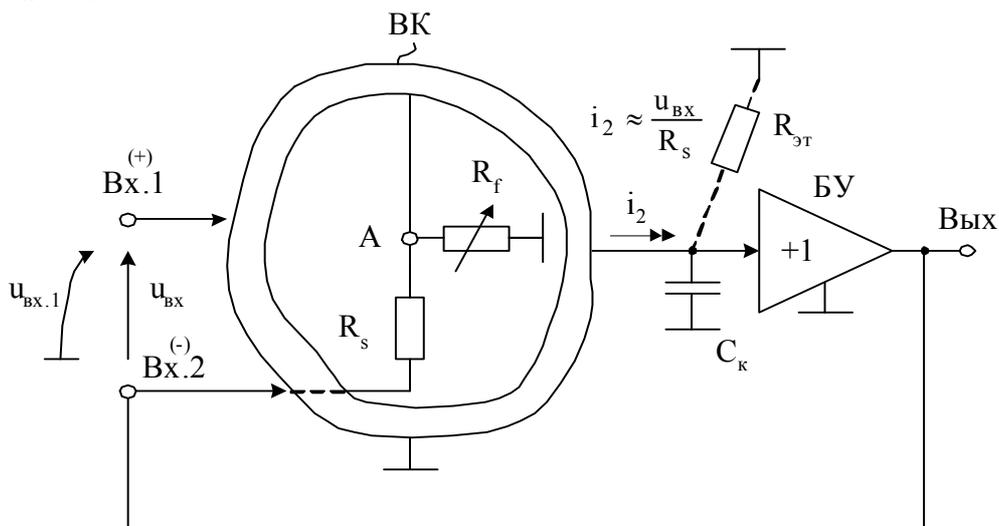


Рис. 1. Структурные особенности ОУ с токовой обратной связью

В таком «гибридном» ОУ, который целесообразно назвать операционным усилителем с обобщенной ТОС, сочетающим достоинства ОУ двух рассмотренных подклассов, сохранится традиционная

возможность регулировки коэффициента передачи замкнутой структуры за счет изменения отношения R_1/R_2 .

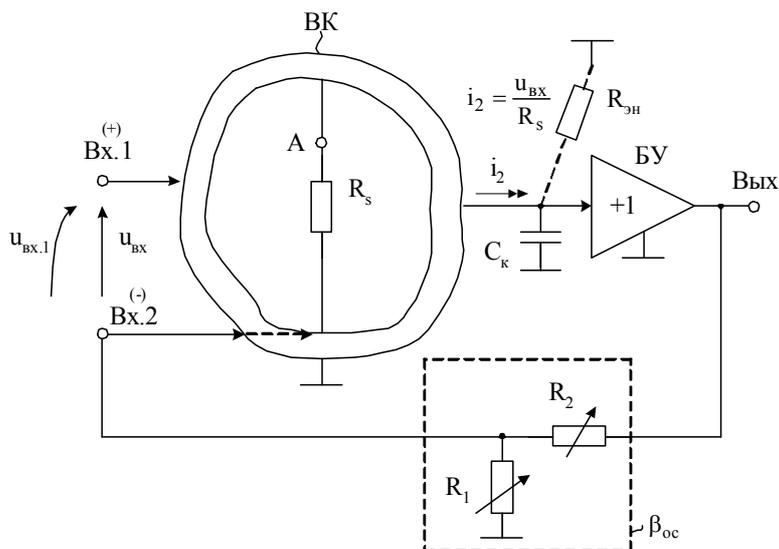


Рис. 2. Структурные особенности ОУ с обратной связью по напряжению

По существу ОУ с обобщенной ТОС (рис. 3) – это особый подкласс ОУ с широким спектром динамических характеристик, зависящих от параметров не одного, а двух четырехполюсников отрицательной обратной связи, ранее применявшихся в аналоговой микросхемотехнике отдельно и независимо друг от друга.

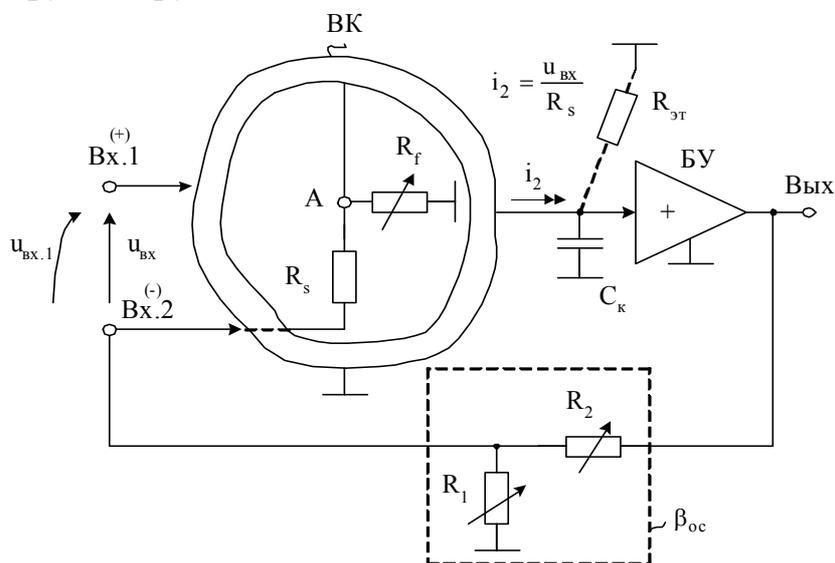


Рис. 3. Архитектура универсального ОУ с обобщенной токовой обратной связью

4. В настоящее время на рынке микроэлектронных изделий отсутствуют микросхемы, объединяющие в себе свойства ОУ с ОСН и ОУ с ТОС (выпускаются усилители либо одного, либо другого подкласса). Для организации производства ОУ с архитектурой рис. 3 необходимы

минимальные затраты на их разработку – достаточно в ОУ со структурой рис. 2 обеспечить дополнительный внешний вывод микросхемы от R_s .

Архитектура ОУ с ТОС на базе ОУ с ОСН (рис. 2) позволяет получить ряд новых качеств: 1) обеспечить многовариантную регулировку коэффициента передачи традиционными методами путем изменения отношения R_1/R_2 и/или R_s/R_f ; 2) снять «основное проклятие» ОУ с ТОС – несимметрию по инвертирующим и неинвертирующим входам, повышенную статическую ошибку, проблемы с включением емкостей параллельно резистору R_s , ограничения «снизу» на величину R_s и т.п.

Литература

1. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Савченко Е.М., Корнеев С.В. Предельные динамические параметры операционных усилителей с обратной связью по напряжению и усилителей с «токовой обратной связью» в линейном и нелинейном режимах // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: Сб. науч. тр. – М.: ИППМ РАН, 2006.– С. 229–234.

2. Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах.– Ростов н/Д.: Изд-во Северо-Кавказского науч. центра высш. шк., 2000.– 224 с.

Прокопенко Николай Николаевич – д.т.н., профессор, Заслуженный изобретатель Российской Федерации, зав.кафедрой ИСиРТ, ЮРГУЭС, 346504, г. Шахты, ул. Садовая 27, кв. 1, телефон (8636) 22-21-33, e-mail: prokopenko@sssu.ru

Хорунжий Андрей Васильевич – студент, лаборант ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС, кафедра ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, ул. Советская 275, телефон-89085065591, e-mail: andreu_rt@mail.ru

Конев Даниил Николаевич – магистрант кафедры ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, Шевченко, 147, телефон (8636) 22-21-33.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С КАНАЛОМ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНЫХ ОШИБОК

Н. Н. Прокопенко, А. В. Хорунжий, С. В. Крюков

Погрешности аналоговых интерфейсов с дифференциальным входом существенно зависят от коэффициента ослабления входных синфазных сигналов ($K_{oc.cф}$) их входных каскадов.

В соответствии с принципами собственной и взаимной компенсации [1] возможно построение каскодных дифференциальных усилителей на основе базовой схемы рис. 1, в которой $K_{oc.cф}$ повышается за счет введения специального параллельного канала подавления синфазных ошибок.

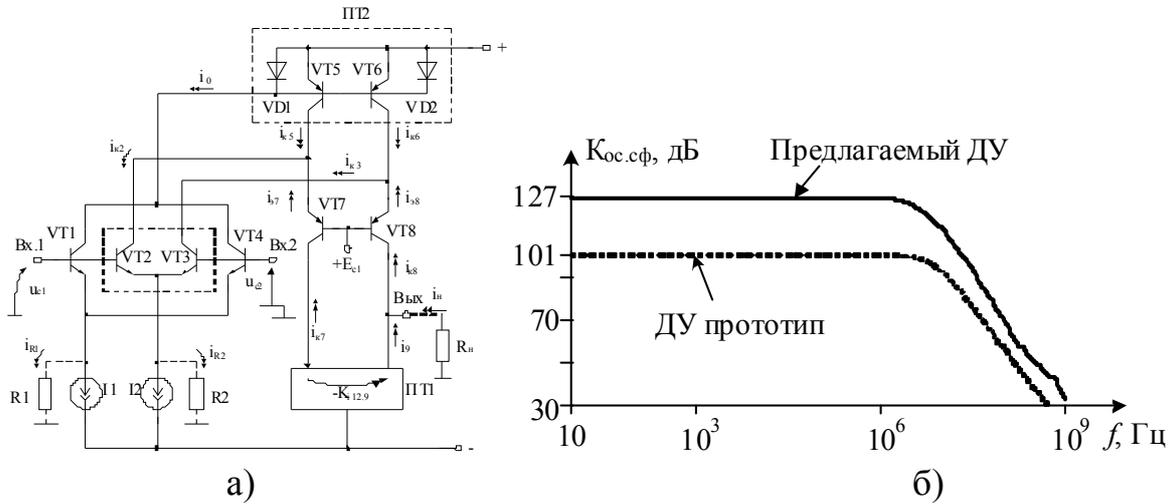


Рис. 1. Схема ДУ с повышенным $K_{oc.cф}$ (а) и его АЧХ(б)

Коэффициент ослабления входного синфазного сигнала ДУ рис.1 определяется отношением

$$K_{oc.cф} = \frac{K_y}{K_{y.cф}} \gg 1, \tag{1}$$

$$K_y = \frac{R_H i_H}{u_{c1} - u_{c2}} = \frac{R_H i_H}{u_{вх}}, \quad K_{y.cф} = \frac{2R_H i_H^*}{u_{c1} + u_{c2}}, \tag{2}$$

где $K_y \gg 1$ – коэффициент усиления дифференциального сигнала;

$K_{y.cф} \ll 1$ – коэффициент усиления синфазного сигнала;

i_H (i_H^*) – ток в нагрузке R_H , обусловленный дифференциальным (синфазным) сигналом, причем:

$$i_H \approx \frac{u_{вх}}{r_{э2} + r_{э3}} (1 + K_{i12.1}) \tag{3}$$

где $r_{э2} \approx r_{э3}$ – сопротивление эмиттерного перехода транзисторов VT2 и VT3; $K_{i12.1} \approx 1$ – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1.

Из (2) и (3) можно найти, что

$$K_y \approx \frac{R_H}{r_{э3} + r_{э2}} (1 + K_{i12.1}) \approx \frac{2R_H}{r_{э3} + r_{э2}}. \tag{4}$$

Рассмотрим далее факторы, влияющие на передачу синфазного сигнала $u_c = u_{c1} = u_{c2}$ со входа ДУ на его выход. Изменение $u_{c1} = u_{c2} = u_c$ приводит к изменению токов через выходные проводимости y_2 и y_1 источников опорного тока I_1 и I_2 :

$$i_{R1} \approx y_1 u_c; \quad i_{R2} \approx y_2 u_c. \tag{5}$$

Это приводит к появлению приращений коллекторных токов транзисторов VT1, VT4 (i_{k1} , i_{k4}) и транзисторов VT2 и VT3 (i_{k2} , i_{k3}). При этом приращение тока $i_0 = i_{R1} + i_{R2}$ поступает на вход токового зеркала ПТ2 (VT5, VT6) и создает на его синфазных выходах переменные токи i_{k5} , i_{k6} . Поэтому, токи эмиттеров транзисторов VT7 и VT8

$$i_{\varepsilon7} = i_{k2} - i_{k5} \approx u_c(0,5y_2 - K_{i2}y_1), \quad i_{\varepsilon8} = i_{k3} - i_{k6} \approx u_c(0,5y_2 - K_{i2}y_1). \quad (6)$$

где $K_{i2} = i_{k5}/i_0 \approx i_{k6}/i_0$.

Из (6) следует, что для получения нулевых приращений $i_{\varepsilon7}$ и $i_{\varepsilon8}$, а также нулевого тока в нагрузке $i_H^* = 0$, при котором $K_{y.cф} = 0$ (и как следствие $K_{oc.cф} = \infty$), необходимо, чтобы выходная проводимость источника опорного тока II удовлетворяла условию

$$y_1 = \frac{0,5}{K_{i2}} y_2. \quad (7)$$

При $y_1 = y_2$ достаточно выбрать коэффициент передачи $K_{i2} = 0,5$. В этом случае входной синфазный сигнал ДУ будет полностью подавляться и его $K_{oc.cф} = \infty$.

В общем случае выходной ток ДУ i_H^* , обусловленный наличием на его входах Вх.1 и Вх.2 синфазного сигнала u_c

$$i_H^* = i_{k8} - i_9 = \alpha_8 i_{\varepsilon8} - i_{k7} \alpha_7 K_{i12.1} = \alpha_8 i_{\varepsilon8} - \alpha_7 K_{i12.1} i_{\varepsilon7}, \quad (9)$$

где $\alpha_7 \approx 1$, $\alpha_8 \approx 1$, $K_{i12.1} \approx 1$ – коэффициенты передачи по току эмиттера транзисторов VT7 и VT8 и токового зеркала ПТ1.

Уравнение (9) можно представить в виде:

$$i_H^* = u_c [\alpha_8 (0,5y_2 - K_{i2}y_1) - \alpha_7 K_{i12.1} (0,5y_2 - K_{i2}y_1)]. \quad (10)$$

Следовательно, коэффициент передачи синфазного сигнала ДУ рис. 1

$$K_{y.cф} = \frac{R_H i_H^*}{u_c} \approx R_H \alpha_8 (0,5y_2 - K_{i2}y_1) [1 - N_i] \quad (11)$$

где $N_i = \alpha_7 K_{i12.1} / \alpha_8$ – коэффициент асимметрии элементов схемы ДУ.

Как следствие, по сравнению с известными ДУ [2], коэффициент ослабления входного синфазного сигнала предлагаемого ДУ существенно улучшается:

$$K_{oc.cф}^{-1} = 0,25y_2 (r_{\varepsilon3} + r_{\varepsilon2}) (1 - N_Y) (1 - N_i) \quad (12)$$

где $N_Y = 2K_{i2}y_1/y_2 \approx 1$ – коэффициент асимметрии проводимостей источников опорного тока I_1 и I_2 .

Причем, в сравнении с известной схемой, это повышение $K_{oc.cф}$ достигает величины:

$$n = \left| \frac{1}{1 - N_Y} \right| \gg 1 \quad (13)$$

При $K_{i2}=0,5$ и одинаковых токах источников I_1 и I_2 коэффициент асимметрии $N_Y \approx 1$, поэтому $n \gg 1$. Практически, как показывает компьютерное моделирование, $n=20 \div 100$.

Таким образом, предлагаемый ДУ более эффективен при работе с синфазным сигналом.

Литература

1. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Электроника и связь. – Киев: КПИ, 2004.– № 22.– Том 9.– С. 87–91.

2. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей.– Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006.– 231 с.

Прокопенко Николай Николаевич – д.т.н., профессор, Заслуженный изобретатель Российской Федерации, зав.кафедрой ИСиРТ, ЮРГУЭС, 346504, г. Шахты, ул. Садовая 27, кв. 1, телефон (8636) 22-21-33, e-mail: prokopenko@sssu.ru

Хорунжий Андрей Васильевич – студент, лаборант ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС, кафедра ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, ул. Советская 275, телефон-89085065591, e-mail: andreu_rt@mail.ru

Крюков Сергей Владимирович – аспирант кафедры ИСиРТ, ЮРГУЭС, г. Шахты, ул. Шевченко, 147, телефон (8636) 22-21-33.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ И ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

В. А. Сергеев, В. В. Юдин

Для описания переходных тепловых процессов в цифровых интегральных микросхемах (ИС) содержащих N логических элементов (ЛЭ) используется тепловая эквивалентная схема, показанная для структуры, содержащей три элемента, на рис. 1 [1–3].

Тепловые свойства такой структуры описываются с помощью матрицы тепловых импедансов $Z_{Tij}^{-1} = R_{Tij}^{-1} + j\omega C_{Tij}$, которые определяют степень и темп влияния мощности, выделяющейся в j -ом элементе на температуру i -го элемента, где R_{Tij} – тепловое сопротивление, а C_{Tij} – теплоемкости соответствующих участков структуры. Значения R_{Tij} и C_{Tij} определяются

топологией структуры интегральной схемы и теплофизическими свойствами полупроводника и могут быть приближенно рассчитаны из решения уравнения теплопроводности при известной геометрии элементов [1,2]. Однако, в результате наличия технологических дефектов различной природы как в самой приборной структуре так и конструкции ИС, значения тепловых импедансов реальных ИС существенно отличаются от расчетных и могут использоваться для диагностики качества ИС и более адекватной оценки их тепловых режимов.

Заметим, что в отличие от электрических цепей в

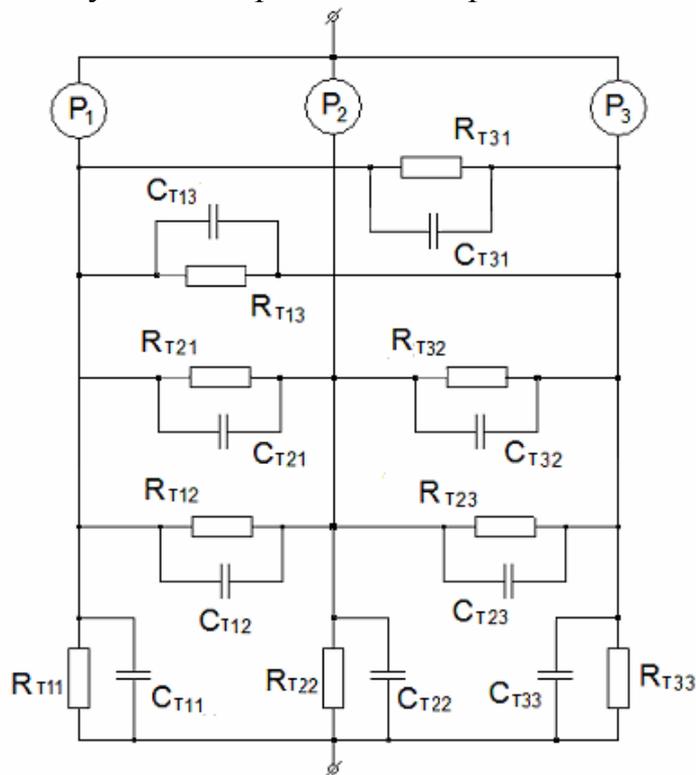


Рис. 1.

тепловой схеме ИС $Z_{Tij} \neq Z_{Tji}$ и при составлении уравнений баланса тепловых потоков для узлов схемы необходимо учитывать направление тепловых потоков. Тепловая задача для такой структуры при заданных начальных условиях сводится к решению системы дифференциальных уравнений вида:

$$C_{Tij} \frac{\partial T_{ni}}{\partial t} + \frac{T_{ni} - T_o}{R_{Tij}} + \sum_{j \neq i}^N \left[\frac{\partial (T_{ni} - T_{nj})}{\partial t} C_{Tij} + \frac{T_{ni} - T_{nj}}{R_{Tij}} \right] = P_i(t), \quad (1)$$

где $P_i(t)$ – мощность, рассеиваемая i -ым элементом, T_{nj} – температура j -го элемента, T_o – температура теплоотвода, R_{Tii} и C_{Tii} – соответственно тепловое сопротивление и теплоемкость части структуры между i -м элементом и теплоотводом, R_{Tij} и C_{Tij} – тепловое сопротивление и теплоемкость части структуры между i -ым и j -ым элементами при $i \neq j$.

Применяя преобразование Лапласа при начальном условии $\Delta T_{nj}(0) = 0$, систему (1) можно записать в виде $\sum_{j=1}^N \Theta_{ij}(s) \Delta T_{nj} = P_i(s)$, где $\Delta T_{nj} = T_{ni} - T_o$ – приращение температуры i -го элемента относительно температуры теплоотвода; $\Theta_{ij}(s)$ – изображения по Лапласу тепловых проводимостей:

$$\Theta_{ij}(s) = R_{Tij}^{-1} (1 + s\tau_{Tij}) \text{ при } i \neq j; \quad \Theta_{ii}(s) = R_{Tii}^{-1} (1 + s\tau_{Tii}) + \sum_{k=1}^N R_{Tik}^{-1} (1 + s\tau_{Tik}) \text{ при } i = j,$$

где $\tau_{Tij}=R_{Tij}C_{Tij}$ и $\tau_{Tji}=R_{Tij}C_{Tji}$ – тепловые постоянные времени соответствующих частей структуры. В общем случае элементы матрицы $\{\Theta_{ij}(s)\}$ содержит $2N^2$ неизвестных параметров тепловой схемы и для их нахождения необходимо $2N$ линейно независимых систем из N уравнений. По аналогии с электрическими цепями искомые $2N$ линейно независимых систем уравнений можно составить, разогревая поочередно по отдельности каждый из элементов ИС, изменяя при этом греющую мощность по гармоническому закону и измеряя амплитуду и фазу переменной составляющей температуры каждого элемента. Однако известные методы измерения тепловых параметров цифровых ИС [1, 3] не позволяли реализовать этот алгоритм.

Реализация алгоритма возможна с использованием разогрева ЛЭ импульсной мощностью, амплитудно (или частотно) модулированной по заданному закону [4, 5]. Этот подход был нами апробирован на микросхеме К155ИР13 с размером кристалла 2×3 мм. Вдоль больших сторон кристалла расположено по четыре выходных каскада ЛЭ, которые поочередно использовались в качестве источников тепла; в качестве температурочувствительного параметра контролируемых ЛЭ использовалось выходное напряжение логической единицы $U_{вых}^1$ с известным температурным коэффициентом [1].

Измерения проводились с модуляцией греющей мощности на частотах $\omega \ll 2\pi / \tau_{Tij}$. В этом случае и $s\tau_{Tij} = 0$ и искомой будет только матрица тепловых сопротивлений $\{R_{Tij}\}$. Поскольку тепловая связь между элементами экспоненциально убывает с ростом расстояния между ними, а в исследуемой расстояние между выходными ЛЭ порядка толщины кристалла, то существенными будут только тепловые связи между соседними ЛЭ. Результаты измерений для четырех ЛЭ ИС типа К155ИР13 приведены в таблице.

Номер греющего ЛЭ	Переменная составляющая мощности нагрева P_i , Вт	Переменная составляющая температуры перегрева, К			Тепловое сопротивление переход-корпус ИС К/Вт
		ЛЭ источника тепла	ЛЭ слева от источника	ЛЭ справа от источника	
1	0,035	$T_1 = 0,17$	$T_2 = 0,054$	–	7,01
2	0,034	$T_2 = 0,19$	$T_3 = 0,059$	$T_1 = 0,041$	8,09
3	0,034	$T_3 = 0,18$	$T_4 = 0,061$	$T_2 = 0,045$	7,65
4	0,034	$T_4 = 0,19$	–	$T_3 = 0,049$	8,03

Составление систем уравнений для расчета $\{R_{Tij}\}$ проиллюстрируем на примере тепловых схем при нагреве первого (рис.2а.) и второго (рис.2б.) ЛЭ. Условия баланса тепловых потоков в узлах «1» и «2» имеют вид :

$$\begin{cases} P_1 = (T_1'/R_{T11}) + (T_1' - T_2')/R_{T12} \\ 0 = (T_2'/R_{T22}) + (T_2' - T_1')/R_{T21} \end{cases} \quad (2a) \quad \begin{cases} 0 = (T_1''/R_{T11}) + (T_1'' - T_2'')/R_{T12} \\ P_2 = (T_2''/R_{T22}) + (T_2'' - T_1'')/R_{T21} \end{cases} \quad (2б)$$

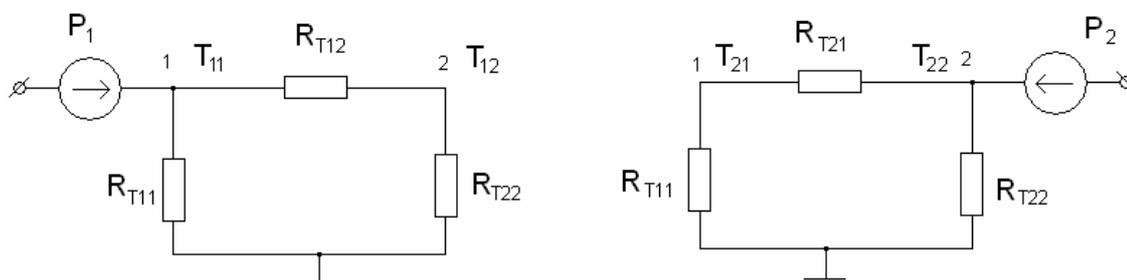


Рис. 2.

Подставляя в системы (2а) и (2б) измеренные значения мощности и температуры из таблицы, получим в качестве решения следующие значения: $R_{T11}=8,39\text{К/Вт}$, $R_{T22}=11,15\text{ К/Вт}$, $R_{T12}=31,32\text{ К/Вт}$, $R_{T21}=24,36\text{ К/Вт}$. Полное тепловое сопротивление первого ЛЭ $\Sigma R_i = R_{T11}(R_{T12} + R_{T22}) / (R_{T11} + R_{T12} + R_{T22}) = 7,00\text{ К/Вт}$, что хорошо согласуется с известными данными [1]. Аналогичным образом определяются тепловые сопротивления других ЛЭ.

Предлагаемый метод может быть использован для определения параметров тепловой модели ИС как в технологическом процессе, так и на входном контроле, что позволит повысить качество продукции и надежность работы цифровых микросхем в составе электронных блоков.

Литература

1. Закс Д.И. Параметры теплового режима полупроводниковых микросхем. М.: Радио и связь, 1983.– 128 с.
2. Архангельский А.Я., Савинова Т.А. Электротепловые модели компонентов и модель теплового взаимодействия для расчета интегральных схем // Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника.– 1986.–Т. 29.– № 12.– С. 45–50.
3. Чернышев А.А., Тюхин А.А. Контроль тепловых характеристик интегральных схем // Зарубежная радиоэлектроника.– 1983.–№ 5.–С.90–95.
4. Патент РФ 2003128. Способ определения теплового сопротивления переход-корпус полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев, В.В. Юдин // Бюл. изобр.– 1993– № 41–42.
5. А.с. 1310754 СССР. Способ измерения теплового сопротивления переход-корпус цифровых интегральных микросхем/ В.А. Сергеев, Г.Ф.Афанасьев, Б.Н. Романов, В.В. Юдин // Бюл. изобр.– 1987.– № 18.

Сергеев Вячеслав Андреевич – д.т.н., директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники РАН, заведующий кафедрой «Радиотехника, опто- и наноэлектроника» УлГТУ, ufire@mv.ru

Юдин Виктор Васильевич – главный специалист Комитета ЖКХ и энергетики г. Ульяновска 687681_27@mail.ru

СИНТЕЗ ЭЛЕМЕНТОВ С ПОСТОЯННОЙ ФАЗОЙ НА ОСНОВЕ ОДНОМЕРНЫХ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ RC-ЭЛЕМЕНТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

А. В. Трибунских

Комплементарные резистивно емкостные элементы с распределенными параметрами (KRC-ЭРП) получают при разрезании одномерного однородного (ОО) RC-ЭРП вдоль его длины на две части, каждая из которых в общем случае является одномерным неоднородным (ОН) RC-ЭРП [1]. Кроме сохранения при этом компактности исходного ОО RC-ЭРП, новая конструкция приобретает дополнительные степени свободы для реализации заданных частотных и временных характеристик. Во-первых, появляется неоднородность погонных параметров полученных частей структуры, связанная с возможностью выполнения разреза по любому закону. Поэтому, выбирая закон разреза и изменяя его параметры, можно влиять на те или иные параметры характеристик аналогового устройства обработки сигналов (АУОС), в частности, элемента с постоянной фазой (ЭПФ), построенного на основе такого элемента. Во-вторых, можно коммутировать входные и выходные контакты отдельных частей элемента с целью получения новых функциональных возможностей.

В данной работе предложен и реализован общий подход к синтезу элементов с постоянной фазой на основе одномерных комплементарных (ОК) RC-ЭРП с учетом особенностей неоднородных RC-ЭРП.

Задача оптимального синтеза АУОС, характеристика которого $C(\omega, \vec{D})$ в рабочем диапазоне частот ω с заданной точностью воспроизводит $\xi(\omega)$, может быть представлена следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при ограничениях} \quad \left\{ \begin{array}{l} \|\xi(\omega) - C(\omega, \vec{D})\| \leq \delta \quad a) \\ C(\omega, \vec{D}) \in G \quad \quad b) \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (1)$$

необходимо, чтобы $S = \min(\max)$. Здесь S – оптимизируемая функция (характеристика), $\vec{D} = \{D_1, \dots, D_m\}$ – вектор нормированных параметров, которые могут быть нормированными значениями элементов цепи, конструктивными параметрами и т.п., G – класс функций, удовлетворяющих условию физической реализуемости, множество E – рабочий диапазон частот.

Вектор нормированных параметров \vec{D} для ОК RC-ЭРП практически представляет собой совокупность параметров линии разреза. Исходя из практической реализуемости разреза с заданной точностью, можно задать его закон, а, следовательно, закон изменения ширины обеих частей

структуры, в частности, в виде алгебраического полинома n -го порядка $b(x) = k_n x^n + \dots + k_2 x^2 + k_1 x + k_0$, где x – нормированная относительно длины элемента пространственная координата, k_i – нормированные по отношению к x параметры закона разреза. Таким образом, вектор нормированных параметров линии разреза имеет вид $\bar{D} = \{k_0, k_1, k_2, \dots, k_n\}$.

Так как характеристика АУОС $C(\omega, \bar{D})$, реализуемого на основе ОК РС-ЭРП, будет трансцендентной функцией частоты ω и получить ее аналитическое выражение в общем виде практически не возможно, то наиболее целесообразно задание $\xi(\omega)$ в (1) в виде некоторого «окна» в рабочей области характеристики $C(\omega)$ с требуемыми размерами, попадание в которое с заданной степенью приближения будет достигаться изменением конструктивных параметров топологии ОК РС-ЭРП, в данном случае параметров закона разреза.

В качестве примера рассмотрен синтез элемента с постоянной фазой на основе ОК РС-ЭРП со структурой слоев вида R–C–0, реализующего постоянную (с заданной степенью приближения) фазу входного импеданса в максимально возможном диапазоне частот. В данном случае целевой функции S является рабочий диапазон частот ФЧХ входного импеданса ОК РС-ЭРП для N -го варианта включения его частей.

Изложенная выше концепция оптимального синтеза АУОС на основе ОК РС-ЭРП реализована в виде программы «Анализ и синтез одномерных неоднородных и комплементарных РС-ЭРП», которая позволяет производить анализ и синтез как ОН, так и ОК РС-ЭРП с различными законами разреза $b(x)$.

Анализ ОК РС-ЭРП в данной программе выполняется методом конечных распределенных элементов (МКРЭ) [2], при котором его части делятся на m конечных элементов, каждый из которых моделируется с помощью одномерных однородных (ОО) РС-ЭРП. Предложенная программа позволяет сделать вывод, что, в частности, для получения результатов с погрешностью не более 1% при реализации ЭПФ со значением постоянного фазового сдвига ФЧХ $\varphi_z = -30^\circ$ и неравномерностью ФЧХ в рабочем диапазоне частот $\Delta\varphi = \pm 0,5^\circ$ количество конечных элементов должно быть $m \geq 200$.

Поиск оптимального закона разреза производится перемещением вектора нормированных параметров $\bar{D} = \{k_0, k_1, k_2, \dots, k_n, N\}$ в пространстве нормированных коэффициентов k_i для фиксированного варианта включения N . Предварительно производится выбор варианта включения частей ОК РС-ЭРП N , который потенциально может реализовать требуемую характеристику, и расчет частотных характеристик для этого выбранного варианта.

Данная задача синтеза решалась для различных значений порядка алгебраического полинома n , по которому выполнен разрез ОК РС-ЭРП.

Анализ полученных результатов синтеза показывает, что с увеличением порядка полинома n , представляющего закон прорези, увеличивается диапазон постоянства ФЧХ входного импеданса ОК РС-ЭРП. Если для $n=1$ диапазон постоянства ФЧХ входного импеданса составляет 0,63 декады, то для $n=2$ уже 1,00353 декады, т.е. на 59% больше. Однако, дальнейшее увеличение порядка n к существенному увеличению рабочего диапазона ЭПФ не приводит. Так, например, увеличение n с 3 до 4 увеличивает рабочий диапазон всего лишь на 3%.

Литература

1. Гильмутдинов А.Х., Ушаков П.А. Анализ комплементарных РС-элементов с распределенными параметрами и некоторые характеристики РС-фильтров на их основе // Радиоэлектронные устройства и системы: Межвуз. сб. научн. трудов. – Казань: Изд-во КГТУ, 1996. – С. 121–131.

2. Гильмутдинов А.Х., Гоппе А.А. Анализ РС-элементов с поверхностно-распределенными параметрами методом конечных распределенных элементов // Тез. докл. науч.-техн. конф. КАИ по итогам работы за 1992-93 гг. – Казань: Казан. авиационный ин-т, 1994. – С. 218.

Трибунских Алексей Викторович – ассистент кафедры радиоэлектроники и информационно-измерительной техники Казанского государственного технического университета им. А.Н.Туполева. Адрес для переписки: tribunskih@googlemail.com. Телефон: +79172572006

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕОДНОРОДНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РС-ЭЛЕМЕНТА С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

П. А. Ушаков

РС-элементы с распределенными параметрами (РС-ЭРП) могут быть использованы в активных РС-фильтрах (в том числе, изготавливаемых в составе БИС) [1], а также в качестве элементов с постоянной фазой входного импеданса (constant phase element – CPE) вместо используемых для этих целей так называемых «фрактансов» – цепей, содержащих РС-элементы с сосредоточенными параметрами и реализующих входной

импеданс на основе представления трансцендентной функции цепными дробями [2].

С целью исследования функциональных возможностей РС-ЭРП (в частности, для активных РС-фильтров – возможность адаптивной настройки фильтра, а для СРЕ – возможность получения заданного уровня постоянства ФЧХ в максимально широком диапазоне частот) в данной работе предлагается математическая модель дважды неоднородного РС-ЭРП. Во-первых, неоднородность задается законом изменения ширины резистивного слоя РС-ЭРП, а во-вторых – законом изменения удельного поверхностного сопротивления. Кроме того, в модели будет учтена неидеальность свойств диэлектрика, разделяющего резистивный слой и проводящую обкладку РС-ЭРП.

Рассмотрим одномерную модель РС-ЭРП со структурой слоев вида R-C-G-0, сечение которого изображено на рис. 1, а. Воспользуемся методом, который заключается в замене РС-ЭРП эквивалентной схемой из каскадно соединенных отрезков однородных РС-линий, матричные параметры

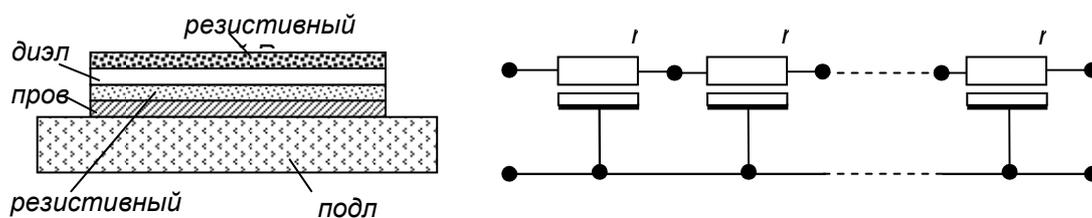


Рис. 1. Одномерный РС-ЭРП: а – структура слоев; б – схема замещения по методу конечных распределенных элементов

которых можно получить аналитическим путем [3]. Такая схема показана на рис. 1, б. Каждый из отрезков этой схемы (по существу – разновидность конечного элемента, который в дальнейшем будем называть «конечный распределенный элемент» – КРЭ) характеризуется следующей матрицей у-параметров:

$$[Y_i] = \Theta_i \cdot \begin{bmatrix} \operatorname{cth} \Theta_i & -\operatorname{cosech} \Theta_i \\ -\operatorname{cosech} \Theta_i & \operatorname{cth} \Theta_i \end{bmatrix},$$

где $\Theta_i = \Theta/n$ – постоянная распространения i -го отрезка RCG-линии; n – число элементов разбиения; $\Theta = \sqrt{j\omega RCG/(G + j\omega C)}$ – постоянная распространения RCG-линии, R , C и G – полное сопротивление, емкость и поперечная проводимость РС-ЭРП, ω – круговая частота.

Величины R , C и G , выраженные через геометрические параметры РС-ЭРП и удельные параметры слоев, можно получить в виде:

$$R = \rho_{нов} \cdot k_\phi; \quad C = \frac{C_{уд}}{k_\phi} l^2; \quad G = \frac{g_{уд}}{k_\phi} l^2,$$

где $k_\phi = l/b$ – коэффициент формы, l и b – длина и ширина RC -ЭПП, $g_{уд.}$ – удельная поперечная проводимость диэлектрического слоя, $\rho_{нов.}$ – сопротивление квадрата резистивного слоя, $C_{уд.}$ – удельная емкость структуры.

Для упрощения выражений положим $GR = \alpha$, тогда из (1), используя (2), получим выражение для постоянной распространения в виде

$$\Theta = \sqrt{j\omega RC\alpha / (\alpha + j\omega C)}.$$

Найдем матрицу параметров для случая, когда неоднородность RC -ЭПП заключается в изменении его ширины по закону $b(x)$ (при постоянном $\rho_{нов.}$). При этом параметры отрезков однородных RCG -линий g_i , r_i , c_i , с помощью которых представляются КРЭ RCG -ЭПП, можно найти из выражений:

$$g_i = \frac{Gb(\Delta x_i)}{n} = \frac{\alpha b(\Delta x_i)}{Rn}, \quad r_i = \frac{R}{b(\Delta x_i)n}, \quad c_i = \frac{Cb(\Delta x_i)}{n},$$

где Δx_i – длина элементарного отрезка, n – число элементарных отрезков по длине RCG -ЭПП.

Тогда в соответствии с (1) выражение для постоянной распространения элементарного отрезка RCG -линии Θ_i примет вид:

$$\Theta_i = \sqrt{\frac{j\omega c_i \cdot g_i r_i}{j\omega c_i + g_i}} = \sqrt{\frac{j\omega CR\alpha}{n^2(j\omega CR + \alpha)}} = \frac{\Theta}{n}, \quad (3)$$

а Y -матрица i -го КРЭ неоднородного по ширине RCG -ЭПП:

$$[Y_i]_{b=b(x)} = \frac{\Theta_i}{r_i} \begin{bmatrix} \text{cth}\Theta_i & -\text{cosech}\Theta_i \\ -\text{cosech}\Theta_i & \text{cth}\Theta_i \end{bmatrix} = \frac{\Theta \cdot b(x_i)}{R} \begin{bmatrix} \text{cth}\Theta_i & -\text{cosech}\Theta_i \\ -\text{cosech}\Theta_i & \text{cth}\Theta_i \end{bmatrix} \quad (4)$$

Рассмотрим случай, когда сопротивление квадрата пленки резистивного слоя зависит от координаты x , т.е. $\rho_{нов.}(x) \neq const$, а $b(x) = b_0 = const$. При этом эквивалентная схема соответствует рис. 1, б.

Ограничим диапазон изменения сопротивления резистивного слоя максимальным и минимальным сопротивлениями квадрата резистивного слоя $\rho_{нов.\min}$ и $\rho_{нов.\max}$. Для удобства пронормируем эти значения и введем обозначения:

$$M_{\min} = \frac{\rho_{нов.\min}}{\rho_{нов.0}}; \quad M_{\max} = \frac{\rho_{нов.\max}}{\rho_{нов.0}},$$

где $\rho_{нов.0}$ – исходное сопротивление квадрата резистивного слоя. Тогда выражения для погонных параметров отрезков RCG -линий r_j , g_j , c_j можно записать в виде:

$$r_i = k_\phi \rho_{нов_i} = k_\phi \rho_{нов_0} M(x_i); \quad g_i = G/n = \alpha/Rn; \quad c_i = C/n,$$

где $M(x_i)$ – текущее нормированное значение поверхностного сопротивления.

Подставляя эти выражения в (3), получим выражение постоянной распространения Θ_i КРЭ с учетом закона распределения $\rho_{нов.}(x)$:

$$\Theta_i = \sqrt{\left(\frac{j\omega c_i \cdot g_i}{j\omega c_i + g_i} \right) r_i} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{j\omega RC \alpha M(x_i)}{j\omega RC + \alpha}} = \frac{\Theta}{n} \sqrt{M(x_i)}.$$

Тогда Y -матрица для i -го КРЭ RC -ЭРП неоднородного по сопротивлению квадрата резистивного слоя будет иметь вид

$$[Y_i]_{\rho=\rho(x)} = \frac{\Theta_i}{r_i} \begin{bmatrix} cth\Theta_i & -\operatorname{cosech}\Theta_i \\ -\operatorname{cosech}\Theta_i & cth\Theta_i \end{bmatrix} = \frac{\Theta}{\sqrt{M(x_i)}R} \begin{bmatrix} cth\Theta_i & -\operatorname{cosech}\Theta_i \\ -\operatorname{cosech}\Theta_i & cth\Theta_i \end{bmatrix}$$

Для того чтобы найти Y -матрицу i -го отрезка RCG -линии с учетом одновременно неоднородности по ширине и неоднородности по удельному поверхностному сопротивлению резистивного слоя, достаточно подставить в (6) полное сопротивление отрезка в виде:

$$r_i = k_{\Phi i} \cdot \rho_{пов i} = \frac{\rho_{пов i}}{n \cdot b(\Delta x_i)}.$$

После несложных преобразований получим Y -матрицу i -го отрезка RCG -ЭРП, учитывающую неоднородности по ширине и по удельному поверхностному сопротивлению резистивного слоя в виде:

$$[Y_i]_{\substack{b=b(x) \\ \rho=\rho(x)}} = \frac{\Theta \cdot b(\Delta x_i)}{\sqrt{M(x_i)}R} \begin{bmatrix} cth\Theta_i & -\operatorname{cosech}\Theta_i \\ -\operatorname{cosech}\Theta_i & cth\Theta_i \end{bmatrix}.$$

Таким образом, выражение (7) получается умножением (6) на множитель $b(\Delta x_i)$, задающий закон изменения ширины RC -ЭРП.

Имея матрицы u -параметров КРЭ, несложно объединить эти матрицы и получить глобальную Y -матрицу, которую можно использовать для расчета схемных функций как собственно неоднородного RC -ЭРП со структурой слоев $R-C-G-0$ при заданных неоднородностях, так и устройств, в которых они используются.

Технологические методы получения указанных неоднородностей хорошо известны. Закон изменения ширины формируется с высокой точностью методом фотолитографии. Закон изменения удельного сопротивления резистивного слоя целесообразно задавать с помощью внешних полей различной природы, выбирая материал резистивного слоя чувствительный к данному типу поля. Так, в полупроводниковых RC -ЭРП, сопротивлением резистивного слоя которых является инверсный слой МОП-структуры, закон изменения удельного сопротивления можно задавать подачей разных напряжений смещения на отдельные затворы многозатворной МОП-структуры, работающей на линейном участке ВАХ.

Литература

1. Lih-Juan Pu, Tsividis Y. Transistor only frequency-selective circuits // IEEE J. Solid-State Circuits.— 1990.— Vol. 25, N. 3.— P. 821–832.

2. Pu Y., Yuan X., Ke L., Jiliu Z., Ni H., Yi Z. A Recursive Net-Grid-Type analog Fractance Circuit for Any Order Fractional calculus // Proceedings of the IEEE International conference on Mechatronics & Automation. Niagara Falls, Canada, July 2005.– P.1375–1380.

3. Гильмутдинов А.Х. Резистивно-емкостные элементы с распределенными параметрами: анализ, синтез и применение. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2005.– 350 с.

Ушаков Петр Архипович – канд. техн. наук, профессор, профессор кафедры «Конструирование радиоэлектронной аппаратуры» ГОУ ВПО «Ижевский государственный технический университет». Адрес для переписки: 426069, Ижевск, ул. 7-я Подлесная, д.34, кв. 164. Тел. дом. (3412) 592286. E-mail: ushpet@izh.com.

НОВЫЕ ПОДХОДЫ К АНАЛИЗУ И СИНТЕЗУ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ НЕОДНОРОДНЫХ RC-ЭЛЕМЕНТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

П. А. Ушаков

Резистивно-емкостные элементы с распределенными параметрами (RC-ЭРП) являются перспективной элементной базой для устройств аналоговой обработки сигналов, сочетающие в себе компактность, надежность, возможность выполнять, в частности, операции дробного дифференцирования и интегрирования, формирования спектров, формы сигналов и т.п. [1]. Однако систематическое исследование функциональных возможностей RC-ЭРП, содержащих статические неоднородности, позволяющие формировать требуемые характеристики RC-ЭРП, а также проектирование устройств аналоговой обработки сигналов на основе этих элементов сдерживается отсутствием интегрированной среды проектирования, которая характерна для всех современных САПР. Это в полной мере относится и к параметрическим RC-ЭРП, электрофизическими характеристиками слоев которых можно управлять с помощью внутренних и внешних воздействий, а также к RC-ЭРП с нелинейными характеристиками материалов слоев.

Поэтому в данной работе рассмотрена концепция создания среды проектирования, обобщающая накопленный опыт анализа и синтеза неоднородных RC-ЭРП и устройств на их основе и позволяющая (при разработке соответствующих математических моделей) на общей

алгоритмической основе проектировать линейные и нелинейные РС-ЭРП с различного рода статическими и динамическими неоднородностями.

РС-ЭРП представляют собой многополюсные элементы, характеристики которых определяются последовательностью чередования составляющих их слоев, электрофизическими свойствами материалов слоев, их геометрическими размерами и конфигурацией, местоположением и формой контактных площадок, обеспечивающих возможность различного включения РС-ЭРП в схему устройства, а также характером и расположением статических и динамических неоднородностей.

Для РС-ЭРП и устройств на их основе нет завершенных исследований о потенциальных возможностях той или иной структуры и разработанных методов их синтеза. Поэтому, учитывая огромное количество степеней свободы конструкции РС-ЭРП, предлагается реализовать два подхода к синтезу РС-ЭРП и устройств на их основе, взаимно дополняющие друг друга. Первый подход основан на создании и использовании архива данных различных базовых конструкций (БК) РС-ЭРП и устройств на их основе. Данные о конструктивных параметрах БК РС-ЭРП вместе с предельно достижимыми параметрами характеристик при различных вариантах его включения, заносятся в базу данных с помощью одной из известных, или с помощью специально разработанной СУБД. Эта база данных должна постоянно пополняться удачными конструктивными решениями, полученными в процессе проектирования устройств на основе РС-ЭРП. Аналогичная база данных создается и для устройств на основе БК. Применение современных интернет-технологий – еще один путь пополнения базы данных за счет разработок специалистов (с соблюдением авторских прав), работающих в данной области.

Если в архиве нет подходящей БК или устройства, реализующего заданные технические требования, то программа должна переходить в режим синтеза конструкции РС-ЭРП или устройства, т.е. реализовать второй подход. Учитывая огромное число степеней свободы конструкции РС-ЭРП, такая задача может быть решена с помощью методов эволюционного проектирования, в частности – генетических алгоритмов (ГА) [2].

Скорость синтеза и достоверность полученных результатов в значительной мере определяется скоростью работы алгоритмов анализа, реализующих выбранный метод анализа РС-ЭРП, и точностью математических моделей. Для решения одномерных и двумерных уравнений Гельмгольца, описывающих распределение потенциалов в резистивных слоях РС-ЭРП в установившемся режиме, в [3] использована гибридная схема МКЭ, точность которой не зависит от частоты, и определяется количеством КЭ. Дальнейшим развитием этого метода является метод аналогового моделирования, названный методом конечных распределенных элементов (МКРЭ) [3].

Опыт применения МКРЭ при анализе и синтезе РС-ЭРП со сложной топологией и хорошее совпадение расчетов с результатами измерений на реальных образцах и физических моделях, а также с результатами других авторов, позволяют принять данный метод анализа РС-ЭРП в качестве теоретической и алгоритмической основы вычислительного ядра создаваемой концепции.

С целью расширения функциональных возможностей и улучшения характеристик проектируемых устройств на основе РС-ЭРП за счет максимального использования их потенциальных возможностей нами предлагается метод обобщенных КРЭ (МОКРЭ) на основе нового КРЭ со структурой слоев вида R1-G1-C1-R-C2-G2-R2. Очевидно, что такая обобщенная структура существует только в виде его математической модели, из которой можно получить КРЭ с разнообразными структурами слоев, в том числе такими, которые еще не применялись в практике проектирования РС-ЭРП. Поэтому новый тип КРЭ был назван виртуальным обобщенным КРЭ (ВОКРЭ).

Структура слоев прямоугольного конечного элемента с размерами сторон h_1 и h_2 , полученного при разбиении гипотетического РС-ЭРП со структурой слоев вида R1-G1-C1-R-C2-G2-R2 на N прямоугольных конечных элементов, представлена на рис.1, а. Условное графическое обозначение одномерного однородного виртуального обобщенного конечного распределенного элемента (ВОКРЭ) со структурой слоев вида R1-G1-C1-R-C2-G2-R2, с помощью которого моделируются полученные конечные элементы, изображено на рис.1, б.

Представление РС-ЭРП в виде совокупности N прямоугольных ВОКРЭ, каждый из которых характеризуется набором параметров $(\rho_{\square 1})_{ij}$, $(g_{y\delta 1})_{ij}$, $(C_{y\delta 1})_{ij}$, $(\rho_{\square 2})_{ij}$, $(C_{y\delta 2})_{ij}$, $(g_{y\delta 2})_{ij}$, $(\rho_{\square 2})_{ij}$, (индексы i, j указывают на то, что значения удельных параметров могут меняться от одного конечного элемента к другому), позволяет метод ОКРЭ использовать для анализа одномерных неоднородных РС-ЭРП, не имеющих точного аналитического решения, двумерных однородных, двумерных неоднородных, а также параметрических и нелинейных РС-ЭРП с соответствующими

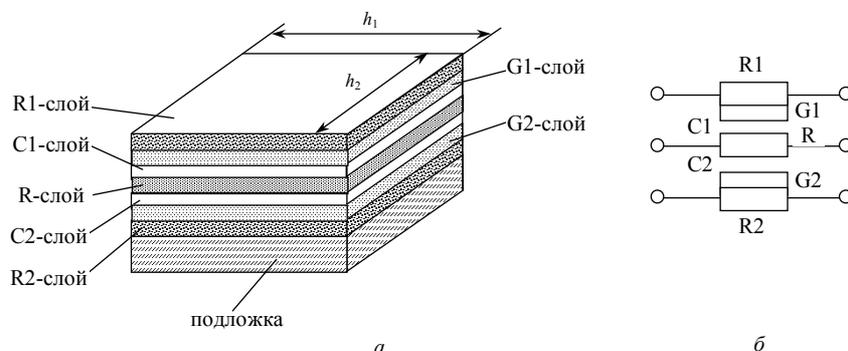


Рис. 1. Виртуальный конечный элемент (а) и УГО одномерного однородного виртуального обобщенного конечного распределенного элемента (б) со структурой слоев вида R1-G1-C1-R-C2-G2-R2

структурами слоев.

ВОКРЭ действительно является обобщенным элементом, на основе которого можно получить элементы с такими известными структурами слоев, как R-C-0, R-C-G-0, R-C-NR, C-R-NC, так и с новыми, еще не исследованными структурами КРЭ. Более того, из ВОКРЭ можно получить не только разновидности РС-ЭРП, но и традиционные ЭСП: R и C.

Необходимо отметить, что для каждой из структур слоев КРЭ возможны его варианты, отличающиеся различными законами изменения толщины слоев, электрофизическими свойствами материалов и т. п. Разработав математические модели этих элементов в одномерном однородном и (или) неоднородном вариантах, для которых имеются точные аналитические решения, можно создать основу анализа РС-ЭРП методом ОКРЭ.

Анализ устройств на основе РС-ЭРП предлагается выполнять методом многополюсных подходов, а синтез новых конфигураций схем производить так же, как и синтез РС-ЭРП, с помощью ГА.

Литература

1. Гильмутдинов А.Х., Ушаков П.А. Распределенные резистивно-емкостные элементы: конструкции, применение, перспективы // Датчики и системы.– 2003.– №7. – С. 63–70.
2. Печенкин А.Ю., Ушаков П.А. Синтез топологии резистивно-емкостных функциональных элементов с помощью генетического алгоритма. // Материалы конференции «Электроника и информатика – 2005».– М.: 2005.– С. 196.
3. Гильмутдинов А.Х. Резистивно-емкостные элементы с распределенными параметрами: анализ, синтез и применение.– Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2005.– 350 с.

Ушаков Петр Архипович – канд. техн. наук, профессор, профессор кафедры «Конструирование радиоэлектронной аппаратуры» ГОУ ВПО «Ижевский государственный технический университет». Адрес для переписки: 426069, Ижевск, ул. 7-я Подлесная, д.34, кв. 164. Тел. дом. (3412) 592286. E-mail: ushpet@izh.com.

КОРРЕКЦИОННЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ТОКА

В. К. Чекин

Точность измерений – одна из основных задач современной энергетики. Известные способы снижения погрешностей измерительных трансформаторов тока увеличивают инерционность устройства, что делает невозможным его применение в ряде случаев, так например для подключения релейной защиты. Возможен способ снижения погрешностей, в котором предложен новый путь снижения погрешности преобразования – формирование сигнала, пропорционального сумме токов ветви намагничивания и вторичной цепи.

Рассмотрим работу коррекционного трансформатора тока (рис. 1). По первому закону *Кирхгофа* имеем:

$$i_2 = i_1 - i_0, \quad (1)$$

где i_2 – приведенный ток вторичной цепи, i_1 – измеряемый ток, i_0 – приведенный ток ветви намагничивания.

Выражение (1) перепишем в виде

$$i_2 + i_0 = i_1. \quad (2)$$

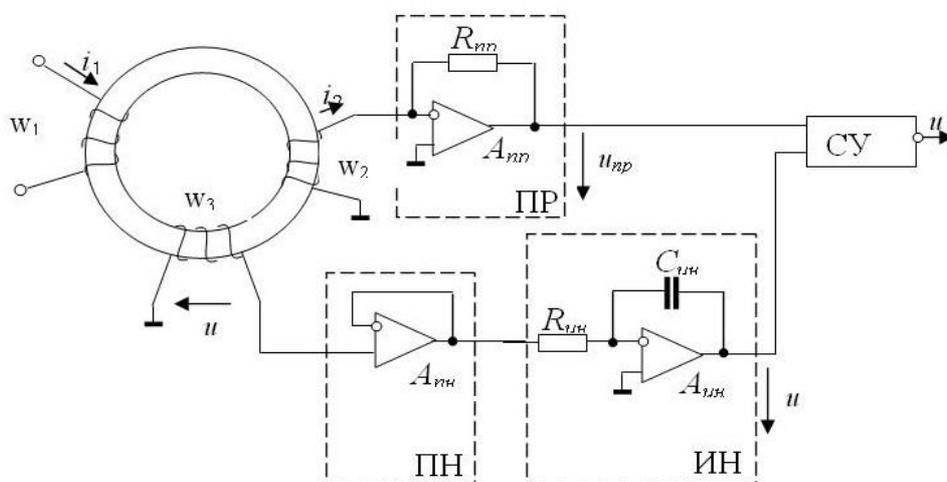


Рис.1. Коррекционный измерительный трансформатор

Из выражения (2) видно, что погрешность преобразования определяется наличием намагничивающего тока i_0 . Выражение (2) показывает путь снижения погрешности – формирование сигнала пропорционального первичному току и равного, сумме токов ветви намагничивания и вторичной цепи.

Информацию о токе намагничивания можно получить используя третью обмотку w_3 . Информационным сигналом о токе намагничивания будет являться напряжение на этой обмотке.

Трансформатор тока является устройством индукционного типа, таким образом, для восстановления прямо пропорциональной зависимости необходимо выполнить операцию интегрирования напряжения по времени, используя при этом, например, операционный преобразователь - интегратор напряжения (ИН).

По обмотке w_3 протекает паразитный ток при наличии которого операция интегрирования выполняется не корректно и получившийся сигнал не будет истинным. Для устранения этого недостатка используется повторитель напряжения – ПН, входное сопротивление которого 10^{12} Ом, а выходное очень мало.

Напряжение с третьей обмотки u_0 через повторитель напряжения подается на вход интегратора напряжения, выходное напряжение которого описывается выражением

$$u = -\frac{1}{R_{ин} C_{ин}} \int u dt = -\frac{M}{R_{ин} C_{ин}} \int di_0 = -\frac{M}{R_{ин} C_{ин}} i_0. \quad (3)$$

Выражение (3) написано с учетом того, что

$$u_0 = M \frac{di_0}{dt}.$$

Выходной сигнал о токе намагничивания трансформатора тока получился в виде напряжения, поэтому ток i_2 необходимо преобразовать в напряжение

$$u_{np} = -R_{np} i_2, \quad (4)$$

с помощью преобразователя ток – напряжение (ПР).

Анализируя выражение (3), можно увидеть зависимость выходного напряжения на интеграторе от тока ветви намагничивания.

Таким образом, получены два информативных сигнала: о токе намагничивания и токе вторичной цепи. Используя сумматор с коэффициентами передачи по обоим входам, равными -1 , получаем сигнал в виде напряжения, характеризующий первичный ток как сумму вторичного и намагничивающего тока.

$$u_{\Sigma} = R_{np} i_2 + \frac{M}{R_{ин} C_{ин}} i_0 = k(i_2 + i_0). \quad (5)$$

Выражение (5) написано при условии, что

$$R_{np} = \frac{M}{R_{ин} C_{ин}} = k. \quad (6)$$

Таким образом, проводится коррекция погрешностей преобразования. Погрешности коррекционного трансформатора тока зависят от правильного выбора сопротивления R_{np} которое в свою очередь зависит от коэффициента взаимной индукции M по формуле (6). Фактически M будет изменяться по кривой намагничивания $B(H)$ ферромагнитного сердечника трансформатора тока (кривая 1 рис. 2).

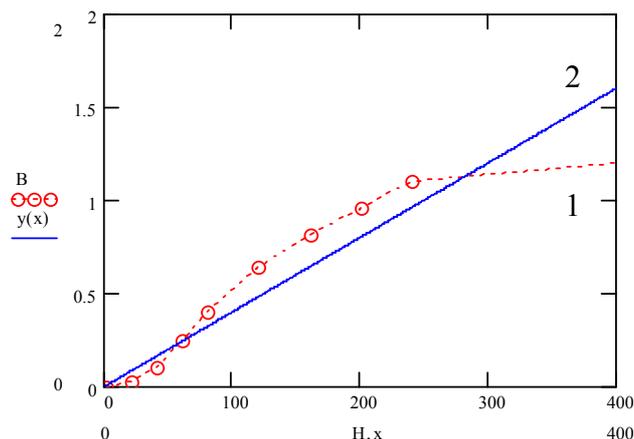


Рис. 2. Кривая 1 – экспериментальная кривая намагничивания; кривая 2 – аппроксимированная кривая.

Кривая намагничивания имеет нелинейный характер. Аппроксимируем ее и найдем зависимость (кривая 2 на рис. 2), имеющую вид

$$y(x) = kx, \quad (7)$$

где $k = R_{np}$.

Выводы. Предложенное решение трансформатора тока не содержит цепи обратной связи, поэтому при малых погрешностях преобразования устойчивость и быстродействие устройства повышается по сравнению с другими трансформаторами тока. Отметим, что для выполнения условия (6) необходимо произвести градуировку (настройку) коррекционного трансформатора.

Литература

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. школа, 1973. – 752 с.
2. Волгин Л.И., Матчак А.Т. Интегрирующие устройства без накопления погрешности от смещения нуля // Измерение, контроль, автоматизация. – 1975. – №2. – С. 38–42.
3. Трансформаторы тока / В.В.Афанасьев, Н.М.Адоньев, В.М.Кибель и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 416 с.

Чекин Владимир Константинович – аспирант кафедры «Электроснабжение» Ульяновского государственного технического университета. Дом. адрес: г. Ульяновск, ул. Репина, д.45, кв. 245. Тел. дом.: (8422) 46-70-53. E-mail: v.chekin@mail.ru.

СИНТЕЗ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ В РЕЖИМЕ ПОВЫШЕННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

В. К. Шакурский, Д. А. Нагаев

Различные автоколебательные системы широко используются в качестве управляемых генераторов периодических колебаний, частотных и фазовых модуляторов, параметрических генераторных преобразователей для систем контроля и управления, и в других случаях. Недостатком автоколебательных систем является жесткая связь частоты генерируемых колебаний с резонансными частотами используемых фильтров. Поэтому, например, коэффициент преобразования девиации резонансной частоты фильтра в девиацию частоты генерируемого сигнала всегда близок к единице.

Исследования сложных автоколебательных систем показали, что существует теоретическая возможность увеличить чувствительность за счет введения дополнительного фильтра с инвертированной фазочастотной характеристикой (ФЧХ). Новый режим автоколебательных систем, связанный с выходом коэффициента преобразования за известные рамки, был назван режимом сверхчувствительности.

Реализация режима сверхчувствительности требует синтеза полосного фильтра с инвертированной ФЧХ. Однако, такие фильтры относятся к разряду нереализуемых цепными методами. Был найден структурный способ реализации фильтров с произвольной ФЧХ, в том числе нулевой и инверсной. Для этого использовалась двухканальная схема на кратных частотах с разными фазовыми сдвигами в каналах.

Эффект сверхчувствительности иллюстрируется рис. 1, где эквивалентная ФЧХ (3) каскадного соединения фильтров с естественной ФЧХ (1) и инвертированной ФЧХ (2) смещается по оси частот во много раз больше, чем смещаются исходные ФЧХ относительно друг друга. Частота генерируемого сигнала определяется точкой пересечения эквивалентной ФЧХ с осью частот, поэтому чувствительность автоколебательной системы может иметь значения один-два порядка.

Структурная схема полосного фильтра с произвольным наклоном ФЧХ приведена на рис. 2. Схема содержит смесители 1 и 2 и полосные усилители 3 и 4. Полосный усилитель 3 однокаскадный, а 4 – многокаскадный. В первом смесителе частота входного сигнала удваивается, а во втором смесителе и усилителе 3 выделяется разностная частота. В результате фазовый сдвиг за счет усилителя 4 меняет свой знак.

Синтез и исследование автоколебательных систем в режиме повышенной чувствительности проводились с помощью компьютерных моделей. На рис. 3 приведена модель одноконтурного генератора.

Результаты исследований позволили сделать следующие выводы.

1. Одноконтурный генератор в режиме повышенной чувствительности может работать устойчиво, если эквивалентная ФЧХ его разомкнутой цепи имеет не инвертированный характер.

2. Неустойчивый режим генерации колебаний возникает при инвертированном характере эквивалентной ФЧХ разомкнутой цепи.

3. Причиной срыва колебаний является частотная неустойчивость генерируемых колебаний.

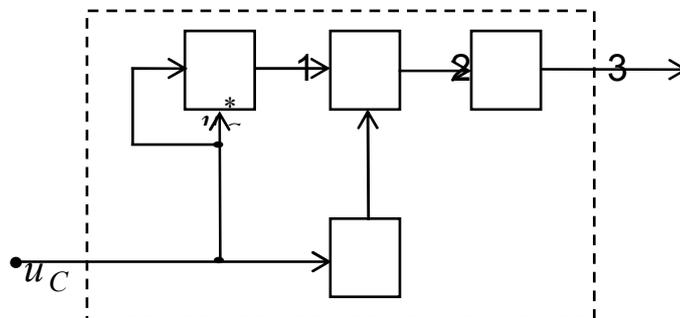
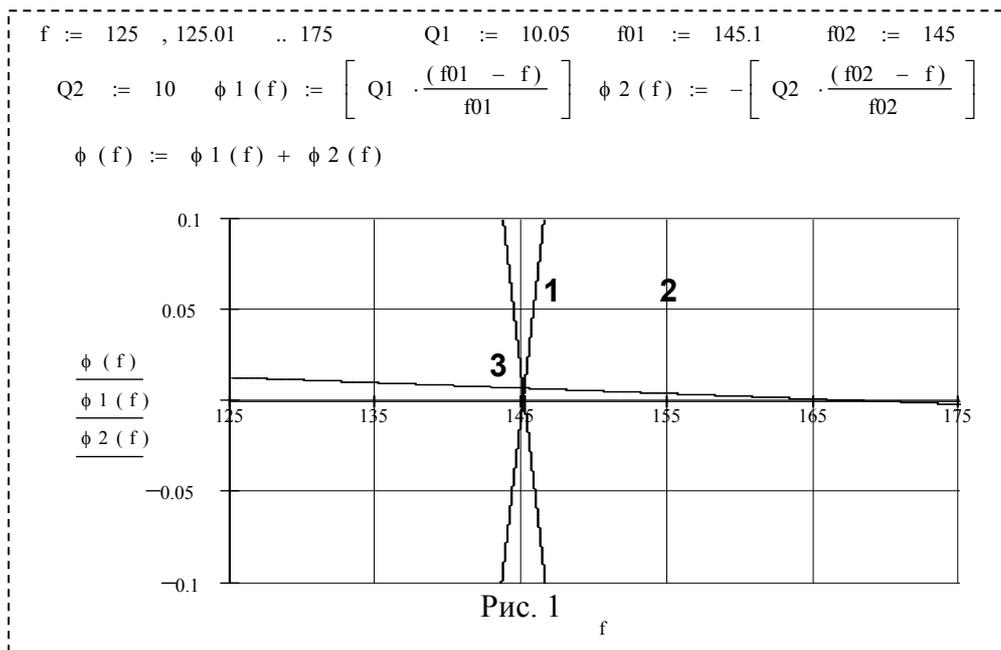


Рис. 2

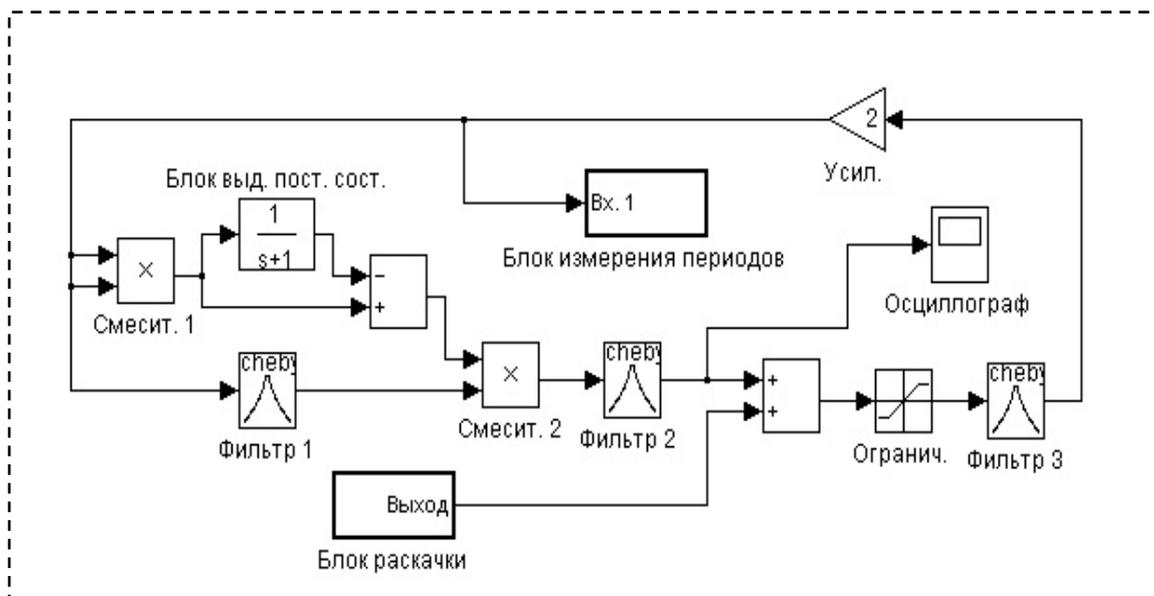


Рис. 3

На рис. 4 приведена модель комбинационного трехчастотного генератора. Установившийся режим работы автоколебательной системы при выполнении условия баланса амплитуд определяется уравнениями

$$\begin{cases} f_3 = f_1 \pm f_2; \\ \varphi(f_1) = \pm\varphi(f_2), \end{cases}$$

где $\varphi(f_1)$ и $\varphi(f_2)$ – фазовые сдвиги в полосных усилителях 1 и 2 модели соответственно, считая смесители идеальными. Усилитель 1 имеет инвертированную ФЧХ.

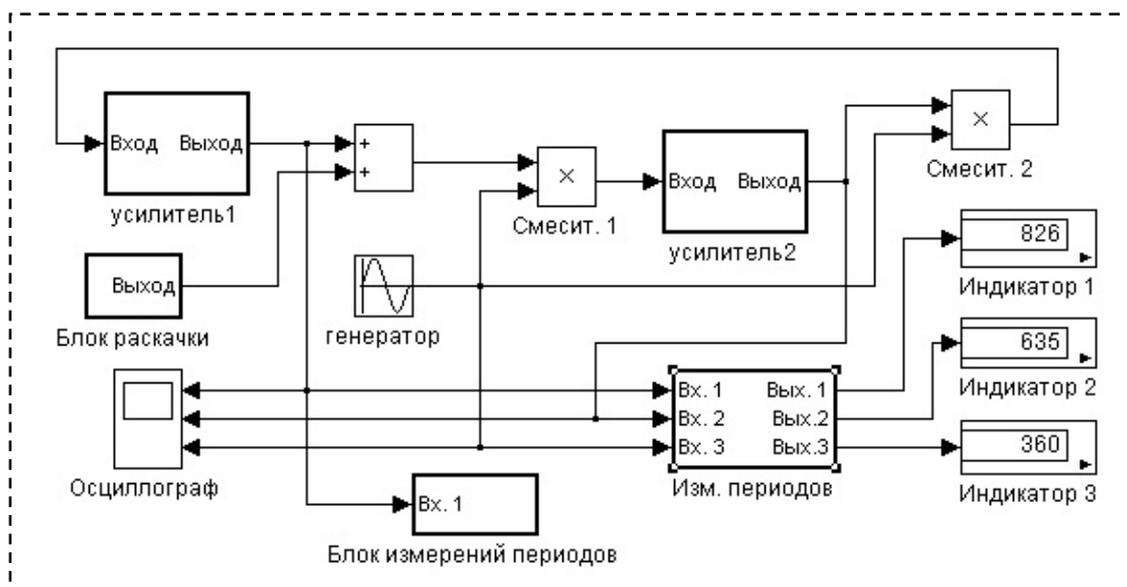


Рис. 4

Результаты исследований комбинационного генератора в режиме повышенной чувствительности позволяют сделать аналогичные выводы. Комбинационный генератор может работать устойчиво, если эквивалентная ФЧХ его разомкнутой цепи имеет не инвертированный характер. В противном случае происходит срыв колебаний из-за частотной неустойчивости генерируемых колебаний во время их возбуждения. На базе комбинационного генератора получены новые виды преобразователей девиации частоты и девиации фазы с коэффициентом преобразования много больше единицы.

Исследования показали, что режим повышенной чувствительности возможен в любой автоколебательной системе, генерирующей колебания близкие к гармоническим.

В настоящее время представляет научный и практический интерес синтез цифровых автоколебательных систем в режиме повышенной чувствительности. Предпосылкой синтеза линейных систем является наличие цифровых фильтров с линейными ФЧХ. Проблемой перехода от аналоговых автоколебательных систем к цифровым является то, что ФЧХ цифровых фильтров проходят через начало координат, а ступенчатость ФЧХ приводит к ступенчатости характеристики преобразования.

В результате выполненных исследований на соответствующих математических и компьютерных моделях синтезированы структуры управляемых цифровых автоколебательных систем известных типов, работающих в режиме повышенной чувствительности в реальном времени.

Литература

1. Иванов В.В., Шакурский В.К. Генераторные, фазовые и частотные преобразователи и модуляторы.– М.: Радио и связь, 2003.– 184 с.
2. Шакурский В.К., Нагаев Д.А. Компьютерное моделирование цифровых автоколебательных систем // Компьютерное моделирование 2005: Тр. IV Междунар. науч.-техн. конф.– СПб.: техн. ун-т, 2005.– С. 391–392.

Шакурский Виктор Константинович – д.т.н., профессор, профессор кафедры Электроснабжение и электротехника Тольяттинского государственного университета. Дом. адрес: 445045, Тольятти, ул. Ярославская, д. 9, кв. 2. Сл. тел.: (8482) 487020. Дом. тел.: (8482) 415136. E-mail: Shakurskiy@mail.ru.

Нагаев Дмитрий Анатольевич – аспирант.

Аналитические обзоры

СОСТОЯНИЕ И ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ СХЕМНОГО ПОДХОДА К СИМВОЛЬНОМУ АНАЛИЗУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

В. В. Филаретов

Под символьным анализом электрической цепи в большинстве случаев понимается формирование ее символьных схемных функций (ССФ) [1]. Среди вопросов теории линейных электрических цепей формирование ССФ занимает особое место. Начало ему положила работа *Кирхгофа*, опубликованная в 1847 году [2]. *Фойснер* обратил внимание на трудности построения ССФ с помощью топологических формул *Кирхгофа* и *Максвелла* [3], объяснив в 1902–1904 годах, почему они не находят применения у специалистов и отсутствуют в справочниках по физике [4, 5]. 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 многочисленными сочетаниями ее ветвей.

За последовавшие с момента публикации первого символьно-топологического метода *Кирхгофа* сто шестьдесят лет этому вопросу были посвящены тысячи журнальных статей, сотни диссертаций и десятки монографий. Неисчерпаемость данной тематики во многом обусловливается бесплодным поиском ответа на вопрос о предпочтительности того или иного метода. Трудности усугубляются тем, что многие из публикаций дублируют друг друга, используют различный понятийный аппарат, игнорируя терминологию предшествующих работ, бездоказательно декларируют преимущества тех или иных методов.

Выбор метода формирования ССФ. Заглянуть в корень проблемы символьного анализа электрических цепей может помочь классификация подходов к формированию ССФ, приведенная в табл. 1.1.

Таблица 1.1
Классификация подходов к формированию ССФ

Тип подхода	Путь получения ССФ
1. Матричный	Схема – матрица – ССФ
2. Графовый	Схема – матрица - граф – ССФ или схема - граф – ССФ
3. Теоретико-множественный	Схема – матрица – структурное (обобщенное) число – ССФ
4. Схемный	Схема – ССФ

В рамках каждого из подходов можно выделить методы, предусматривающие отдельное нахождение числителя и знаменателя. Эти методы по существу реализуют способ *Крамера* для решения системы линейных алгебраических уравнений. Вторая группа методов более близка к способу *Гаусса*, поскольку результатом их применения являются ССФ, у которых числитель и знаменатель не выражены в явном виде. Такое подразделение полезно при оценке методов, поскольку методы, реализующие каждый из четырех подходов по *Крамеру* или по *Гауссу*, обладают сходными вычислительными свойствами.

Выбор того или иного метода определяется не только трудоемкостью получения ССФ, но и желательной формой ее представления, так как ССФ предназначены в большинстве случаев для многократного применения [6–11]. Например, при расчете частотных характеристик схемы, имеющей 50 узлов, символьный метод оказывается в 10 раз эффективнее численного [7].

Форма представления в свою очередь обуславливает сложность выражений ССФ и тип используемых в них вычислительных операций. Выражения ССФ могут быть развернутыми по *Кирхгофу* или вложенными (свернутыми, компактными) по *Фойснеру* [8], избыточными или свободными от дубликаций [9], точными или приближенными, то есть применимыми в заданных диапазонах изменения частот и параметров [10]. Приближенные выражения используются в случаях анализа сложных интегральных схем, когда желательно, а иногда и единственно возможно, обойтись без полного выражения ССФ, выполнив его упрощение (аппроксимацию). Это позволяет представить ССФ таких схем в обозримой форме, резко сократив затраты на символьное моделирование.

Обычно ССФ представляется в виде единого выражения, параметрами которого являются только параметры элементов схемы. С точки зрения экономии вычислительных операций бывает удобно представить ССФ в виде последовательности выражений, что достигается введением дополнительных переменных, задающих часто встречающиеся подвыражения в едином выражении [9, 11]. Прямое формирование последовательности выражений ССФ обеспечивается любым методом, реализующим один из подходов по *Гауссу*.

Наконец, выражения ССФ могут быть полностью символьными или символьно-численными, в которых символами задается только часть параметров схемы [1, 6, 8, 9]. Та или иная форма представления выражений ССФ зависит от того, используются ли ССФ для аналитических или же только численных исследований.

Исходя из потребностей теории и практики анализа и проектирования электрических цепей, положим в основу сравнения методов формирования ССФ три основных требования: 1) универсальность; 2) устойчивость к

вычислениям и степень избыточности используемой модели схемы; 3) реализуемость параллельных вычислений (анализа по частям).

Под универсальностью понимается применимость метода к широкому классу линейных схем и уровень его пригодности для формирования ССФ как в качестве инженерной методики, так и в виде компьютерной программы. Универсальный метод должен обеспечивать получение не только единых выражений, но и последовательностей выражений ССФ, быть удобным для формирования как символьных, так и символьно-численных выражений ССФ.

Требование устойчивости касается свойств выражений ССФ при проведении численных расчетов в случае плохой обусловленности, то есть существенного разброса значений параметров и других численных вырождений, что характерно для реальных электрических цепей [11]. В этом требовании должна предусматриваться возможность формирования выражений ССФ, оптимальных по сложности. Операции вычитания могут служить основным источником погрешности при вычислениях с ограниченным числом значащих цифр [9, 11]. Необходимость свертки (желательно оптимальной свертки по *Бройеру* [12]) обусловлена тем, что свертка выражения приводит не только к уменьшению их сложности, но и к увеличению точности вычисляемого результата [8]. Сокращение сложности выражений ССФ обеспечивает конкурентоспособность символьных методов с численными методами формирования и решения уравнений электрического равновесия.

Третье требование к оптимальному методу формирования ССФ обусловлено высочайшей степенью интеграции современных электрических цепей, которой неспособна противостоять все возрастающая мощность компьютерной техники [13]. Союзником на стороне проектировщиков электро- и радиоаппаратуры являются методы расчета схем делением их на части, а также фундаментальное свойство сложных электрических цепей - разреженность их структуры [14].

Матрицы и графы - посредники в символьном анализе электрических цепей. Как следует из табл. 1.1, всякого рода искусственные построения, будь-то матрица схемы, ее граф или структурное число, в определенной степени препятствуют выявлению физической сущности поведения исследуемой схемы, удлиняя путь к ее ССФ. Здесь и далее для краткости схема замещения электрической цепи называется просто схемой. Математическая формулировка задачи символьного анализа способна затемнить ее суть и привести к размножению вариантов решения, становящемуся самоцелью. Действительно, количество методов и алгоритмов формирования ССФ столь велико, что оно может соперничать с обилием рецептурных приемов, разработанных для решения задачи синтеза электрических цепей [15]. При этом физическая сущность электрической цепи как объекта исследования

отодвигается на второй план, а на первом плане возникают уже не электротехнические, а математические трудности, обусловленные издержками соответствующих аппаратов. Основные усилия специалистов приходится направлять на преодоление этих трудностей.

Существующее многообразие матричных методов и координатных базисов для моделирования электрических цепей является скорее бедой, чем благом, поскольку обусловлено необходимостью поместить в “прокрустово ложе” матрицы физическую сущность электрической цепи, содержащей разнообразные элементы. Смешанные (контурно-узловые) координатные базисы не приобрели популярности вследствие более сложных правил построения матрицы схемы по сравнению с однородными контурным и узловым базисами. Наибольшее распространение получил модифицированный метод узловых напряжений, позволяющий учитывать управляемые источники (УИ) всех четырех типов и идеальные операционные усилители (ОУ) [14]. Однако искусственное введение токовых переменных в расширенный узловой координатный базис приводит к известным неудобствам при его использовании.

Избыточность матричного подхода заключается в том, что параметр элемента схемы может учитываться в матрице схемы более одного раза. Например, в случае анализа u -схем источником избыточности служит то обстоятельство, что параметры u -ветвей и источников тока, управляемых напряжением (ИТУН), ни один из узлов которых не является базисным узлом схемы, входят в матрицу узловых проводимостей 4 раза – 2 раза с положительным знаком и 2 раза с отрицательным.

Модели схем в виде графов (см. вторую строку табл. 1.1), были призваны уменьшить избыточность матричных моделей, сделав переход к ССФ более простым и обусловленным структурой схемы. Операции над графами оказываются нагляднее соответствующих операций с матрицами. Однако все известные виды графов при отображении схемы с УИ оказываются неизоморфными ей. Это вынуждает использовать, наряду с изображением схемы, рисунок графа в качестве вспомогательной математической модели.

При использовании ненаправленного графа пассивной подсхемы удается исключить дубликации, обусловленные избыточностью представления пассивных элементов в матрице схемы. Однако отображение на графе активных элементов с помощью сигнальных или унисторных дуг неизбежно приводит к ССФ, содержащим дубликации, то есть избыточным ССФ [16]. Например, появление дубликаций в выражении определителя двунаправленного (унисторного) графа обусловлено тем, что унисторные графы ИТУН содержат дуги как с положительным, так и отрицательным весом. В определителе гибридного графа дубликации образуются при отображении источников напряжения, управляемых напряжением (ИНУН), генератор и (или) приемник которых

неинцидентны базисному узлу схемы, что может иметь место в практической схемотехнике. Оба предыдущих замечания можно отнести также к унисторно-сигнальному графу.

Избыточность графов активных подсхем вынуждает искать способы устранения дубликаций в процессе формирования ССФ, поскольку количество избыточных пар слагаемых в выражении определителя графа достаточно сложной схемы может в несколько раз превышать число существенных слагаемых. В общем виде проблема исключения дубликаций для унисторного и унисторно-сигнального графов решается на основе первоочередного выделения параметров пассивных ветвей по формулам *Фойснера*. Однако при реализации этого метода на компьютере приходится довольствоваться частичным устранением дубликаций вследствие высоких вычислительных затрат [16]. Кроме того, используя унисторный граф, принципиально невозможно исключить все дубликации в случае отнесения дуг, отображающих некоторый ИТУН, к различным подсхемам.

Подобно матричным моделям, существенным недостатком графовых моделей схем является ограниченный набор типов пассивных элементов и УИ. Это способствовало и способствует «размножению» модификаций топологических формул, ориентированных на те или иные типы элементов схем. Ценность известных методик значительно снижает наличие каких-либо ограничений в базисе элементов, подлежащих учету. Графы нерегулярных для выбранного базиса УИ обладают, как правило, еще большей избыточностью, что является «ахиллесовой пятой» всех до сих пор разработанных обобщений [17]. Этому недостатка лишен обобщенный унисторный уз-граф, на котором предусматривается отображение нерегулярных УИ унисторно-подобными элементами [18]. Однако платой за такую возможность является необходимость рассмотрения 2^n производных графов (n – число нерегулярных УИ) и говорить об эффективности компьютерной реализации не приходится.

Элементы матрицы схемы, равные нулю, не отображаются на графе схемы, что важно для электрических цепей, которым присуща разреженность структуры. Исходной посылкой для разработки теоретико-множественного подхода (см. третью строку табл. 1.1) также служило желание учесть это свойство электрических цепей, но не путем наглядного изображения ненулевых элементов матрицы схемы, а посредством списочного хранения этих элементов и организации работы только с ненулевыми элементами. Такое усовершенствование матричного подхода в большей степени ориентировано на машинные выкладки, чем на использование человеком, поскольку применяется тяжеловесный теоретико-множественный аппарат и операция декартового произведения множеств.

Избыточность матричных моделей в полном объеме наследуется производными от них теоретико-множественными объектами, поскольку структурное или обобщенное число по сути является сжатой матрицей схемы. Например, в выражениях ССФ, формируемых на основе обобщенных чисел для y -схемы с ИТУН, присутствуют дубликации, обусловленные нерациональным учетом как пассивных, так и активных элементов схемы [19]. Эффективный алгоритм, не связанный с перебором слагаемых, для исключения этих дубликаций не известен.

Формирование ССФ с помощью матриц и графов значительно усложняется в случае схем с различными типами УИ, что поставило под сомнение привлекательность символьных методов для проектировщиков электрических цепей. Действительно, главными достоинствами символьно-топологических методов изначально (со времен *Кирхгофа*) являлись наглядность и удобство в применении. Методическая ценность матричного подхода к формированию ССФ оказывается более низкой, чем графового подхода, так как работа с символьными таблицами занятие существенно более изнурительное, чем работа с числовыми матрицами. Преобладающая в настоящее время тенденция к повышению эффективности компьютерных реализаций матричного и графового подходов [20] приводит к тому, что алгоритмы оказываются, как правило, слишком сложными в освоении и трудоемкими в использовании при исследовании простых схем. Однако каждому обладателю компьютерной программы вывода ССФ желательно владеть эффективной методикой символьного анализа (точно также как владельцу калькулятора, чтобы не попасть впросак, полезно знать таблицу умножения).

Важное место ССФ занимают в подготовке специалистов по электротехнике и радиотехнике [1]. Однако в традиционных курсах по теории электрических цепей основную нагрузку несут методы контурных токов и узловых напряжений. Это препятствует полной реализации возможностей аналитического представления зависимостей, поскольку вначале приходится объяснять студенту правила построения уравнений, а затем ему предстоит их решить по *Краммеру* или по *Гауссу*. Типична ситуация, когда молодой специалист вместо того, чтобы немедленно записать ССФ простейшей схемы непосредственно по ее виду, начинает составлять для нее уравнения по методу узловых напряжений или контурных токов. Если параметры схемы заданы как проводимостями, так и сопротивлениями, то ее обычно начинают приводить к однородному базису, выбирая тем самым более трудоемкий путь решения задачи. Наличие в схеме УИ, нерегулярных для выбранного базиса, как правило, приводит в замешательство.

Применение графового подхода для получения ССФ следует признать недостаточно эффективным в обучении, поскольку существует тенденция к выведению соответствующих методик за рамки учебных курсов.

Основной причиной этого является то, что известные методики топологического анализа, несмотря на красоту и изящество, требуют существенно больших затрат времени на овладение ими, по сравнению с методиками построения уравнений электрического равновесия. Дополнительным доводом в пользу изучения матричных методов служит то обстоятельство, что численные методы решения уравнений преподаются ранее в математических дисциплинах.

Матрицы и графы, выступая в роли посредников, требуют за свои услуги существенно более высокой платы, чем снижение методической ценности соответствующих алгоритмов формирования ССФ. Основной недостаток матричных и графовых представлений – их избыточность приводит к тому, что количество дубликаций увеличивается экспоненциально с усложнением схемы, препятствуя формированию компактных ССФ и уменьшая сложность анализируемых схем.

Погрешность расчетов на основе избыточных ССФ может оказаться недопустимо высокой или привести к полному искажению результата, о чем пользователь компьютера может и не подозревать [19]. Неприятности дубликации доставляют при получении приближенных ССФ, значительно снижая надежность соответствующих программ символьного анализа, поэтому неослабеваает интерес к разработке методов формирования безыбыточных выражений схемных функций [17, 21]. Важно подчеркнуть, что неустранимая погрешность возникает уже на этапе построения матрицы схемы, поскольку вычисление ее элементов проводится с конечным числом значащих цифр [22]. Это относится не только к численному, но и к символьному анализу, так как элементы матриц будут вычисляться перед проведением других операций в выражениях ССФ. Накопление погрешности в значительной степени преодолевается выполнением анализа на схемном уровне [23].

Искать альтернативу матричному аппарату побуждает и то, что он не в полной мере позволяет учесть специфику электрических цепей, а именно, по знаку определителя матрицы узловых проводимостей или контурных сопротивлений нельзя судить об устойчивости частотно-независимых цепей [15, 24]. С другой стороны, знак схемного определителя отражает эту фундаментальную характеристику активной электрической цепи [24]. «Схемная модель является наиболее общим математическим описанием цепи: она является как бы хранилищем в удивительно компактной форме огромного множества самостоятельных систем уравнений (контурных, узловых, гибридных и т.д.) и остается при этом по сравнению с ними более наглядной моделью цепи.» [25, с. 23].

Критические замечания в адрес методов, реализующих матричный, графовый и теоретико-множественный подходы, не означают принижения значения этих методов. Напротив, изучая зарубежные работы последних лет можно прийти к мысли, что значительному продвижению в области

компьютерного символьного моделирования мы обязаны использованию математических аппаратов матриц и графов. Вместе с тем изложенное выше позволяет утверждать и то, что посреднические услуги матриц и графов не только отрывают нас от физических представлений, но и обходятся нам слишком дорого, препятствуя разработке универсальных и точных методов формирования ССФ электрических цепей.

Итак, существуют серьезные основания для того, чтобы сосредоточить усилия на разработке схемного подхода (см. четвертую строку табл. 1.1), который обеспечивает наиболее короткий путь к ССФ, минуя построение вспомогательных математических моделей в виде уравнений, матриц, графов или теоретико-множественных объектов. Применение схемного подхода снимает вопросы учета избыточности и разреженности структуры электрических цепей, поскольку задание схемы списком ее элементов с указанием узлов подключения является не только исходной, но и рабочей информацией. Следует подчеркнуть, что в случае пассивных электрических цепей без взаимных индуктивностей графовый и схемный подходы отождествляются, поскольку ненаправленный граф схемы по существу является ее упрощенным изображением, а не математической моделью.

Основы схемного подхода к анализу электрических цепей были заложены немецким физиком *Вильгельмом Фойснером* в начале 20-го века [26, 27]. Пионерские идеи *Фойснера* позволили отказаться от комбинаторного перебора сочетаний ветвей схемы и свести анализ исходной схемы к анализу производных от нее более простых схем. При этом результатом анализа являлись не развернутые (*по Кирхгофу*), а компактно свернутые и потому более пригодные к вычислениям выражения. *Фойснер* за три десятилетия до *Г.Крона* ввел понятие подсхемы и предложил анализ схемы по частям на основе ее деления по одному и двум узлам.

В конце 80-х годов работы *Фойснера* подверглись пристальному вниманию в СССР, было предложено обобщение формулы *Фойснера* для выделения дуги унисторного графа, отображающего схему с источниками тока, управляемыми напряжением [16, 28]. Были установлены правила для формирования оптимальных по сложности выражений знаменателей схемных функций на основе формул *Фойснера*, получены минимальные выражения для определителей полных, цепных и лестничных схем в виде единого выражения [29]. В середине 90-х годов вводится понятие неудаляемого управляемого источника, обобщающее понятие ориентированного нуллора [30], схемный подход был распространен на анализ схем с управляемыми источниками, была реализована компьютерная программа *CIRSYM*, рабочей информацией в которой служил образ схемы в виде списка произвольных линейных элементов [31]. В 2002 году была защищена докторская диссертация [32].

Спустя пять лет была защищена вторая докторская диссертация, в которой схемный подход был использован для получения символьного решения базисной задачи диагностики, была реализована не имеющая аналогов программа символьного анализа и диагностики *SCAD* [33]. Символьный блок этой программы – *CIRSYMW* используется в составе программы моделирования электронных цепей *FASTMEAN* (СПбГУТ). К числу типов элементов, подлежащих анализу, добавились элементы с распределенными параметрами. Схемный подход был распространен на анализ параметрических цепей – цепей с переключаемыми конденсаторами.

В настоящее время готовятся к защите кандидатские диссертации посвященные разработке схемного подхода к анализу схем по частям с устранением избыточности на уровне объединения подсхем, применению схемного подхода для цифрового и аналогового моделирования для решения систем линейных уравнений произвольной физической природы и реализации структурных схем транскондуктивными усилителями.

Понятия определителя схемы и ее минора имеют самостоятельное значение в теории электрических цепей. Схемные представления не только не повторяют матричный язык, но и позволяют видоизменить или усовершенствовать некоторые соотношения для матричных определителей [34, 35]. Индуктивное построение схемного определителя в соответствии с формулами выделения элементов схемы начинается с того, что называются определители простейших схем в виде висячих ветвей и петель, которые выведены из закона Ома. Схемный определитель в отличие от матричного определителя принципиально не содержит взаимно уничтожающихся слагаемых, которые порождаются расположением параметра элемента схемы в четырех позициях матрицы с разными знаками, что требует использования специальных формул [1]. Наконец, и это весьма важно в приложениях и программировании, схемный определитель инвариантен к способу задания параметров схемы и для его формирования достаточно списка элементов схемы. В то же время способ задания параметров влияет на выбор матрицы схемы, соответствующих правил ее построения и формул разложения определителя.

Таким образом, имеются основания для того, чтобы включить понятия определителя и минора (адъюнкты) схемы в государственный стандарт «Электротехника. Основные понятия: Термины и определения». К сожалению, *Фойснер*, работы которого привели к масштабным исследованиям в России, не известен у себя на родине как электротехник. Наверное, много для одной страны иметь двух гениев в теории электрических цепей... . Восполнить этот пробел и очертить контуры здания, воздвигнутого на результатах *Фойснера* – метода схемных определителей – призвана следующая ниже статья на родном языке создателей теории электрических цепей. Выражаем признательность

госпоже *Грохтдрайс* (Frau U. Grochtdreis) за любезное предоставление материалов о профессоре теоретической физики *Вильгельме Фойснере* из фондов Библиотеки физики Марбургского университета (Bibliothek Physik der Philipps-Universität Marburg).

Литература

1. Lin P.M. Symbolic network analysis. – Amsterdam–Oxford–New York–Токуо: Elsevier, 1991. – 319 p.
2. Кирхгоф Г.Р. О решении уравнений, к которым приводит изучение линейного распределения гальванических токов // Избранные труды. – М.: Наука, 1988. – С. 170–178.
3. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме: В 2 т. – Т. 1. – М.: Наука, 1989. – С. 329–331.
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. Дмитришин Р.В., Шаповалов Ю.И. Вычисление схемных функций при многовариантном анализе схем // Радиоэлектроника. – 1978. – № 6. – С. 149–151.
7. Ильин В.Н. Состояние и проблемы развития автоматизированных систем схемотехнического проектирования электронных схем // Радиоэлектроника. – 1984. – № 6. – С. 7–17.
8. Фидлер Д.К., Найтингейл К. Машинное проектирование электронных схем. – М.: Высш. шк., 1985. – 216 с.
9. Дмитришин Р.В. Полиномиальные методы символьного анализа электрических цепей: Дис. ... докт. техн. наук: 05.09.05 (Теорет. электротехника) / Гос. ун-т “Львовская политехника”. – Львов, 1996. – 284 с. (На укр. языке).
10. Hennig E., Tweer J.M., Sommer R. Enhanced symbolic matrix approximation techniques // Proceedings of the fifth international workshop on Symbolic Methods and Applications (SMACD–98). – 1998. – P. 199–206.
11. 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.
12. Breuer M.A. Generation of optimal code for expressions via factorization // Communications of the Association for computing machinery. – 1969. – Vol. 12, N 6. – P. 333–340.
13. Guerra O., Rodriguez-Garcia J.D., Fernandez F.V., Rodriguez-Vazquez A. True hierarchical symbolic analysis of large-scale analog integrated circuits // Proceedings of the fifth international workshop on Symbolic Methods and Applications (SMACD–98). – 1998. – P. 164–167.
14. Hassoun M.M., Lin P.M. A hierarchical network approach to symbolic analysis of large-scale networks // IEEE Transactions on circuits and systems –1: Fundamental theory and applications. – 1995. – Vol. 42, N 4. – P. 201–211.
15. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. – М.: Связь, 1980. – 656 с.

16. Филаретов В.В. Алгоритмы символьно-топологического анализа электрических цепей: Дис. ... канд. техн. наук: 05.09.05 (Теорет. электротехника) / Ленингр. гос. техн. ун-т. – Л., 1990. – 148 с.

17. Rodanski B.S. Modification of the two-graph method for symbolic anylysis of circuits with non-admittance elements // International conference on signals and electronic systems (ICSES–2002). – Wroclaw-Swieradow Zdroj. – 2002. – P. 249–254.

18. Филаретов В.В. Обобщенный унисторный граф электронной схемы и его анализ // Электричество. – 1993. – № 5. – С. 65–70.

19. Трохименко Я.К. Модификация метода обобщенных чисел // Радиоэлектроника. – 1999. – № 9. – С. 3–14.

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

21. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УЛГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 98–115.

22. Неплехович В.И., Ильин В.Н. Решение разреженных уравнений электронных схем методом контуров и узлов // Радиоэлектроника. – 1977. – № 6. – С. 19–30.

23. Лаксберг Э.А. Моделирование электронных цепей на основе схемной редукции. – Таллин: Валгус, 1990. – 159 с.

24. Hoang S. About the stability of frequency-independent networks // CAS. – 1985. – Vol. CAS-32, N 9. – P. 970–973.

25. Шакиров М.А. Методы анализа сложных электрических цепей: Учеб. пособие. – Л.: Ленингр. политехн. ин-т, 1984. – 84 с.

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

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

28. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения ветвей и дуг // Электричество. – 1992. – № 7. – С. 31–37.

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

30. Филаретов В.В. Схемный подход к символьному анализу активных электрических цепей // Электроника и связь: Науч.-техн. сб. – Киев, 1997. – Вып. 2. – Ч. 1. – С. 97–101.

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

32. Филаретов В.В. Топологический анализ электрических цепей на основе схемного подхода: Дис. ... докт. техн. наук 05.09.05 (Теоретическая электротехника) / Ульяновский гос. Техн. ун-т, Санкт-Петербургский гос. техн. ун-т. – Ульяновск–Санкт-Петербург, 2002. – 265 с.

33. Курганов С.А. Символьный анализ и диакоптика электрических цепей: Дис. ... докт. техн. наук 05.09.05 (Теоретическая электротехника) / Ульяновский

гос. Техн. ун-т, Санкт-Петербургский гос. техн. ун-т. – Ульяновск–Санкт-Петербург, 2006. – 328 с.

34. Павлова Е.А., Филаретов В.В. Схемно-топологическое разложение матричных определителей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2004. – Ульяновск : УлГТУ, 2004. – Т. 4. – С. 114–119.

35. Павлова Е.А., Серов В.Ф., Филаретов В.В. Выражение К-деревьев через схемные определители и построение безизбыточных формул бисекции электрических цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 155–173.

FRIEDRICH WILHELM FEUSSNER (1843–1928) UND DIE METHODE DER SCHEMADETERMINANTEN

W. W. Filaretow, K. S. Gorshkov

Deutsch übersetzung: J.A. Statenina, E.A. Ustimova

Im Laufe der letzten Jahre erhöhte sich heftig die Bedeutung der schematechnischen Modellierung im allgemeinen Prozess der Projektierung der modernen elektronischen Apparatur. Dementsprechend nahmen die Forderungen zu den Systemen der automatisierten Projektierung zu ihrer Schnelligkeit und der Genauigkeit der Ergebnisse zu. Die gleichzeitige Vergrößerung der Zahl der Transistoren auf dem Kristall und die Verkleinerung ihrer Grössen (der Prozessor Intel Pentium IV enthält 43 Mio Transistoren und ist nach der Technologie 0,18 mm erfüllt) führten dazu, dass das Verhalten der Zifferelementen analogisch wurde, deshalb darf man bei der Erarbeitung der Ziffer ÜGIS nur mit der logischer Modellierung nicht umgehen. Das erfordert eine detaillierte schematisch-technische Analyse auf dem elektrischen Niveau.

Die Analyse der populären unter der Fachleuten und Ingenieuren-Projektanten Programmprodukte zeigte, dass 99% SAP der vorliegenden Klasse von den Algorithmen der Arbeit des Programms Spice 2G6 (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) gegründet wird, entwickelt Anfang der 70-er Jahre an der Kalifornischen Universität in der Stadt Berkly. Und einige Programme gebrauchen sogar Ausgangstexte Spice 2G6, das heisst, sie beruhen auf den numerischen Methoden der Analyse der elektrischen Ketten. Für die numerischen Methoden ist der grössere Defekt der Berechnungen typisch (in der Regel auf einige Zeichen). Das bedeutet, dass die überwiegende Mehrheit SAP in der Computermmodellierung auf einem apriorisch nicht vollkommenen Berechnungssystem gebaut sind, dessen Alternative beinahe fehlt. Die

Methoden der symbolischen Analyse erlauben gleichzeitig die Lösungsbildung in einer Formel, in der die Merkmale aller oder einiger Elementen Symbole sind. Dementsprechend geben diese Methoden die Möglichkeit, die höhere Genauigkeit der Berechnungen zu erreichen und sind bei der mehralternativen Analyse und der parametrischen Optimierung des Schemas wirksam. Aber die symbolischen Methoden verbreiteten sich gar nicht in den modernen Systemen SAP.

Unserer Meinung nach ist es vor allem damit verbunden, dass die theoretische und praktische Entwicklung der Methoden der symbolischen Analyse im Laufe von 90 Jahren verzögert wurde. Der Grund liegt darin, dass die Gelehrten des 20. Jahrhunderts die Werke des Begründers der symbolischen Analyse in der theoretischen Elektrotechnik W.F. Feussner nicht genügend erlernten und studierten, die von ihm noch in 1902–1904 veröffentlicht wurden. Auch die Persönlichkeit von Feussner wurde ausser acht gelassen. Es muss betont werden, dass Feussner die Leistungen nicht nur auf dem Gebiet der Elektrotechnik hatte.

Das Ziel des vorliegenden Artikels ist es: erstens, den Beitrag von Feussner in die Theorie der linearen elektrischen Ketten, entsprechend der Analyse seiner Arbeiten des Anfangs des vorliegenden Jahrhunderts zu zeigen, diese Arbeiten waren unpopulär im Laufe von vielen Jahrzehnten; zweitens, die Entwicklung der Ideen der symbolischen Analyse von seinen Arbeiten bis zum heutigen Tag.

Die biographischen Angaben über Feussner wurden von uns aus seinen veröffentlichten Arbeiten und Sitzungsvorträgen der Gesellschaft der Naturwissenschaftsförderung in Marburg genommen, die in den Beständen der fundamentalen Bibliothek von der Leningrader Staatlichen technischen Universität und der Staatlichen öffentlichen Bibliothek von M.E. Saltikow-Tschedrin vorhanden sind.

Fridrich Wilhelm Feussner wurde am 25. Februar 1843 in der Stadt Ganau (die Heimat der berühmten Brüder Grimm) geboren. Feussners Leben und wissenschaftliche Tätigkeit sind mit der Stadt Marburg (Deutschland) verbunden. Der Doktorgrad der Philosophie wurde von ihm im Jahre 1867 nach der Verteidigung der Dissertation «Über die Messung der Wärme durch die Veränderung des elektrischen Widerstandes mit der Temperatur» erhalten. Nach 2 Jahren wird Feussner ein nebenberufliches Mitglied der Gesellschaft der Naturwissenschaftsförderung in Marburg. In ersten Sitzung sprach Dr. Feussner über den Bumerang [Sitzungsberichte der Gesellschaft zur Beförderung der gesamten Naturwissenschaften zu Marburg.– 1869.– N 1.– S. 7–15].

Seit 1871 arbeitet er als Privatdozent der Physik und Mathematik an der Marburger Universität. In diesen Jahren veröffentlichte er einige Arbeiten in der Zeitschrift «Annalen der Physik und Chemie» und «Sitzungsberichte der Gesellschaft zur Beförderung der gesamten Naturwissenschaften zu Marburg»: «Über zwei neue Methoden zur Höhenmessung der Wolken» (1871), «Über die von Hrn. Sekulic beschriebene Interferenzerscheinung» (1873),

«Neuer Beweis der Unrichtigkeit der Emissionstheorie des Lichts» (1877), «Über die Interferenzerscheinungen dünnen Blättchen mit besonderer Rücksicht auf die Theorie der Newton'schen Ringe» (1881), «Über zwei Sätze der Elektrostatik [betr. die potentielle Energie eines Leitersystems]» (1904), «Über einen Interferenzapparat und einer damit von Herrn Dr. E.Schmitt ausgeführte Untersuchung» (1907), «Die Haidingerschen Ringe und ihre Anwendung zur Prüfung planparalleler Platten» (1908).

Im Jahre 1881 wird Feussner ein etatmässiges Mitglied der Gesellschaft der Naturwissenschaftsförderung in Marburg und bekleidet das Amt des Professors theoretischer Physik an der Marburger Universität. Hier arbeitete er bis zum Tod. W.Feussner starb am 5.September 1928.

Feussners Interessen in der zweiten Hälfte seines schöpferischen Leben waren ziemlich vielseitig. Neben der Vollendung seiner Arbeiten auf den Gebiet der theoretischen Physik verwirklichte er das Werden solches Teils wie die topologische Analyse der elektrischen Ketten.

Wahrscheinlich war Feussner der erste, der auf die Nachteile der topologischen Formeln von Kirchhof [27, 73] und Maxwell [41] wies. Er erklärte nämlich in 1902, warum sie von Physikern nicht verwendet werden und in Nachschlagebüchern für Physik fehlen. Seiner Meinung nach bestand der Hauptgrund in den Schwierigkeiten der Wahl der übernommenen Verbindungen der Widerstände (der Leitfähigkeit) aus der sehr grossen Zahl der möglichen Verbindungen. Deshalb verarbeitete Feussner eine ganze Reihe von Methoden der Etapzerlegung des Zählers und des Nenners einer Schemafunktion. Er bemerkte, die Erforschung Maxwells Arbeit führe zum Begriff «die Schemafunktion», der der elektomotorischen Kraft (EMK) einen Leiter entlang gab und den entstandenen Strom in einem anderen Leiter des Schemas fand [41].

Zum Unterschied von Kirchhofs und Maxwells Arbeiten, die das topologische Herangehen zur Analyse der elektrischen Ketten darlegen, bleiben Feussners Arbeiten bis jetzt unbekannt für Fachleute.

Die Untersuchung seiner Arbeiten [8–11] zeigt auf, dass er das klassische Ergebnis von Kirchhof nicht wiederholt und sich auf die Erarbeitung einer der Methoden der Zerlegung der Determinante des Schemas nicht beschränkt hat. Das kann man aus nicht zahlreichen ausländischen Quellen verstehen, die Feussners Werke zitieren [13, 22]. Feussner entwickelte Kirchhofs und Maxwells Ergebnisse ganz bis zu ihrem modernen Zustand in Bezug auf die passiven elektrischen Ketten ohne Gegeninduktion.

Feussner sprach auch einige Ideen des diakoptischen Herangehens zur Schemenanalyse lange vor dem Erscheinen der Arbeiten von Kron aus. Es ist nötig dem deutschen Gelehrten die Priorität in der Verallgemeinerung der Methode der Zellen in Bezug auf das freie Schema [8] zu geben, die von Maxwell in seiner letzten Vorlesung an der Universität wiedergegeben wurden [8, 41].

Feussner beachtete den Arbeitsaufwand der Analyse des vollen Schemas, eingeleitet von Maxwell [41], und untersuchte das topologische Herangehen zur Analyse der elektrischen Ketten, in dem das Vollschema als die Schablone verwendet wird [8]. Nach vielen Jahren wurden Methoden erarbeitet, die dieses Herangehen für die Analyse [15, 45] und Synthese [40] der *RLS*-Schemen verwirklichen. Es ist von grosser Bedeutung, dass Feussner alle seinen Ergebnisse sowohl für *Y*-Schemen als auch für *Z*-Schemen formulierte und als Erster das Prinzip der Dualität gebrauchte.

Das Wesen der Rechenvorteile der topologischen Methoden von Feussner besteht erstens in der Beseitigung des Zuviels der überflüssigen Verbindungen der Schemenzweige und zweitens in der Bildung des Klammersausdrucks der Determinante, das heisst, des Ausdrucks mit den allgemeinen Multiplikatoren, die hinter den Klammern stehen. Das letzte verringert die Zahl der geforderten Rechenoperationen vielfach.

Von Feussner wurden die Methoden der Zerlegung der Determinante des *Z*-Schemas (*Y*-Schemas) durch den *Z*-Zweig (*Y*-Zweig), durch den *Z*-Umriss (*Y*-Knoten), durch den *Z*-Knoten (*Y*-Umriss) angeboten und bewiesen, die in Zukunft die erste, die zweite und die dritte Methode von Feussner genannt werden.

Unter dem Begriff «der Determinante des *Z*-Schemas» (*Y*-Schemas) versteht man die Determinante der entsprechenden Mater der Umrisswiderstände (der Knotenleitfähigkeit). Es betont jenen Umstand, dass die topologischen Methoden für das Erhalten einer Schemenfunktion gedacht sind, die die Bildung der Mater des Schemas vermeiden.

In den 70-er Jahren wurde es festgestellt, dass die Algorithmen der Baumaufzählung eines Grafen, im Wesentlichen die erste Methode von Feussner realisierten, nochmalig nach 5 Jahrzehnten entdeckt waren [70]. Es muss betont werden, dass man die zweite Methode von Feussner für Schemen gewöhnlich Mayson zuschreibt, obwohl wir feststellten, dass von ihm nur die Methode der Zerlegung der Determinante nach den Wegen zwischen den Knotenpaaren angeboten wurden [65]. Die erste und die zweite Methoden von Feussner für *Z*-Schemen waren auf Grund des Prinzips der Dualität im Jahre 1968 formuliert [6]. Analogisch bekam man die Formel, die die dritte Methode von Feussner für *Z*-Schemen realidierte [22].

Es lohnt sich, die Formulierungen der zweiten und dritten Methoden von Feussner voll und ganz zu erwähnen [8, 11] (die Titel der Behauptungen und ihre Numerierung gehören keinem Original).

1. Zerlegung der Determinante des *Z*-Schemas mit μ unabhängigen Umrissen nach dem enthaltenen *h*-Zweige Umriss. Wenn $h \leq \mu$, so bilden sich die Verbindungen nach $h, h - 1, \dots, 1$; Wenn $h > \mu$, so bilden sie sich nach $\mu, \mu - 1, \dots, 1$ aus den Widerständen der Umrisszweige ausgenommen von solchen Verbindungen der Zweige, bei denen Beseitigung das Schema in 2 Teile zerfällt. Jedes Produkt der Widerstände wird mit der Determinante des Schemas multipliziert, das man aus dem Grundschema infolge der Beseitigung der

Umrisszweige und Vereinigung der Knoten erhielt, die mit in die Verbindung nicht eingetretenen Umrisszweigen verbunden sind. Die Summe der erwähnten Produkte ist die gesuchte Determinante.

2. Zerlegung der Determinante des Y-Schemas nach dem Knoten.

Wenn zum Y-Schema der Knoten mit p Y-Zweigen, die in beliebigen Knoten des Ausgangsschemas enden, hinzugefügt wird, so ist die Determinante eines neuen Y-Schemas die Summe, deren Summanden aus allen Verbindungen nach $p, p-1, \dots, 1$ aus der Leitfähigkeit neuer Zweige bestehen, und jedes Produkt der Leitfähigkeit mit der Determinante des Schemas multipliziert wird, die man aus dem Grundschema infolge der Vereinigung der endlichen Knoten der Zweige, erhielt, die in der gegebenen Verbindung vorhanden sind.

3. Zerlegung der Determinante des Z-Schemas nach dem Knoten.

Wenn zum Z-Schema der Knoten mit p z-Zweigen, die in beliebigen Knoten des Ausgangsschemas enden, hinzugefügt wird, so ist die Determinante eines neuen Z-Schemas die Summe, deren Summanden aus allen Verbindungen nach $p-1, p-2, \dots, 0$ aus Widerständen neuer Zweige bestehen, und jedes Produkt der Widerstände mit der Determinante des Schemas multipliziert wird, die man aus dem Grundschema infolge der Vereinigung der Endknoten der hinzugefügten Zweige erhielt, die in der gegebenen Verbindung fehlen.

Zerlegung der Determinante des Y-Schemas mit μ - unabhängigen Umrissen nach der Kontur, die h -Zweige enthält. Wenn $h \leq \mu$, so bilden sich die Verbindungen nach $h-1, h-2, \dots, 0$; wenn $h > \mu$, so – die Verbindungen nach $h-1, h-2, \dots, h-\mu$ aus der Leitfähigkeit der Umrisszweige ausgenommen von solchen Verbindungen der Zweige, bei denen Beseitigung das Schema in unzusammenhängende Teile zerfällt, jedes Produkt der Leitfähigkeit wird mit der Determinante des Schemas multipliziert, die man aus dem Grundschema infolge der Beseitigung der Umrisszweige und der Vereinigung der Knoten erhielt, die mit den in der Verbindung vorhandenen Zweigen verbunden sind. Die Summe der erwähnten Produkte ist die gesuchte Determinante.

Unserer Meinung nach übertreffen Behauptungen 1, 2, 3 moderne Formulierungen [26] laut der Gemeinsamkeit und Deutlichkeit. Behauptung 4, die wahrscheinlich in den späten Quellen nicht angeführt wurde, ergänzt die vorhergehenden Behauptungen. Infolgedessen haben wir eine volle Gruppe der Behauptungen hinsichtlich der Zerlegung der Determinante des Schemas nach dem Knoten und Umriss.

Gebraucht man Behauptungen 2 und 4 für die Analyse des Schemas mit Parallelzweigen, muss man in Betracht ziehen, dass die Determinante des abgeleiteten Schemas der Verbindung der Zweige entspricht.

Feussner führt die Regel an [8], die das Vorhandensein vielfacher Z-Zweige im Ausdruck der Determinante berücksichtigen lässt, die für das vereinfachte Schema ist. Das Schema ist infolge des formalen Ersatzes vielfacher Zweige ausgebildet. Das versorgt die wesentliche Verringerung des Arbeitsaufwandes der Berechnung der elektrischen Ketten.

Für die Vereinfachung des Zählersauffindens der Schemafunktion sowohl des Z - als auch Y -Schemas erhielt Feussner im Vergleich zu den Formeln von Kirchhof und Maxwell die Formeln, in denen Summanden gemeinsam berücksichtigt werden, die den Beitrag in die Summandensumme des Zählers jedes Umrisses des Schemas bedingen, der durch die Quelle der EMK und den Zweig mit dem gesuchten Strom gehen [70].

Mayson entdeckte eine analogische topologische Formel der Übergabe (nur für die Y -Schemata) mehr als nach einem halben Jahrhundert [65]. Also, streng geredet, gehört Mayson das Verdienst der Verallgemeinerung dieser Formel für die Analyse aktiver Schemata. Solcherweise soll die topologische Formel der Übergabe für die passiven Schemata den Namen von Feussner, nicht von Mayson [65] tragen, und die topologische Formel der Übergabe für die aktiven Schemata kann Feussner-Maysons Formel genannt werden.

Wenn die Urheberschaft der zweiten Formel angeht, muss man auch eine Präzisierung machen. In seinem Artikel [65] verweist Mayson auf den Artikel von Robischo (dieser Artikel ist auch in [44] im Vorhandensein), der in 1956 erschien, in dem wir eine ähnliche Formel sehen. Es ist wichtig zu bemerken, dass der Unistorgraf von Mayson und der doppelgerichtete Graf von Robischo im wesentlichen ein und denselben Grafen darstellen.

Feussners Hoffnungen, dass seine Methoden von Physikern gebraucht werden, sind nicht in Erfüllung gegangen. Fast 3 Jahrzehnte waren die topologischen Methoden für die Lösung der Umriss- und Knotengleichungen in der Vergessenheit. Das Interesse für den topologischen Zugang erschien in den 30-er Jahren. Aber die nachfolgende Entwicklung dieses Gebietes wurde wahrscheinlich von den Ergebnissen von Wang beeinflusst, der die spezielle Algebra für die Formalisierung der Suche nach Bäumen oder nach Ergänzungen der Bäume des elektrischen Schemas anbot [1]. Es scheint, dass es wenigstens der Regress in Bezug auf Feussners Methoden war. Die Anwendung einiger mathematischer Abstraktionen und der Formalisierung der Methodik von Wang verbesserte nur ein bisschen topologische Formeln von Kirchhof und Maxwell. Hinzu kommt noch, dass Wangs algebraische Methode tatsächlich die Anwendung der topologischen Begriffe und der Schemamodelle, die als eine allgemeine und gleichzeitig als eine anschauliche mathematische Beschreibung der Kette galten, verneinte. Dieselbe Bemerkung kann man auch der Algebra der strukturellen Zähler zuschreiben. Diese Algebra wurde in den 60-er Jahren ausgearbeitet und basiert sich auf Wangs Ergebnisse.

Feussners Ergebnisse bekamen die Entwicklung in den Werken von Barrous [49], Braun [50, 51], Parten und Siket [71], Huan [59–63] und Haschimin [58]. Wie die letzten Forschungen zeigten, war die Verwendung der Verallgemeinerungen des idealen Verstärkers von Tellegen am wirksamsten für die Analyse aktiver elektrischer Ketten [72]. Diese Verwendung wurde infolgedessen Nullor genannt [52, 53]. Nullor ist eine anomal verwaltete Quelle, denn der Strom und die Spannung des Norators (Generator des Nullors)

sind nicht bestimmt, und der Strom und die Spannung des Nullators (Empfänger des Nullors) sind gleich 0.

In 1965 führte Braun den Begriff eines orientierten Nullors an [50]. Das liess die symbole schematisierte Funktion (SSF) durch die Determinanten der Schemata mit Noratorn und Nullatorn ausdrücken und auch Feussners Formeln für die Analyse der elektrischen Ketten, die ideale operative Verstärker (OV) enthalten, verwenden.

Haschemin bot die Formel der Zelegung der Schemadeterminante nach den Merkmalen der verwalteten Quelle (VQ) [58]. In den Werken von Milik [66] und Osawa [67] waren topologische Bedingungen der Zulassung, Degeneration und Stabilität aktiver elektrischer Ketten, die die Methode der Schemadeterminante (MSD) als Basis nahmen, erforscht. Diese Methode war alternativ zur traditionellen Maternmethode.

Es wurde so herausgestellt, dass Feussners Entwicklung der Ideen das Los weniger Enthusiasten wurde, die in der Regel keine Nachfolger hinter sich liessen. Gleichzeitig wurden in der Welt umfangreiche und zahlreiche Forschungen geführt, die der Verallgemeinerung der Regeln von Kirchhof und Maxwell für die Analyse der Schemata mit VQ gewidmet waren. Den Grundstein für diese Forschungen lagen Persivals Arbeiten [68, 69].

Die Methode der vollen Bäume (Methode von Kouts) wurde ursprünglich für y-Schemata mit der Stromquelle erarbeitet, die die Spannung verwalteten (Quelle des Stroms der verwalteten Richtungen - QSVR) [54]. Die Hauptidee dieser Methode war der Ersatz aller passiven Elemente des Schemas, die von der Leitfähigkeit bestimmt (Stromquelle) und von der Spannung verwaltet waren, bei denen die verwaltete (Generator) und die leitende (Empfänger) Zweige parallel waren.

Das infolgedessen erhaltene Hilfsschema, das nur QSVR enthielt, gilt als ein Rechenmodell der Methode von Kouts. Diese Methode wurde nach Jahren bei der Begründung MSD verwendet.

Der volle Baum des Schemas von Kouts heisst das zusammenhängende Unterschema, das alle Knoten des Ausgangsschemas bedecken. Die in diesem Unterschema enthaltenen Generatoren QSVR bilden einen Baum, und als Ergänzung dieses Baumes setzen obligatorisch die Empfänger gleichnamiger QSVR zusammen, und umgekehrt wird der Baum von den Empfängern herausgebildet, und die Ergänzung dieses Baumes – von den Generatoren gleichnamiger QSVR. Die Determinante des vollen Baumes ist nach der absoluten Grösse gleich dem Produkt der Merkmalen QSVR, denen Generatoren und Empfänger diesen Baum bilden.

Die Methode von Wosnazki [74] kann als die Entwicklung der Methode von Kouts betrachtet werden. Dabei wird anstelle der Umgestaltung passiver Elementen des Schemas in VQ ein verallgemeinerter Zweig als die Verbindung des passiven Elementen mit dem Generator VQ (im Vorhandensein des Letzten)

gebraucht. Die Aufzählung aller Bäume des Schemas, die aus verallgemeinerten Zweigen gebildet ist, liegt die Methode von Wosnjazki zugrunde.

Jeder Baum wird die Empfänger VQ ergänzt und es befindet sich die Determinante des bekommenen Schemas, das wir ein elementares Schema von Wosnjazki nennen. Die Erfassung der VQ in solchem Schema ist der Erfassung unabhängiger Quellen in der topologischen Methode von Kirchhof [27] ähnlich, was der Methode von Wosnjazki die Anschaulichkeit verleiht. Zugleich enthält die Determinante des elementaren Schemas im allgemeinen Fall mehr als einen Summand und die Formel der Zerlegung der Determinante hängt von der Struktur dieses Schemas ab. Einerseits lässt es die Produkte der Leitfähigkeit der Zweige des entsprechenden Baumes ausklammern und andererseits erschwert es die Formalisierung der Methodik der Herausbildung der SSF.

Die Regel des Zeichensbefindens der Summanden der Determinanten elementarer Schemata hat keine Begründung im Unterschied zur analogischen Prozedur von Kouts, obwohl in [74] über die Absicht des Autors mitgeteilt wurde, das in der Zukunft zu machen. Wahrscheinlich deshalb fand die Methode von Wosnjazki keine Nachfolger, obgleich als die Beilage im bekannten Buch veröffentlicht war [74, s. 294–311].

Der sowjetische Forscher J.P.Galjamitschew erhielt als Erster den Schemabeschluss der Formierungsaufgabe der SSF, der die Analyse des Schemas mit QSVR und den passiven Elementen vorsieht, die durch die Leitfähigkeit ausgedrückt werden [25].

Das Wesen seiner Idee bestand darin, dass am Anfang die Determinante des aktiven Schemas von Elementen befreit, die darin die Asymmetrie beiträgt, das heisst von QSVR und dann wird durch Bäume passiver Schemata, abgeleitet vom passiven Unterschema des Ausgangsschemas ausgedrückt. Solcherweise wird die Determinante des Schemas in Form der Summe 2^n der Summanden dargestellt, wo n - die Zahl QSVR im Schema ist. Jeder Summand entspricht einiger Verbindung aus Merkmalen QSVR. Das Produkt der Verbindungsmerkmalen wird mit dem Koeffizienten multipliziert, der die Merkmale passiver Zweige berücksichtigt und der kann man bei der Analyse der Struktur des passiven Unterschemas finden, denn die Beseitigung QSVR zu keiner Vereinigung des Knotenschemas führt. Nach 17 Jahren gebrauchte Haschemin dieselbe Zerlegung [58]. Er verwendete anstelle der Aufzählung der Bäume des passiven Unterschemas die Verbindung zu diesem Unterschema orientierte numerierte Nulloren.

Das Bedürfnis nach der Analyse der schweren elektrischen Ketten und nach der Erhöhung ihrer Aktivität bedingten das Interesse der Forscher Ende der 60-er Jahre – Anfang der 70-er Jahre zur diakoptischen Idee, die die Führung der Aufgabe der Analyse zu 3 Unteraufgaben vorsieht: 1) Zergliederung des Schemas in Teile; 2) Analyse jedes Teils im Einzelnen; 3) Vereinigung der Ergebnisse der Analyse des Unterschemas.

Es muss betont werden, dass der Begriff «Unterschema» («die teilweise Kette») schon von Feussner eingeführt und verwendet wurde [8].

Die Fortschritte in der topologischen Analyse der Schemata nach den Teilen erreichten vor allem die Forscher der ukrainischen Schule. Sie entwickelten die Weise der Zergliederung des Schemas in Teilen nach den Zweigen [40]. Die zusammenfassende Weise der Zerlegung des Schemas in Teilen nach den Knoten [8] gebraucht die äusserliche Charakteristik des Unterschemas wie die Menge der D -Bäume, d.h. K -Bäume, die die gleichen Wege in Bezug auf die äusserlichen Knoten dieses Unterschemas besitzen. Bei der Verbindung der Unterschemata muss man die gewählten Verbindungen der D -Bäume bei der Überstimmung der Merkmalen der Bäume des ursprünglichen Schemas prüfen, das führt zur wesentlichen Erschwerung der abschliessenden Etappe der Analyse in Teilen an.

Wahrscheinlich bedingt sich das Vorhandensein der nebensächlichen Verbindungen dadurch, dass die kleinsten Rechenkosten bei der Zergliederung des Schemas in elementare Unterschemata erreicht werden – die Knoten mit den Zwischenfallzweige, die abgesonderten Zweige, d.h. bei der Verwendung der Prozedur des Ansetzes. Das zeigte die Erforschung der mechanischen Programme, die die Methode der D -Bäume realisieren [3, 55].

Es ist wichtig, dass die Prozedur des Ansetzes auch die erste Vorbereitungsstufe des diakoptischen Herangehens ausschliessen lässt. Wie es sichtbar ist, wurden die nützlichen Eigenschaften dieser Prozedur schon von Feussner gezeigt (siehe Behauptungen 2 und 3), der seine Methoden (die zweite Methode für Y -Schemata und die dritte Methode für Z -Schemata) in solcher Form vorstellte, und das war möglich, nacheinander zu einigem Ausgangsschema einen Knoten hinzufügen.

Solcherweise ereignete sich im Lauf von der Evolution der Methoden der topologischen Analyse (deren Entwurf war oben gegeben) die Rückgabe zu ihrem Ausgangspunkt, d.h. zu Feussners Methoden, aber auf dem höheren Niveau – zur Analyse aktiver Schemata. Es ist leicht, sich zu überzeugen, wenn man D -Bäume symbolisch aufgibt, führt die Vereinigung der Unterschemata zum eingeschränkten Ausdruck für die Determinante des Schemas, der in der Regel mehr die Rechenoperationen als die Ausdrücke, die mit Hilfe der Methoden von Feussner abgefasst sind, fordert.

Im letzten Jahrzehnt kann man ein neues Interesse zur MSD bemerken. Im Jahre 1996 wurde eine nichtgelöschte verwaltete Quelle (NVQ) angeboten, deren Merkmal von der Einheit unterscheiden kann; das liess die Merkmale der ausgezeichneten VQ in den Formeln der Zerlegungen in der verborgenen Gestalt vorstellen [28,56]. Dabei wird die Determinante des Ausgangsschemas in Form der Summe der Determinanten der ersten und zweiten abgeleiteten Schemata aufgezeichnet. Das unterscheidet NVQ vom gewöhnlichen Nullor und orientierten Nullor, die selbst keine Merkmale besitzen, aber einen operativen Verstärker mit dem Verstärkungskoeffizienten modellieren, die nach der

Unendlichkeit streben. Für die Analyse der Vielpolschemata und der Schemata mit einigen Quellen der Einwirkung wurde eine vielgemesserte NVQ angeboten [34,57], die aus n -Strom- und Spannungsgeneratoren gebildet wurde. Diese Generatoren besitzen allgemeine Merkmale, die mit Hilfe eines und denselben Empfänger verwaltet wurden. Dieser Empfänger vereint in sich Merkmale des Strom- und Spannungsempfängers, das bedeutet, er sei dem Sinn nach ein Nullator. Der ideale Empfänger von Tellegen – ein gewöhnlicher Nullor – verlief somit 3 Phasen: erstens, der orientierte numerierte Nullor von Braun-Haschemin; zweitens, NVQ mit dem Merkmal, das 1 gleich oder mit 1 verschieden ist; drittens, die vielgemesserte NVQ mit Merkmalen unabhängigen Quellen.

Die angebotenen Verallgemeinerungen liessen die MSD vervollkommen und sie für die Formierung der optimalen nach der Schwierigkeit Ausdrücke der schematischen Funktionen und Wiederhülle [16,18,20] für die Analyse der Schemata mit allen Typen der Vielpolkomponenten [33,35], für die symbolische Analyse der schwierigen elektrischen Ketten in Teilen [14] und mit der willkürlichen Zahl der Einwirkungen [29,30], für die Diagnostik der linearen elektrischen Ketten [31,36–38], für den analytischen Beschluss der Systeme der linearen algebraischen Gleichungen [19], für die symbolische Analyse der elektronischen Ketten mit den umgestalteten Kondensatoren [32], für das Auffinden der Kettenmerkmale der Mehrpole [36] und der Rechnung der Funktionen der Sensibilität [39], für die Realisierung der effektiven Programme der symbolischen Analyse [48] verallgemeinert.

Es muss bemerkt werden, dass das Kriterium, das der Vergleichung der angebotenen und bekannten Methoden zugrunde liegt, zur Zeit die Rechenschwierigkeit der formierten Ausdrücke der SSF ist, die von der Menge der geforderten algebraischen Operationen charakterisiert wird [4]. Den fundamentalen Charakter gibt MSD jeben Umstand, dass sie beim Beweis einiger bekannten und neuen topologischen Umgestaltungen der elektrischen Ketten verwendet war. [23,46,47]. Die Beweise aufgrund der MSD unterscheiden die Kürze und die Anschaulichkeit, die Invariante zur elementaren Basis, was vorteilhaft der schematisch-algebraische Apparat vom traditionellen Maternapparat unterscheidet [23].

Die Methode der schematischen Determinanten gebraucht ihren eigenen schematisch-algebraischen Apparat und benötigt keinen anderen mathematischen Apparat. Die symbolischen Ausdrücke der Wiederhülle des Stroms und der Spannung, der Merkmalen der Elemente ergeben sich ohne Verwendung der traditionellen Prozedur des Beschlusses der Gleichungen, d.h. das Problem, das noch von Kirchhof gestellt wurde, erwarb endlich einen mehr oder weniger erledigten und allgemeinen Beschluss (die Formierung der optimalen Ausdrücke der Schemata mit den willkürlichen linearen Elementen, die symbolische Diakoptik und die Diagnostik). Die MSD liegt den gelesenen an der Uljanowsker Staatlichen technischen Universität Vorlesungen

«Elektrotechnik und Elektronik» und «Grundlagen der Kettentheorie» zugrunde [28, 34]. Auf der MSD basiert sich das effektivste von den existierenden Computersystemen der schematisch-technischen Modellierung, die die symbolischen Methoden der Analyse verwenden – Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis (SCAD-2006) [2, 75].

Die Forschungen auf dem Gebiet der symbolischen Analyse der elektrischen Ketten, die im Laufe von den letzten 10–15 Jahren durchgeführt wurden, führen zur Erarbeitung effektiver Methoden und Algorithmen an, die die Ideen von Kirchhof, Maxwell, Feussner und Kouts entwickeln, bedingen das praktische Interesse der Erarbeiter der elektronischen Mittel für die entsprechenden modellierenden Programme. Das wird vom Erlernen der Stoffe der internationalen Symposien für Ketten und Systeme (ISKuS), der mittelwestlichen Symposien für Ketten und Systeme (MWSKuS), der europäischen Konferenz der Theorie der Ketten und der Projektierung (EKTKP) bestätigt [56]. Regelmässig wird das internationale Seminar „Symbolische Methoden und ihre Beilage zur schematisch-technischem Projektierung“ (SMUBSP) durchgeführt. Auf dem letzten Seminar [57] wurde die Vorschläge über die Durchführung der nächsten Sitzung SMUBSP-2006 in Russland geäußert.

Das behutsame Verhältnis zu den Werken der wissenschaftlichen Vorgänger (als Beispiel kann man die Liste der Publikationen für die Nullorthematik aus 355 Namen [64] betrachten), für das die erwähnte Arbeit von Tellegen den Grundstein gelegen hat, ist der Unterpfand für Erfolge der bevorstehenden Forschungen. Es ist in unseren Kräften, dazu beizutragen, dass der Zeitfluss in seiner Strömung die wissenschaftlichen Arbeiten der Vorgänger nicht wegnimmt, und die neuen Generationen der Forscher nicht wiederholen, sondern entwickeln die Ergebnisse ihrer Kollegen.

Literaturverzeichnis in deutscher Sprache

1. Bellert S., Woznjazki G. Analyse und Synthese elektrischer Ketten nach der Methode der Strukturzahlen. – Moskau: Welt, 1972.– 311 s.
2. Beresuew R.I., Kurganow S.A., Filaretow W.W., Schein D.W. Symbolische Analyse und Diagnostik elektronischer Ketten // das Staatliche Koordinative Zentrum der Informationstechnologien. – 2004. – № OFAP 3981; № Gr 50200401291.
3. Berezko L.A., Schapovalow J.I. Realisierung der Methode der Unterschemata bei der symbolischen Analyse linearer Schemata. – Radioelektronik.– 1980.– Bd 23.– № 6.– S. 21–25.
4. Dmitrischin R.W. Entstehen der Formel der charakteristischen Gleichung der variantenreichen Schemenanalyse. – Radioelektronik. – 1982.– Bd 25.– № 6.– S. 89–91.
5. Dmitrischin R.W. Mater- und Schemendeterminanten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN–2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 38–47.

6. Dolbnja W.T. Topologische Methoden der Analyse und Synthese der elektrischen Ketten und Systeme. – Charkov: Hochschule, 1974.

7. Erohow I.W. Bibliographie «Kirchhof G. Ausgewählte Werke. – Moskau: Wissenschaft, 1988» // Elektrizität. – 1990. – № 7. – S. 91–92.

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

9. Feussner W. Über Verzweigung elektrischer Ströme // Sitzungsberichte der Gesellschaft zur Beförderung der gesamten Naturwissenschaften zu Marburg. – Marburg, 1902. – N 8 (December). – S. 105–115.

10. Feussner W. Einige Sätze zur Berechnung der Stromstärke in netzförmigen Leitern // Sitzungsberichte der Gesellschaft zur Beförderung der gesamten Naturwissenschaften zu Marburg. – Marburg, 1904. – N 7 (August). – S. 83–87.

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

12. Filaretow W.W. Formierung der symbolischen Funktionen für active elektrische Ketten nach der Methode des Ausziehens und der Beseitigung der Zweige // Elektrizität. – 2001. – № 4. – S. 43–51.

13. Filaretow W.W. Forschungen von Wilhelm Feussner auf dem Gebiet der theoretischen Elektrotechnik // Elektrizität. – 1992. – № 9. – S. 64–67.

14. Filaretow W.W. Methode der binären vektoren für die topologische Analyse der elektronischen Schemen nach den teilen // Elektrizität. – 2001. – № 8. – S. 33–42.

15. Filaretow W.W. Methode isomorpher Wandlungen für die Analyse quasivoller und quasihomogener Grafen der Leitfähigkeit. – Elektrizität. – 1987. – № 5. – S. 5–9.

16. Filaretow W.W. Optimisierung der Formeln der Schemenfunktionen der elektrischen Ketten // Elektrizität. – 1993. – № 9. – S. 64–68.

17. Filaretow W.W. Topologische Analyse der elektronischen Schemata nach der Methode der Aussonderung der Zweige und Bogen // Elektrizität. – 1992. – № 7. – S. 31–37.

18. Filaretow W.W. Topologische Analyse der elektronischen schemata nach der Methode der Aussonderung der Merkmalen // Elektrizität. – 1998. – № 5. – S. 43–52.

19. Filaretow W.W. Schemenwiderspiegelung der Matrix für die symbolische Lösung der Systeme linearer algebraischer Gleichungen // Logisch-algebraische methoden, Modelle, angewandte Anwendungen: Internationale Konferenz KLIN–2001. – Uljanowsk. – UISTU. – 2001. Bd 3. – S.13–15.

20. Filaretow W.W. Sythese optimaler Formeln der Schememfunktionen der elektrischen Ketten // Elektrizität. – 1995. – № 4. – S.36–43.

21. Filaretow W.W. Unistorsignalgraf des elektronischen Schemas und seine Analyse. – Elektrizität. – 1989. – № 9. – C. 48–55.

22. Filaretow W.W. Vorränge in der Wissenschaft oder über noch einen Bestandteil des Erfolges // Elektrizität. – 1994. – № 12. – S. 63–64.

23. Filaretow W.W. Über die Schementriaden von Wolgin L.I., hervorgerufen von der Drehung des aktiven Dreipoles in aktiven elektrischen Ketten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN–2003. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – Bd 4. – S. 86–94.

24. Filaretow W.W. Über die Wechselbeziehung der Schemen- und Materdeterminanten // Systeme der unnatürlichen Vernunft: Algorithmen der Bearbeitung und des Modells: Internationale Konferenz KLIN-2002. – UISTU.– 2002.– Bd 4. – S. 85–92.

25. Galjamitschew J.P. Berechnung aktiver Schemen mit der Hilfe der Schemenbäume // elektrisches Feldmeldewesen. – 1960. – № 8. – S. 48–57.

26. Ionkin P.A., Darewskiy A.I., Kucharkin E.S., Mironow W.G., Melnikow N.A. Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik.– Bd 1. Grundlagen der Theorie linearen Ketten.– Moskau: Hochschule, 1976.– 544 s.

27. Kirchhof G.R. Ausgewählte Werke. – Moskau: Wissenschaft, 1988. – 428 s.

28. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Analyse der eingeschwungenen Arbeitsweise linearer elektrischer Ketten nach der Methode der Schemendeterminante: Lehrmittel. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – 148 s.

29. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Implizites Prinzip des Deckungsverfahrens der Einwirkung in linearen elektrischen Ketten // Elektrizität. – 2005. – № 1. – S. 32–43.

30. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Methode des verwalteten Generators für die Analyse linearer Ketten mit einigen Quellen der Einwirkung // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 69–75.

31. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Methode indirekter Einschädigung auf Grund verwalteter Quellen für die symbolische Diagnostik linearer Ketten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 80–91.

32. Kurganow S.A. Methode der Schemendeterminante in der Basis der Ladungen und Spannungen für die Analyse der Ketten mit den schaltbaren Kondensatoren // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S.64–69.

33. Kurganow S.A. Schematisierte-algebraische Formeln für die bestimmung der Kettenmerkmalen der Durchgangsvierpolen in der symbolischen Form // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2003. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – Bd 4. – S. 52–55.

34. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Symbolische Analyse und Diagnostik linearer elektrischer Ketten nach der Methode der Schemendeterminanten: Lehrmittel. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – 248 s.

35. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Symbolische Analyse linearer elektronischer Ketten auf Grund der schematisierte–algebraischen Formeln der Aussonderung der merkmale Mehrpole // Elektrizität.– 2003.– № 6.– S. 52–65.

36. Kurganow S.A. Symbolischer Ansatz zur Lösung der Aufgabe der Diagnostik elektrischer Ketten // Elektrizität. – 2002. – № 8. – S. 49–52.

37. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Topologische notwendige und genügende Bedingungen der Lösung der Basisaufgabe der Diagnostik // Schematisierte-

topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 75–80.

38. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Über die Verwendung des Operationsverstärkers für die Kompensation der Impedanzen mit unabhängigen Quellen // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2003. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – Bd 4. – S. 55–58.

39. Kurganow S.A., Filaretow W.W. Verwendung der Schemenfunktionen bei der Variation der Merkmale der verwalteten Quellen in linearen elektronischen Ketten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2003. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – Bd 4. – S. 58–63.

40. Lanne A.A., Michailowa E.D., Sarkisjan B.S., Matwiytschuk J.N. Optimale Realisierung linearer elektronischer RLS-Schemen. – Kiev, 1981. – 208 s.

41. Maxwell D.K. Traktat über Elektrizität und Magnetismus. – Moskau: Wissenschaft, 1989. – Bd 1. – 416 s.

42. Milanzey T., Slawsky G.N., Filaretow W.W. Fünf Formeln der Methode der schematisierten Determinanten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Internationale Konferenz KLIN -2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 102–113.

43. Reihngold E., Nievergeld Ü., Deo N. Kombinatorische Algorithmen: Theorie und Praxis. – Moskau: Welt, 1980. – 478 c.

44. Robischo L., Buawer M., Rober M. Gerichtete Grafen und ihre Beilage zu den Elektrischen Ketten und Maschinen. – Moskau-Leningrad: Energie, 1964. – 248 s.

45. Timkin J.W. Rekursionsformeln der Übertragungsfunktionen der linearen passiven vollen elektrischen Kette. – Elektrizität. – 1991. – № 1.

46. Wolgin L.I., Filaretow W.W. Inverse topologische Umgestaltungen elektrischer Ketten mit Operationsverstärker // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 20–27.

47. Wolgin L.I., Filaretow W.W. Gegenseitige Umtauschbarkeit und reversible topologische Wandlung aktiver elektrischer Ketten // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2003. – Uljanowsk: UISTU, 2003. – Bd 4. – S. 9–16.

48. Wolnow W.E., Kurganow S.A., Filaretow W.W. Symbolische Analyse der schweren elektrischen Ketten und Netze mit der Hilfe des Programms CIRSYMD // Schematisierte-topologische Modelle aktiver elektrischer Ketten: Synthese, Analyse, Diagnostik: Internationale Konferenz KLIN-2004. – Uljanowsk: UISTU, 2004. – Bd 4. – S. 27–30.

Literaturverzeichnis in englischer Sprache

49. 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.

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

51. Braun J. Method of singular elements in the theory of active nonreciprocal networks: Ph.D. dissertation /Rozprawy Československé Akademie VĚD.– Praha, 1969.– 60 p.

52. Carlin H.J., Youla D.C. Network synthesis with negative resistors // Proceedings of the IRE.– 1961 (May).– P. 907–920.

53. Carlin H.J. Singular network elements // IEEE Transactions on circuit theory.– 1964 (March).– P. 67–72.

54. Coates C.L. General topological formulas for linear network functions // IRE Transactions on circuit theory.– 1958.– Vol. CT-5, N 3.– P. 42–54.

55. 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.

56. Filaretov V.V., Korotkov A.S. Generalized parameter extraction method in network symbolic analysis // Proceedings of the European conference on circuit theory and design (ECCTD-2003).– Kraków, Poland, 2003.– Vol. 2.– P. 406–409.

57. 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.– Wrocław (September 23–24).– 2004.– P. 8–11.

58. 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.

59. Hoang S. Direct topological rules for analysis of networks without magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki. – 1974. – T. 23. – z. 2.– S. 387–405.

60. Hoang S. Direct and shortcut topological rules for analysis of networks with magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki.– 1974.– T. 23, z. 2.– S. 407–425.

61. Hoang S. Direct topological method of analysis of networks containing operational amplifiers // Archiwum elektrotechniki.– 1981. – T.30, z. 118–4. –S. 911–922.

62. 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.

63. Hoang S. About the stability of frequency-independent networks // IEEE Transactions on circuits and systems. – 1985. – Vol. CAS-32, N 9. – P. 970–973.

64. 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.

65. Mason S.J. Topological analysis of linear non-reciprocal networks. – Proc. of the IRE.– 1957.– Vol. 45.– N 6.– P. 829–838.

66. 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.

67. Ozawa T. Topological conditions for the solvability of linear active networks // Circuit Theory and Applications.– 1976.– Vol. 4.– P. 125–136.

68. Percival W.S. Improved matrix and determinant methods for solving networks // Digests of institution monographs.– Monograph No. 96 (Radio section).– P. 278–279.

69. Percival W.S. The graphs of active networks // Digests of institution monographs.– Monograph No. 129 (Radio section).– P. 727–729.

70. Percival W.S. The solution of passive electrical networks by means of mathematical trees. – Proc. of the IEE. – 1953. – Vol. 100. – Pt. 3, N 65.– P. 143–150.

71. 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, 1971.– P. 39–42.

72. Tellegen B.D.H. La recherche pour una série complète d'éléments de circuit idéaux non-linéaires // 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.

73. Weinberg L. Kirchhoff's third and fourth laws // IRE Trans. on circuit theory.– 1958.– Vol. CT-5.– N 1.– P. 8–30.

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

75. Official website of system Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis / <http://www.levul.org/sm/symbolic.htm>.

76. Wissenschaft und Forschung – Wissen-News <http://www.wissen-news.de/forum/board.php?boardid=23&sid=13d4a176345f2f9078b8e7f3425c90f6>

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. Тел. (8422) 52-87-13 (дом.) e-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru; <http://www.levul.org>

Юлия Александровна Статенина – студентка третьего курса факультета информационных систем и технологий. E-mail: loreleys@rambler.ru

Елена Александровна Устимова – переводчик-консультант

ИДЕАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТЕЛЛЕГЕНА

Т. Миланцей

Перевод с польского: В. В. Филаретов

Метод производных (остаточных, сокращенных) схем или метод схемных определителей. Последние работы, посвященные схемному подходу к символьному анализу электрических цепей [1–10], побудили к подготовке данной статьи обзорного характера. Как оказалось, это потребовало много времени. Хотелось отыскать в библиотеке статьи,

которые просматривал около 35 лет тому назад. В то время не было легко доступных ксероксов, но память была лучше, сохранились также краткие заметки. От *Р.В.Дмитришина* недавно получил копию статьи *Партена* и *Сикета* [11], которая цитируется в [9, 10], и о которой ранее не знал. Известна была мне работа [12], в которой упоминается о «понятии пути тока» *Сикета*. В статье упомянутых авторов представляется эвристический подход, то есть простые схемы с известным результатом анализа получаются на основе правил метода «сокращенных схем» (residual networks – остаточных схем). Определение «остаточных схем» использовал *Браун* [13, 14] (который в настоящее время работает в Институте фотоники и электроники Чешской Академии наук). В работах *В.В.Филаретова* используется термин «производные схемы» [1–7]. Я для себя перевел: «сокращенные схемы (sieci zredukowane)», то есть схемы, которые остаются после использования правил *Фойснера* [14 – 17].

Партен и *Сикет*, по-видимому, хотели определить связь метода сокращенных схем с теорией цепей, в работах же российских специалистов используется название «метод схемных определителей» [7–10]. Коллега за океаном помог отыскать более позднюю работу этих авторов [19]. В ней авторы обратились к методу *Кирхгофа* [20], который послужил основой многих топологических методов. Однако это развитие наступило спустя сто с лишним лет. Глубина этой статьи *Кирхгофа* до сих пор является источником недоразумений и дискуссий [21–23], проводятся исследования по воссозданию хода мыслей основоположника теории электрических цепей [24].

В книге *Сешу* и *Рида* [25] в разделе 7.4 не упоминается о работах *Фойснера*, а на с. 174 содержится информация о «доказательстве» *Обермейера* формул *Кирхгофа*. Зависимость (7.67) действительно справедлива, но не является правилом *Кирхгофа* (русский перевод только незначительно отличается от оригинала). Правило *Кирхгофа* обобщается для *RLC*-схем без взаимных индуктивностей, о чем знали *Кирхгоф* и *Максвелл* [26] и многие другие, которые пробовали сформулировать расширенный метод, охватывающий взаимные индуктивности и сопротивления, особенно часто используемые. Определим публикацию *Партена* и *Сикета* [19] как выражение импедансной функции передачи, это было репродуцировано спустя двадцать лет в книге *П.М.Лина* [27], наряду с выражением адмиттансной функции передачи.

Идеальный усилитель *Теллегена* – нуллок. Нуллоры вызвали большой интерес, но одновременно мир знатоков теории цепей разделился. Наряду с такими энтузиастами как *Митра* и *Брайтон* (ограничимся авторами больших книжек) [28, 29], можно привести пример *Чена* (автора многих публикаций и нескольких книжек) [30], который не замечал нуллоров (как будто считал определение норатора и нуллатора лишенными

смысла – хорошими только для шокирования студентов, знающих со школы закон *Ома*).

Многие годы авторы часто ссылались на программы анализа (см., например [31], статью *K.Pal* [Electronic Letters.– 1981.– N 3 (September)]), как очевидное, а с другой стороны, откуда столько бормотания, например [32]. Наряду с другими результатами следует высоко оценить обозначение ориентированного нуллора, предложенное *В.В.Филаретовым* [6, 7] и показанное на рис. 1. Эта схемная модель идеального усилителя *Теллегена* (ИУТ), образована двумя элементами: неудаляемый датчик (приемник), обозначенный на рис. 1,б одинарной стрелкой, и неудаляемый источник, который обозначен сдвоенной стрелкой. Различные обозначения ИУТ обсуждаются в [33].



Рис. 1. Ориентированный нуллор (а) и неудаляемый управляемый источник (б)

Телlegen исследовал идеальный усилитель – ИУТ как новый схемный элемент [34], дал пример триода, где наклон характеристики S (вместо S используется обозначение g_m – проводимость передачи, либо взаимная проводимость, m – от слова mutual) и коэффициент усиления напряжения μ устремляются к бесконечности. Если $g_m \rightarrow \infty$ и $\mu \rightarrow \infty$, то получается $i_g=0$ и $v_g=0$ [34, с. 143].

В 1948 году *Телlegen* описал идеальный гиратор как пятый пассивный элемент [35]. После четырех канонических управляемых источников: источника напряжения, управляемого током (ИНУТ), источника тока, управляемого током (ИТУТ), источника тока, управляемого напряжением (ИТУН), источника напряжения, управляемого напряжением (ИНУН), ИУТ является пятым активным элементом, который также является «математическим понятием без физического содержания» [36, р. 467]. Карлин одним из первых оценил значение ИУТ [37, 38].

Определение 1. Схемная модель ИУТ представляет собой пару ориентированных ветвей, первая из которых является неудаляемым источником тока J или напряжения E , а вторая – неудаляемым датчиком тока I или напряжения U , кратко: неудаляемый источник (НИ), неудаляемый датчик (НД).

Определение «неудаляемый» (non-removable) требует дополнительного объяснения. *В.В.Филаретов* этим определением подчеркнул, что названные так ветви не подчиняются правилам *Фойснера*, что весьма мне понравилось. Припоминаю лекцию профессора *Беллерта* в 1970 году, в которой он обратил внимание на важное различие. Когда к

схеме подключается источник напряжения (генератор E) и измеритель тока (приемник I), то выполнив измерение тока, можно определить

$$T_{EI} = I/E. \quad (1)$$

Анализируя ту же самую схему с одним источником напряжения E , ток I выбранной ветви можно записать в форме

$$I = NE/D. \quad (2)$$

При определении из этой зависимости T_{EI} получается, что достаточно обе стороны поделить на E . Однако слагаемые выражения в знаменателе могут содержать E со знаком «плюс» или «минус», и после деления на E знаки становятся как «неудаляемые» (вместо деления на E можно принять $E = 1В$). Из этого следует, что лучше освоить оперирование понятиями генератор-приемник при определении аналитической функции передачи T . Ветви НИ и НД считаются «носителями информации» о знаках слагаемых числителя функции передачи RLC -схемы (а в случае схемы с управляемыми источниками – слагаемыми числителя и знаменателя передачи T). Это старая «проблема знаков», наверное, не стоит говорить о ней подробнее.

Кумар и *Сенани* составили библиографию из 354 публикаций, посвященных нуллорам [39], начиная с основной идеи, опубликованной *Теллегеном* в 1954 году. В заключение статьи [34] *Теллеген* написал о четырех типах идеальных усилителей. После 50-х годов последовали часто цитируемая работа [40] и важное утверждение *Брайтона* [29, с. 59]: «Управляемые источники всех четырех типов при бесконечном усилении точно эквивалентны нуллору». Обоснованным будет принятие следующего определения.

Определение 2. Идеальный усилитель *Теллегена* однозначен четырем каноническим управляемым источникам – ИНУТ, ИТУТ, ИТУН, ИНУН при устремлении их параметров к бесконечности $r_m \rightarrow \infty$ и $\beta \rightarrow \infty$, $g_m \rightarrow \infty$ и $\mu \rightarrow \infty$ соответственно.

Замкнутая схема. В [9, с. 128] есть упоминание о замкнутой схеме с цитированием книги [27]. Определение замкнутой схемы ввел *Хенн* в 1964 году применительно к сигнальному графу и много об этом написал [41]. Проще для сравнения использовать раздел 5 в сборнике статей, написанный *Зобристом* [42].

Нуллорную замкнутую схему описал *Браун* [13]. Замкнутая схема была графом физической схемы у *Возняцкого* [43, с. 67] с подключенным источником напряжения или тока и подключенным приемником напряжения (вольтметром) или тока (амперметром). Сетевая алгебра *Вознячки* была развита *Беллертом* как алгебра структурных чисел [44]. Ранее *Персивал* описал фиктивный элемент f для замкнутой схемы ИТУН [45, 46]. Замкнутой схемой фактически оперировал *Мейсон* (ветвь источника и ветвь измерителя) [47]. *Хуанг* принял определение

«свободный режим» (free mode) [48]. *Сешу* и *Рид* в уже цитируемой книге [25] на рис. 7–10 ввели «соглашение для правила *Кирхгофа*» и их полная схема $N+E+Z_L$ весьма близка замкнутой схеме (стрелка тока I_L немного напоминает это понятие).

Использованием в замкнутой схеме ИУТ можно интерпретировать правило *Кирхгофа*, как показано на рис. 2.

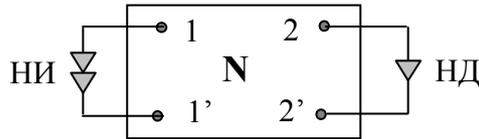


Рис. 2. Замкнутая схема с идеальным усилителем *Теллегена*

В контексте подписи под рис. 7-10 в книге [25] подпись под рис. 2 настоящей статьи можно дополнить словами: «Соглашение для правила *Кирхгофа*».

Таким образом, обсуждаемую функцию передачи T_{EI} некоторой схемы можно записать в форме

$$T_{EI} = N^c / D_{EI} \quad (3)$$

где N^c – вес схемы, замкнутой ИУТ, D_{EI} – вес схемы после удаления НИ и НД, отождествления узлов 1–1' и 2–2'. Существенным является то, что числитель (numerator) и знаменатель (denominator) передаточной функции (transfer function) T_{EI} определяются как значения двух различных схем.

Следует оперировать двумя различными определениями (понятиями) веса схемы и ясно отличать вес схемы (значение схемы) от значения определителя матрицы схемы [30, с. 86]. В этой книге подробно не определено, какая матрица существует для анализируемой схемы.

Прямой топологический метод Хуанга. Определение базовых понятий – вопрос всегда фундаментальный, поэтому велика заслуга *Хуанга*, сформулировавшего определения понятий, которые стали основой его метода прямого топологического анализа [48–51]. Метод *Хуанга* развивали немногие [52]. Отсутствуют публикации на русском языке, содержащие определения *Хуанга*, за исключением, может быть, обзора в диссертации [6] и перевода с польского книги [53], где обсуждается применение правил *Хуанга* для анализа схем, образованных двухполюсными элементами. Как показано в [6], истоки метода *Хуанга* можно обнаружить в методе *Вознячки* [44, 54]. Мои нижеследующие замечания прошу принять как голос в дискуссии над терминологией и использованием символов основных понятий.

Определение 1 (Хуанг). Вес (значение) дерева $f(t)$.

Понятие дерева t широко известно и используется, но определение Хуанга веса дерева, пожалуй, мало известно. Хуанг использует ветви сопротивлений или проводимостей, такой случай раньше описал Wing в 1958 году и в своем анализе использовал утверждение об определителе суммы двух матриц. Практически одновременно аналогичное утверждение в виде теоремы об определителе суммы двух матриц было доказано В.П. Сигорским [55]. Эта теорема, вытекающая из обобщенного разложения Лапласа по совокупности строк матрицы, нашла применение в анализе электрических цепей [56, 57], а также была использована для доказательства диакоптического метода схемных миноров [5].

Определение 2 (Хуанг). Вместо определителя D схемы вводится вес схемы и обозначается N . RLC-схема без взаимных индуктивностей может содержать петли и висячие ветви, так как описал Возняцки [43, с. 58–61]. Для RLC-схемы вес есть сумма весов всех деревьев

$$N = \sum_t f(t). \quad (4)$$

Обозначением N оперировал Фойснер и символ N обозначал вес резистивной схемы [15, 16]. Ветви схемы описывались сопротивлениями z или проводимостями y в формулах Фойснера

$$N = zN^z + N_z, \quad (5)$$

$$N = yN_y + N^y. \quad (6)$$

Оставляю обозначения, принятые в советской школе [58], что верхний и нижний индексы обозначают удаление и стягивание ветви соответственно (в [59, с. 103] в формуле (6) допущена описка). N^z – вес схемы при удалении ветви z , вызывающем сокращение числа контуров схемы. N_z – вес схемы при стягивании ветви z («стягивании исчезновением» по Возняцки [43]). Число контуров при этом не изменяется, сокращается число ветвей схемы. N_y – вес схемы после стягивания ветви y с последующим уменьшением числа узлов схемы. N^y – вес схемы при удалении ветви y с последующим сокращением числа ветвей схемы, число узлов не изменяется. Уменьшение количественных характеристик схемы в результате применения формул (5) и (6) служит дополнительным обоснованием термина «метод сокращенных схем».

Для схем, содержащих элементы L и C вес схемы принимается в форме полинома и часто называется полиномом схемы [25, с. 241]. Хуанг принял сопротивлениями множество $\{R, sL, R+sL\}$, а проводимостями – множество $\{G, sC, R+sL\}$ так, чтобы полином схемы не имел отрицательных степеней, что не является ограничением метода.

В определении 3 Хуангом вводится дополнение подграфа, которое в сущности есть определение дополнения цикла, которое может быть распространено на множество циклов и их подграфов.

Определение 3 (Хуанг). Дополнение цикла.

Дополнение цикла есть схема, полученная из данной схемы в результате удаления всех ветвей цикла и объединения всех узлов цикла, другими словами, стягивания всех ветвей, образующих цикл.

В определении 4 Хуанг определяет transfer link. Логично под термином «transfer link» понимать слово «przepust», которое в польском языке обозначает канал либо проход под идущей дорогой, например, через густой лес с дикими зверями. Думаю, что в русском языке слово «пропуск» имеет подобное значение. В диссертации [6] «transfer link» переводится как «соединение передачи» или «контур передачи».

Определение 4 (Хуанга). Пропуск в схеме, замкнутой идеальным усилителем Теллегена, есть цикл, включающий как НИ, так и НД. Знак пропуска равен ± 1 (∓ 1), где ориентация ветвей НИ и РД согласная (встречная). В работах ульяновской школы [1–10] соглашение Кирхгофа об определении знака с учетом методических соображений изменено на обратное и знак пропуска принимается отрицательным (положительным) при согласной (встречной) ориентации НИ и НД.

Обозначение Хуанга ($ES \rightarrow OQ$) можно записать как (НИ \rightarrow НД).

Определение 5 (Хуанга). Вес пропуска $f(p)$ – вес пропуска p .

Весом пропуска $f(p)$ называется произведение: 1) знака пропуска; 2) всех проводимостей, входящих в пропуск; 3) веса дополнения пропуска.

Представляется, что Фойснер опубликовал свою формулу (5) в 1902 году [15], прочитав внимательнее работу Кирхгофа [20]. Вероятно потом сориентировался, что в схеме с одним источником напряжения E (используется принцип суперпозиции) при стягивании ветвей, образующих цикл (который описал Кирхгоф и применил для нахождения числителя N), получается схема, вес которой можно найти, также применив его формулу. Этот результат был опубликован в 1904 году [16]. Тем самым Фойснер определил вес дополнения пропуска (опредетель дополнения соединения (link) Хуанга).

Выражения для схемных функций. Утверждение 2 (Хуанг).

Вес RLC -схемы, замкнутой идеальным усилителем Теллегена, равен сумме весов всех пропусков

$$N^c = \sum_p f(p), \quad (7)$$

где N_c – схемы, замкнутой ИУТ, являющейся неизменной функцией передачи [Matthaei. Some simplifications... // IRE Trans.– 1957]. В зависимости от типа функции передачи изменяется схема, вес которой является знаменателем D (denominator). Для ранее определенных передач дополнительно к (3) дописываем

$$T_{II} = I/J = N^c/D_I^J, \quad (8) \quad T_{JU} = U/J = N^c/D^{JU}, \quad (9)$$

$$T_{EU} = U/E = N^c / D_E^U, \quad (10)$$

где D_I^J – вес схемы после удаления НИ и стягивания НД, D^{JU} – вес схемы после удаления НИ и НД, D_E^U – вес схемы после стягивания НИ и удаления НД.

Определение входного сопротивления можно трактовать двояко в зависимости от состояния выхода разомкнутого или замкнутого, так, как описал [Matthaei. Some simplifications... // IRE Trans.– 1957]

$$Z_{in} = D_E^U / D^{JU}, \quad (11) \quad Z_{in} = D_{EI} / D_I^J. \quad (12)$$

Для схем с управляемыми источниками изменяется определение веса схемы так, как это сформулировал Хуанг, вводя и используя понятие цепи пропусков (transfer link chain). В диссертации [6] термин «transfer link chain» переводится как «цепь контуров передачи». Здесь хочется обратить внимание на аспект топологического метода Хуанга. На с. 402 Хуанг цитирует работы Кирхгофа [20] и Максвелла [26]. В книге Беллерта и Вознячки [44] (которая также цитируется) в формуле (5–28) для определителя Δ главной матрицы сопротивлений схемы, содержащей один ИНУТ

$$\Delta = \det_z A + kz_\beta \operatorname{sim}_z (\partial A / \partial \beta, \partial A / \partial \gamma), \quad (13)$$

где можно ввести обозначение $r_m = kz_\beta$.

Формулы выделения параметров. В статье Хуанга [47] формула (1а)

$$D = D_0 - KN_0^k, \quad (14)$$

где k – параметр управляемого источника может означать r_m , β , g_m , μ , приняв обозначения Хуанга, z , α , S , μ соответственно.

На выражения (13) и (14) можно взглянуть как на примеры выделения параметра r_m ИНУТ в двух различных системах понятий. В контексте Fig.17 работы Хуанга [48, с. 403], если DS_n и LQ_n заменить на ветви НИ и НД, то получится схема, замкнутая ИУТ. Хуанг оперировал замкнутой петлей обратной связи – «a closed feedback loop» (Fig 17b) из его концепции свободного режима («free mode»).

Подобными могли быть рассуждения Хашемина в 1977 году [59, Fig.4]. В анализе Хуанга следует найти пропуск или цепь пропусков в соответствии с его определениями, а согласно Хашимина анализируемая схема разлагается на две схемы для каждого управляемого источника (отвечающие выделению параметра управляемого источника, в общем связывающемся с формой билинейной функции передачи).

Используя предыдущие замечания и обозначения, можно записать

$$N_{CCVS} = N_{EI} + r_m N_{CCVS}^C, \quad (15) \quad N_{CCCS} = N_I^J + \beta N_{CCCS}^C, \quad (16)$$

$$N_{VCCS} = N^{JU} + g_m N_{VCCS}^C, \quad (17) \quad N_{VCVS} = N_E^U + \mu N_{VCVS}^C, \quad (18)$$

где N_{CCVS} – вес схемы, содержащей ИНУТ, N_{CCVS}^C – вес схемы, в которой ветвь ИНУТ интерпретируется как ветвь ИУТ, N_{EI} – вес схемы после стягивания ветвей НИ и НД.

Если анализируемая схема содержит RLC -элементы и только один ИНУТ, то значение N_{CCVS}^C вычисляется в соответствии с утверждением 2 (Хуанг), а N_{EI} , то есть вес RLC -схемы в соответствии с определением 2 (Хуанг). И так далее согласно принятым соглашениям обозначений и символов...

Помню, что книга Беллерта и Возняцкого [44] издавалась в 1972 году в русском переводе, но не помню, что включалось дополнение *Handkiewicza* [Archiwum elektrotechniki.– 1971] о методе определения знаков функции совпадения. Граф G_j содержит n линейно независимых циклов, а цикл обходится по часовой стрелке (по Кирхгофу).

Вывод. В результате использования идеального усилителя *Теллегена* для интерпретации правила *Кирхгофа* можно увидеть, что именно *Кирхгоф* был зачинателем метода сокращенных схем, то есть метода схемных определителей, который интересно развивается в последнее десятилетие [61], а введенный *Теллегеном* пятый активный элемент сделал возможным новый взгляд на теорию активных цепей.

Литература

1. Филаретов В.В. Схемный подход к символьному анализу активных электрических цепей // Электроника и связь: Науч.-техн. сб.– Киев, 1997.– Вып. 2.– Ч. 1.– С. 97–101.
2. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество.– 1998.– № 5.– С. 43–52.
3. Filaretov V.V. A topological analysis of electronic circuits by a parameter extraction method // Electrical technology.– 1998.– N 2.– P. 46–61.
4. Филаретов В. В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество. – 2001. – № 4. – С. 43 – 51.
5. Филаретов В.В. Метод двоичных векторов для топологического анализа электронных схем по частям // Электричество. – 2001. – № 8.– С. 33–42.
6. Филаретов В. В. Анализ электрических цепей методом схемных определителей: Методические указания. – Ульяновск: УлГТУ, 2001.– 40 с.
7. Филаретов В.В. Топологический анализ электрических цепей на основе схемного подхода: Дис. ... докт. техн. наук 05.09.05 (Теоретическая электротехника) / Ульяновский гос. Техн. ун-т, Санкт-Петербургский гос. техн. ун-т.– Ульяновск–Санкт-Петербург, 2002.– 265 с.
8. Курганов С.А., Филаретов В.В. Анализ установившихся режимов линейных электрических цепей методом схемных определителей: Учеб. пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2002. – 148 с.

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. Курганов С.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
11. 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.
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. Fuessner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik.– 1902.– Bd 9, N 13.– S. 1304–1329.
16. Fuessner W. Zur Berechnung der Stromstarke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik.– 1904.– Bd 15, N 12.– S. 385–394.
17. Филаретов В.В. Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // Электричество.– 1992.– № 9.– С. 64–67.
18. Филаретов В. В. Приоритеты в науке, или еще об одном слагаемом успеха // Электричество.– 1994.– № 12.– С. 63–64.
19. Parten M.E., Seacat R.H. Analysis of active networks by nullator-norator residual networks // Proc. of 6th Asilomar conference on circuits and systems.– 1972.– P. 522–525.
20. Кирхгоф Г.Р. О решении уравнений, к которым приводит изучение линейного распределения гальванических токов // Избранные труды.– М.: Наука, 1988.– С. 170–178.
21. Королев Ф.А., Филаретов В.В. О символьно-топологическом анализе схем (по поводу статьи Г.А. Белова и В.Г. Захарова в журнале «Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 76–80.
22. Королев Ф.А., Филаретов В.В. О методе замещения управляемых источников независимыми источниками (по поводу статьи Г. А. Белова и В.Г. Захарова в журнале «Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск : УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 220–230.
23. Миланцей Т., Филаретов В. В. Правило Кирхгофа для нахождения числителя и знаменателя схемной функции по ее знаменателю (по поводу статьи Г.А. Белова и В.Г. Захарова в журнале «Электричество») // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика : Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 217–220.

24. Ерохов И.В. Реконструкция первого топологического метода расчета электрических цепей, созданного Г.Кирхгофом // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. междунар. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск : УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 76–83.
25. Seshu S., Reed M.B. Linear graphs and electrical networks.– Addison-Wesley.– Reading (Massachusetts).– Сешу С., Рид М.Б. Линейные графы и электрические цепи.– М.: Высш. шк., 1971.– 448 с.
26. Максвелл Д.К. Трактат об электричестве и магнетизме: В 2 т.– Т. 1.– М.: Наука, 1989.– с. 329–331.
27. Lin P.M. Symbolic network analysis.– Amsterdam-Oxford-New York-Tokyo: Elsevier, 1991.– 319 p.
28. Mitra S. Analysis and synthesis of linear active networks.– New York: Wiley, 1969.
29. Bruton L.T. RC-active circuits: Theory and design.– Englewood Cliffs.– New Jersey: Prentice-Hall, 1980.
30. Chen W.K. Applied graph theory.– North-Holland Publishing Company: Amsterdam, 1976.
31. Malic N.R., Farber L. A new technique for symbolic active network analysis by computer // IEEE Trans. on circuit theory.– 1973.– Vol. CT–20.– P. 426–429.
32. Svoboda J.A. Current conveyors, operational amplifiers and nullors // IEE Proceedings.– 1989.– Vol. 136.– Pt. G, N 6.– P. 317–322.
33. Курганов С.А., Миланцей Т., Филаретов В.В. Обозначения аномальных элементов в теории электрических цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей : Синтез, анализ, диагностика : Тр. междунар. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск : УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 236–238.
34. Tellegen B.D.H. La recherche pour una série complète d'éléments de circuit idéaux non-linéaires // 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.
35. Tellegen B.D.H. The gyrator, a new electric network element // Philips Research Reports.– 1948.– Vol. 3, N 2.– P. 81–101.
36. Tellegen B.D.H. On nullators and norators // IEEE Transactions on circuit theory.– 1966.– CT–13.– N 4.– P. 466–469.
37. Carlin H.J., Youla D.C. Network synthesis with negative resistors // Proceedings of the IRE.– 1961 (May).– P. 907–920.
38. Carlin H.J. Singular network elements // IEEE Transactions on circuit theory.– 1964 (March).– P. 67–72.
39. 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.
40. Antoniou A. New gyrator circuits obtained by using nullors // Electronic Letters.– 1968.– Vol. 4.– N 5.– P. 87–89.
41. Happ W.W. Flowgraph technique for closed systems // IEEE Trans. Aerospace Electric Systems.– 1966.– 252–264.

42. Зобрист Г.У. Направленные графы как средство машинного расчета линейных цепей // Машинный расчет интегральных схем.– М.: Мир, 1971.– С. 160–192.

43. Wozniacki H. Obliczanie i analiza sieci elektrycznych metoda wielomianow charakterystycznych // Archiwum elektrotechniki.– 1961.– Т. 10, Z. 1.– 57–98.

44. Bellert S., Wozniacki H. Analiza i synteza ukladow elektronicznych metoda liczb strukturalnych.– Warszawa, 1968.– Беллерт С., Возняcki Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел.– М.: Мир, 1972.– 311 с.

45. Percival W.S. Improved matrix and determinant methods for solving networks // Digests of institution monographs.– Monograph No. 96 (Radio section).– P. 278–279.

46. Percival W.S. The graphs of active networks // Digests of institution monographs.– Monograph No. 129 (Radio section).– P. 727–729.

47. Mason S.J. Topological analysis of linear nonreciprocal networks // Proceedings of the IRE.– 1957.– Vol. 45.– N 6.– P. 829–838.

48. Hoang S. Direct topological rules for analysis of networks without magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki.– 1974.– Т. 23, z. 2.– S. 387–405.

49. Hoang S. Direct and shortcut topological rules for analysis of networks with magnetic coupling // Archiwum elektrotechniki.– 1974.– Т. 23, z. 2.– S. 407–425.

50. Hoang S. Regular cycle sets and transfer link chains in the direct topological method of network analysis // Archiwum elektrotechniki.– 1974.– Т. 23, z. 4.– S. 1069–1082.

51. Hoang S. Direct topological method of analysis of networks containing operational amplifiers // Archiwum elektrotechniki.–1981.–Т.30,з.118–4.–S. 911–922.

52. Nguyen Thien. Zastosowanie metody topologicznej Hoanga do analisy ukladow RC z parametrami rozlozonymi // Rozprawy Elektrotechniczne.– 1977.– Т. 23.– Z. 4.– S. 829–850.

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

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

55. Сигорский В.П. Методы анализа электрических схем с многополюсными элементами.– Киев: Изд-во АН УССР, 1958.– 402 с.

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

57. Сигорский В.П., Калниболотский Ю.М. Алгоритмы анализа электронных схем // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.– 1968.– Т. 11.– № 11.– С. 1125–1144.

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

59. 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.

60. 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.

61. Миланцей Т., Филаретов В. В. От идеального усилителя Теллегена до многомерного неудаляемого управляемого источника // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика : Тр. междунаrod. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск : УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 140 – 154.

Milancej Tadeusz – Ph.Dr., consulter.
Polska, 80–419 Gdansk, ul. Dubois 39. Tel. 341–03–41.

СИМВОЛЬНОЕ И МАТРИЧНО-ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ: ПРОТИВОСТОЯНИЕ И ВЗАИМОДОПОЛНЕНИЕ

Горшков К.С.

Символьное и матрично-численное моделирование электронных цепей. Компьютерные программы схемотехнического моделирования сыграли важную роль в процессе бурного развития электроники и вычислительной техники во второй половине двадцатого века. Исторически для проектирования электронной аппаратуры ЭВМ первоначально применялись именно для анализа и синтеза цепей [1–11]. В наши дни успехи в области микроминиатюризации привели к значительному повышению значения этапа схемотехнического моделирования не только для проектирования аналоговых, но и цифровых устройств – размеры элементов современной электронной аппаратуры приблизились к фундаментальным физическим пределам и поведение элементов цифровых цепей стало аналоговым. Кроме того, переход к субмикронным технологиям увеличивает цену устранения ошибки, поскольку возрастает стоимость изготовления пробной партии ИС. Цена одной ошибки в типовых современных проектах составляет около 1 миллиона долларов. С другой стороны, в потребительской электронике новые разработки становятся старыми в считанные месяцы. Поэтому кратчайшие сроки выполнения проектов очень важны для завоевания рынка и сохранения позиций на нем [9–11].

Многообразие задач проектирования и невозможность создания единого средства их решения породили целый спектр методов моделирования электрических схем. На сегодняшний день насчитывается

более полутора тысяч наименований программных продуктов данного класса [12]. Общая закономерность в их характеристиках состоит в том, что с ростом быстродействия программы или предельного размера моделируемой цепи уменьшается точность и достоверность полученного результата [9, 11].

Определяющее значение для быстродействия и точности программ моделирования имеют используемые в них методы расчета электрических цепей. В электротехнике существуют два конкурирующих подхода к анализу схем, – матрично-численный и символьно-топологический. Матрично-численные методы основаны на машинном составлении системы обыкновенных дифференциальных уравнений электрической цепи и их решении без применения упрощающих предположений. В них используются методы *Рунге–Кутты* или метод *Гира* для интегрирования системы дифференциальных уравнений, метод *Ньютона-Рафсона* для линеаризации системы нелинейных алгебраических уравнений и метод *Гаусса* или LU-разложение для решения системы линейных алгебраических уравнений [1, 3, 6, 7]. Модификации этих методов направлены на улучшение сходимости или вычислительной эффективности без упрощения исходной задачи.

Однако матрично-численные методы обладают существенными недостатками. Они требуют многократного формирования и решения систем уравнений при изменении параметров элементов цепи, а также имеют ограниченные возможности при исследовании функций цепей [1, 6, 13]. В основанных на них программах время процесса разбивается на достаточно малые интервалы (шаги). Точность решения на каждом шаге увеличивается с уменьшением самого шага, но при этом увеличивается число шагов и возрастает суммарная погрешность. Как следствие, способ дробления шага не всегда приводит к требуемому результату.

В то же время с помощью символьных методов, в отличие от численных, могут быть решены любые задачи расчета линейных электрических цепей [5, 13]. Символьный анализ предполагает формирование решения в виде формулы, в которой параметры всех или некоторых элементов представлены символами. Такой подход эффективен для многократного расчета одной и той же электрической системы при различных значениях параметров, поскольку не требует каждый раз формирования и решения численной системы уравнений, что очень важно для реализации задачи параметрической оптимизации крупных схем [13, 14]. Можно выделить пять основных типов символьных методов, которые использовались в разнообразных компьютерных программах за прошедшие пятьдесят лет: методы нумерации деревьев [15–20], методы графов уравнений и графов матриц [5, 21, 22], методы численной интерполяции [5], методы выделения параметров [13, 23, 24], и методы разложения определителей [13].

Сторонники топологических методов отмечают следующие их преимущества перед матрично-численными [13, 25–28]: 1) отсутствие необходимости составления систем уравнений; 2) возможность получения расчетной формулы в символьном виде, что позволяет повысить точность анализа; 3) меньший объем работ при сведении подобных членов при анализе; 4) наглядность, которая развивает творческое мышление исследователя; 5) привлекательная возможность получения схемных формул при анализе в области комплексных частот.

При этом существует также ряд серьёзных проблем неизбежно возникающих при использовании методов символьного анализа [26, 28]: 1) большинство методов ограничены классом линейных цепей; 2) они не способны осуществить анализ большого сигнала; 3) полученные символьные выражения для всех, за исключением небольших схем, могут иметь высокую сложность, что крайне затрудняет их интерпретацию или расчёт; 4) максимально возможный размер схем, доступных для символьного анализа, относительно невелик, по сравнению с возможностями численных методик.

Противостояние приверженцев того или иного подхода оказало большое влияние на развитие программ схемотехнического моделирования. Можно условно выделить три этапа в истории этого противостояния: 1) 50-70 годы, – период открытой конкуренции; 2) 70-80 годы, - «Революция *Педерсона*», период преобладания численных методов; 3) с 90-х годов до наших дней, – «символьный ренессанс», возвращение символьных методов на прежние позиции.

50-70 годы, период открытой конкуренции. Технологические достижения в радиотехнике, появление первых электронно-вычислительных машин, привели к необходимости значительного увеличения объема расчетных работ при анализе электрических схем. Возникла потребность в анализе сложных активных цепей, описываемых несимметричными матрицами проводимостей. Кроме того, существовавшие на тот момент методы не могли определить схемную функцию в области комплексных частот. Интерес научного сообщества к вопросу разработки новых более эффективных методов анализа подогревался финансовой поддержкой со стороны военных ведомств (сказалось начало «холодной войны» и гонки вооружений).

На первоначальном этапе, в конце пятидесятых – начале шестидесятых годов, развитие программ схемотехнического моделирования основанных на численных и символьных методах шло параллельно и примерно одинаковыми темпами [5, 25, 29]. Среди наиболее успешных программ первого класса можно выделить, – NAP2 (Nonlinear Analysis Program) [29], CORNAP [30], CANCER (Computer Analysis of Nonlinear Circuits, Excluding Radiation) [31], а также одну из лучших для

своего времени систем автоматизированного проектирования CIRCAL-2 [32].

Однако уже в это время перед разработчиками электронной аппаратуры возникла проблема возрастания погрешности в матрично-численных методах [2–4, 7]. Поэтому данный период характеризуется активными исследованиями в области символьного анализа, который со времен его основателей *Кирхгофа* и *Фойснера* пребывал в состоянии анабиоза, и был интересен лишь отдельным энтузиастам [33]. Развитием символьно-топологического направления занимались многие крупные специалисты в области электротехники того времени, как на Западе [5, 15, 17, 21, 22, 25], так и Советском Союзе [18, 19]. Известный американский ученый *Мейсон* в 1953-1957 годах разработал и популяризовал топологический метод сигнальных графов [5]. В 1963 году труды *Мейсона* были опубликованы на русском языке под редакцией *П. Ионкина* [21]. Работы *Персиваля* положили начало обширным и многочисленным исследованиям, посвященным обобщению правил *Кирхгофа* и *Максвелла* для анализа схем с управляемыми источниками [15]. Советский исследователь *Ю. П. Галямичев* первым получил схемное решение задачи формирования схемной функции, предусматривающее анализ непосредственно схемы с источником тока управляемым напряжением и пассивными элементами, выраженными проводимостями [16]. Польский учёный *Возняцки* в 1963 году запатентовал принцип компьютерного расчёта деревьев пассивной схемы [17], который был реализован в программе [20].

Стоит отметить, однако, несовершенство существовавших на тот момент методов символьного анализа, сложность их программной реализации, ограниченность классом линейных электрических цепей, и недостаточную эффективность для анализа схем, количество элементов и узлов в которых превышало несколько десятков [25]. В то же время, программы на численных методах уже способны были обеспечивать приемлемую точность и значительно большую производительность моделирования достаточно сложных, состоящих из десятков и сотен элементов, схем, что привело к постепенному снижению интереса к символьным методикам.

Хорошо иллюстрирует ситуацию история развития одной из ранних программ схемотехнического моделирования ANP (Analytical Network Program), основанной на топологическом методе деревьев, которую в 1963 году разработал профессор Датского технического университета *Е. В. Соверсеном*, Эта программа, впрочем, как и появившаяся вскоре её вторая версия, была пригодна лишь для изучения топологических преобразований схем, так как её производительность была недостаточной для анализа схем состоящих более чем из 15–20 узлов. Поэтому, через шесть лет при

создании ANPЗ уже был сделан однозначный выбор в пользу матрично-численных методов [17].

Тем не менее, стойкие сторонники символьного анализа продолжали, и не безуспешно, свои исследования. Потребность в анализе сложных электрических цепей и повышении его эффективности обусловили интерес исследователей в конце 60-х – начале 70-х годов к диакоптической идее, предусматривающей сведение задачи анализа схемы к трём подзадам: 1) расчленение схемы на части; 2) анализ каждой части в отдельности; 3) объединение результатов анализа подсхем. Определяющих успехов в топологическом анализе схем по частям добились, прежде всего, советские исследователи. Так, *Р.В.Дмитришиным* и *Ю.И.Шаповаловым* в конце шестидесятых годов был разработан метод диакоптического анализа линейных радиоэлектронных схем с целью определения буквенно-численного выражения полиномов схемных функций, так называемый, метод Д-деревьев. Предложенный ими алгоритм анализа сложных линейных схем по частям был реализован на языке Ассемблер для ЭВМ М-222. Программа получила название АС-7 [15, 16]. Предельно допустимое количество реактивных элементов составило 300. В одной подсхеме не могло быть более 15 реактивных элементов и 16 узлов.

Из зарубежных разработок стоит выделить программу SNAP, за авторством известного специалиста в области символьного анализа *Пен-Мин Лина*, которая продолжает совершенствоваться и в наше время [34].

Таким образом, уже к концу шестидесятых годов, компьютерные системы основанные на матрично-численных методах и по своим возможностям, и по популярности, превосходили своих символьно-топологических конкурентов. Но настоящий прорыв «по всем фронтам» произошёл после чуть позже, в 1973 году.

70-90 годы, «Революция Педерсона». В начале семидесятых годов в Калифорнийском университете г. Беркли произошло событие, значение которого для развития систем схемотехнического проектирования сложно переоценить. Группа разработчиков под руководством *Л. Нэйлжела* и *Д. Педерсона*, на основе своей более ранней программы CANCER, создали новую программу Spice2G6 (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [5, 35]. Она оказалась очень удачной, с тех пор интенсивно развивается и де-факто стала эталонной программой моделирования аналоговых устройств. Принятые в ней математические модели полупроводниковых приборов используются во многих аналогичных программах, а списки соединений схемы в формате SPICE составляются большинством пакетов САПР [10, 11, 36–39].

Впервые широкой публике рабочая версия SPICE была представлена в 1973 году в канадском городе Ватерлоу. Эффект который произвело в области схемотехнического моделирования появление SPICE некоторые исследователи называют «революцией *Педерсона*» [10, 11, 36]. Спустя

непродолжительное время программа уже была внедрена во многих технических университетах и фирмах занимающихся разработкой электронной аппаратуры по всей Северной Америке. На долгие годы SPICE становится фактически стандартом, образцом качества в области схемотехнического проектирования. И на сегодняшний день, несмотря на появление многочисленных конкурентов, система SPICE, представленная вышедшей в 2006 году новой версии SPICE 3F5, по прежнему является самой популярной из существующих систем схемотехнического моделирования. А многие современные программы основаны на алгоритмах и даже используют исходные тексты SPICE [11, 36–39].

С 90-х годов - до наших дней, «символьный ренессанс». Из широкого спектра программ схемотехнического моделирования представленных на рынке в последней декаде двадцатого века не менее 85-90% были основаны на численных методах анализа. Обзор, выполненный ассоциацией полупроводниковых компаний FSA (Fabless Semiconductor Association) в 1999 году, показывает, что наиболее широко используемой программой моделирования на тот момент была программа HSpice, разработанная Meta-Software Inc. и продвигаемая фирмой Avanti Corporation (ее используют 57 % компаний ассоциации FSA); за ней следует Spectre (Cadence), затем Eldo (Mentor Graphics), далее идут SmartSpice (Silvaco), PSpice (Cadence), Saber, ADS, Berkeley Spice, Dr.Spice, SMASH, Spice3 [11].

Однако, уже с конца восьмидесятых годов, наблюдается устойчивый рост внимания научного сообщества к проблемам символьного анализа, о чем свидетельствуют материалы международных симпозиумов по цепям и системам (ISCAS ‘88 – ‘98), среднезападных симпозиумов по цепям и системам (MWSCAS ‘87, ‘89, ‘91, ‘94, ‘96), Европейской конференции по теории цепей и проектированию (ECCTD ‘95, ‘97), международных семинаров по символьным методам и приложениям к схемотехническому проектированию (SMACD ‘91, ‘92, ‘94, ‘96, ‘98) [14].

Важным событием периода «символьного ренессанса» стало проведение в рамках международного симпозиума ISCAS форума под названием «Успехи, поражения и подводные камни символьного анализа» [26], собравшего крупнейших специалистов по символьному анализу. Среди обсуждавшихся на форуме вопросов можно выделить следующие: 1) символьные методы против численных: символьный анализ – замена или дополнение? 2) генерирование результатов в символьном виде: что лучше: иерархические (узловые) выражения или развернутые выражения? 3) интерпретация результатов: как читать и использовать символьные выражения, аналитически и/или численно? 4) метод символьной аппроксимации: какова его точность и как велика цена? 5) нелинейные схемы: будет ли символьный анализ всегда ограничен линейными схемами?

На форуме были представлены новые перспективные идеи, методы, программы. Испанские учёные *Фернандез* и *Родригес-Васкес* провели исследование существующих способов упрощения получаемых символьных выражений, сложность которых является камнем преткновения при анализе больших схем [40–42]. Ими был предложен новый метод аппроксимации символьного выражения непосредственно во время его генерации [43]. Бельгийская делегация в лице *Гилена*, *Вамбака* и *Сансена*, продемонстрировала возможности программы ISAAC [28, 44], первой системы символьного моделирования предназначенной для аналоговых интегрированных схем. Итальянские специалисты *Манетти*, *Либераторе*, *Лючетта* и *Пиццирилли*, работающие над проблемой расширения применимости символьного анализа на класс нелинейных электрических цепей [45, 46], представили программу SYMANPLEC символьного анализа нелинейных схем SYMANPLEC (Symbolic Analysis of Piecewise Linear Electronic Circuits) [47]. На общем фоне резко выделяется выступление канадского профессора *Влаша*, представляющее критичный, скорее даже скептический взгляд на перспективу развития символьного анализа. *Влаш* справедливо отмечает, что методы упрощения символьных выражений лишь частично снимают проблему сложности получаемых при анализе формул, но приводят к новой проблеме возникновения ошибки в корнях характеристического уравнения. Также *Влаш* указывает на принципиальные ограничения символьных методов, как, например, невозможность проведения анализа шумов по схемной функции [48].

В последующие годы продолжают появляться новые эффективные методы символьного анализа и основанные на них программы схемотехнического моделирования, которые по своим характеристикам и возможностям уже не уступают программам на численных методах, а в ряде случаев и превосходят их. Среди подобных программ можно выделить систему ASAP [40], сочетающую в себе преимущества метода сигнальных графов и технику иерархической декомпозиции; новое поколение системы SNAP–3; программу STAINS [49], и, одну из самых перспективных из них, систему SCAD (Symbolic Circuit Analysis and Diagnosis – <http://www.levul.org/sm/symbolic.htm>) [50, 51], основывающуюся на методе схемных определителей [13].

Метод схемных определителей является одним из наиболее эффективных методов символьного анализа и диагностики сложных линейных электрических цепей. Его характерными особенностями являются:

- 1) анализ, включающий методы и алгоритмы диакоптики, и диагностика схем выполняются без построения и трудоемкого решения матричных уравнений схемы; 2) направленное изменение схемы, соответствующее алгебраическим преобразованиям ее определителя,

позволяет по выражению *М.А.Шакирова*, «оживить абстрактные математические процедуры, связанные с расчетом процессов в электрической цепи» [52, с. 3]; 3) в выражениях числителей и знаменателей для искомых величин (токов, напряжений, параметров элементов) не используются операции деления, что, в частности, облегчает преобразование выражений к полиномиальному виду; 4) компактное и лишнее избыточности представление выражений не только сокращает затраты времени на их формирование, но и упрощает численные расчеты электрических цепей с помощью этих выражений [13, 24].

По сравнению с другими топологическими методами метод схемных определителей не требует применения теоретико-множественного или графового аппаратов, исключает избыточные комбинаторные операции и позволяет получить решение непосредственно по схеме без образования взаимно уничтожающихся слагаемых в выражениях символьных схемных функций. Предусматривается компьютерная генерация схемно-алгебраических выражений для выделения параметров основных трех- и четырехполюсников, которые используются при проектировании электронных средств [13, 50].

Среди достоинств последней версии системы SCAD можно выделить возможность реализации сложных электрических схем диакоптическим разбиением на подсхемы; возможность представления схемы в виде графа *Коутса* (графа матрицы), и возможность восстановления схемы состоящей из резистивных элементов на основе символьного выражения схемного определителя [53].

Выводы. Годы противостояния символьных и матрично-численных методов показали, что ни те, ни другие, никогда не смогут стать универсальными, пригодными для решения всего множества задач, возникающих при проектировании электронной аппаратуры. И топологический подход, и численный, имеют свои неоспоримые преимущества, обуславливающие их применение в тех или иных случаях, так и серьезные недостатки, их применений ограничивающие. Поэтому сегодня имеет смысл говорить уже не о конкуренции между этими подходами, а об их взаимодействии и взаимодополнении в общем деле совершенствования электроники и развития вычислительной техники [54].

Теперь, когда перед энтузиастами символьного анализа уже не стоит более задача «догнать и перегнать» численные методы по быстродействию и точности, они смогут вплотную заняться раскрытием всего потенциала символьного подхода. Наиболее интересным перспективным направлением является исследование символьной природы получаемых результатов и возможностей их символьной обработки и обоснования. Это может стать ключом, например, к автоматизированному анализу оптимальной схемной архитектуры [55]. Такой подход особенно ценен в применении к технологиями баз знаний, применяемых в современных

системах автоматизированного проектирования. Более того, уже существуют ряд экспериментальных систем проектирования основанных на программах символьного моделирования EASY [56], ARIADNE/ISAAC [44], BRAINS/SYNAP [57].

Литература

1. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. Киев: Техніка, 1963.– 220 с.
2. Белов Б.И., Норенков И.П. Расчет электронных схем на ЭЦВМ. – М.: Машиностроение, 1971.– 143 с.
3. Анисимов Б.В., Белов Б.И., Норенков И.П. Машинный расчет элементов ЭВМ. – М.: Высшая школа, 1976.– 336 с.
4. Глориозов Е.Л., Сорин В.Г., Сыпчук П.П. Введение в автоматизацию схемотехнического проектирования. – М.: Сов. Радио, 1976.– 272 с.
5. Чуа Л.О., Пен-Мин Лин. Машинный анализ электронных схем: Пер. с англ./ Под ред. В. Н. Ильина. – М.: Энергия, 1980.– 638 с.
6. Баталов Б.В., Егоров Ю.Б., Русаков С.Г. Основы математического моделирования больших интегральных схем на ЭВМ.– М.: Радио и связь, 1982.– 167 с.
7. Ильин В.Н., Коган В.Л. Разработка и применение программ автоматизации схемотехнического проектирования. – М.: Радио и связь, 1984.– 368 с.
8. Ильин В.Н., Фролкин В.Т., Бругко А.И. Автоматизация схемотехнического проектирования: Учеб пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987.– 368 с.
9. Карпищук И.А. Электронная лаборатория на IBM PC. – М.: Солон, 1999.– 562 с.
10. Гаврилов Л. Системы автоматизированного проектирования аналоговых и аналого–цифровых устройств // Электронные компоненты.– 2000.– №3.– С. 22–36.
11. Денисенко В. Проблемы схемотехнического моделирования КМОП СБИС. // Компоненты и технологии.– 2002.– № 3.– С. 74–78., № 4.– С. 100–104.
12. <http://www.ibm.com> – 1620 electronic circuit analysis program. Data Processing Div., IBM Corp., White Plains, N.Y. Application Program 1620–EE–02x.
13. Курганов С. А., Филаретов В. В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
14. Дмитришин Р.В. Оптимизация электронных схем на ЭВМ. – Киев: Техніка, 1980.– 224 с.
15. Persival W.S. The solution of passive electrical networks by means of mathematical trees. // Proc. of the IEEE.– 1953.– Vol. 100.– Pt. 3, No. 65.
16. Галямичев Ю.П. Расчет активных схем при помощи деревьев схем // Электросвязь.– 1960.– № 8.– С. 48–57.
17. Wozniacki H. Sposob twozenia algorithmow I programowania obliczen sieci elektrycznych oraz urzadzenie do stosowania tego sposobu, zwane algorytmizatorem sieciowym. Patent nr 49530 z 19.1.1963

18. Дмитришин Р.В. Шаповалов Ю.И. Диакоптический алгоритм анализа сложных линейных цепей на ЭВМ. // Автоматизация проектирования в электронике.– Киев: Техніка, 1975.– Вып. 12.– С. 42–46.
19. Блажкевич Б. І. Топологічні методи аналізу електричних кіл.– Киев.: Наукова думка, 1971.
20. Матвійчук Я.М. Топологічний алгоритм визначення коефіцієнтів характеристичного поліному електричної схеми. // "Теоретична електротехніка".– 1971.– Вип. 12.– С. 24–27.
21. Мэзон С. Дж., Циммерман Г. Электрические цепи, сигналы и системы. М.: Изд-во иностр. лит., 1963.– 620 с.
22. Coates C. L. Flow-graph solution of linear algebraic equations. // IRE Trans. Circuit Theory.– 1959.– Vol. 6.– P. 170–187.
23. Sannuti P., Puri N.N. Symbolic network analysis – An algebraic formulation. // IEEE Trans. Circuits Syst. Vol. CAS-27.– 1980.– P. 679–687.
24. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество.– 1995.– № 4.– С. 36–43.
25. Lin P.M. A Survey of Applications of Symbolic Network Functions. // IEEE Trans. On Ckt Theory.– 1973.– P. 732–737.
26. Fernandez F.V., Gielen G., Huelsman L., Konczykowska A., Manetti S., Sansen W., Vlash J. Pleasures, Perils and Pitfalls of Symbolic Analysis. // Proc. of the ISCAS.– 1994.– Vol. 1.– P. 451–457.
27. Gielen G., Sansen W., Wambacq P. Symbolic analysis methods for practical analog integrated circuits: A survey. // IEEE transaction on circuits and systems – II: Analog and digital signal processing.– 1998.– Vol. 45.– P. 1331–1341.
28. Gielen G., Sansen W., Wambacq P. Symbolic analysis methods and applications for analog circuits – A tutorial overview. // Proceeding of the IEEE.– 1994.
29. Magnuson W.G. Computer aided design and design Automation in Europe. // IEEE Trans. Solid–State Circuit.– 1975.– Vol. SC–2.– P. 20–43.
30. Pottle C. CORNAP User Manual. – Ithaca, N.Y.: Cornell University, School of Electrical Engineering, 1968.
31. Nagel L., Rohrer. Computer analysis of nonlinear circuits, excluding radiation (CANCER). // IEEE Trans. Solid–State Circuit.– 1971.– Vol. SC–6.– P. 166–182.
32. Дертузос М.Л., Джессел Г.П., Стинджер Дж. Р. CIRCAL–2 программа общего назначения для проектирования схем, работающая в реальном времени. // Автоматизация в проектировании. М.: Изд. МИР, 1972.– С. 64–75.
33. Филаретов В.В. Исследования Вильгельма Фойснера в области теоретической электротехники // Электричество.- 1992.- № 9.- С. 64-67.
34. Lin P.M., G.E. Alderson. SNAP – A computer program for generating symbolic network functions. // School of Electr. Eng., Purdue Univ., IN, Rep. TR–EE70–16.– 1970.
35. Nagel, L.W., and Pederson D.O. SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Berkeley, Calif.: University of California, Electronics Research Laboratory. Memorandum ERL–M382.– 1973.

36. Колпаков А.И. PSPICE для чайников или революция Педерсона. Новые компоненты.– 1998.– №5.– 1999.– №1., Электронные компоненты.– 1999.– №1., 2000.– №1.
37. SPICE History <http://zone.ni.com/devzone/fn/p/sn/n22:SPICESimulation>
38. HSPICE Frequently Asked Questions. <http://www.synopsys.com>
39. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSPICE).– М.: СК Пресс, 1996.– 272 с.
40. Fernandez F.V., Rodrigues-Vazques A., Huertas J.L. Interactive ac modeling and characterization of analog circuits via symbolic analysis. // Kluwer J. Analog Integrated Circuits and Signal Processing.– 1991.– Vol. 1.– P. 183–230.
41. Fernandez F. V. Formula Approximation for Flat and Hierarchical Symbolic Analysis. // Analog Integrated Circuits and Signal Processing.– 1993.– Vol. 3.– P. 43–58.
42. Seda S. A Symbolic Analysis Tool for Analog Circuit Design Automation. // Proc. IEEE ICCAD.– 1988.– P. 488–491.
43. Fernandez F. V. Symbolic Analysis of Large Analog Integrated Circuits by Approximation During Expression Generation. // Proc. ISCAS, London, 1994.
44. Gielen G. Walscharts H., Sansen W. ISAAC: A symbolic simulator for analog integrated circuits. // IEEE J. Solid–State Circuits.– 1989.– Vol. 24.– P. 1597–1597.
45. Liberatore A., Manetti S. SAPEC – A Personal Computer Program for Symbolic Analysis of Electric circuits. // Proc. of ISCAS.– 1988.– P. 897–900.
46. Manetti S. New Approach to automatic symbolic analysis of electric circuits. // Proc. of IEEE.– 1991.– Vol. 138.– №1.
47. Manetti S., Piccirilli M. C. Symbolic simulators for the fault diagnosis of nonlinear analog circuits. // Analog Integ. Circ. And Signal Analysis.– 1993.– Vol. 3.– P. 59–72.
48. Singhal J., Vlash J. Computer Methods for circuit analysis and design. – Van Nostrand Reinhold, New York, 1994.
49. Rodanski B., Pierzchala M. Generation of Sequential Symbolic Network Functions for Large–Scale Networks by Circuit Reduction to a Two–Port. // IEEE Transaction on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications.– 2001.– Vol. 48.– P. 906–909.
50. Березуев Р.И., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шеин Д.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей. // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2005.–Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3.– С. 3–11.
51. Горшков К.С. Разработка и реализация интернет-сайта «Символьный анализ и диагностика электронных цепей». // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 41–46.
52. Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей.- Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1980.- 196 с.

53. Горшков К.С., Токарев Ю.В. Реконструкция полных, цепных и лестничных схем на основе формул схемных определителей // Настоящий сборник.

54. Konczykowska A., Zuberek W.M. An Approach to integrated numerical and symbolic circuit analysis. // Proc. of ISCAS.– 1994.

55. Bon M., Konczykowska A., Mulawka J. An exhaustive generation of switched-capacitor circuits: a symbolic simulation and artificial intelligence approach.. // Proc. of ISCAS, Finland.– 1988.

56. Horneber E., Kamitz R., Sommer R. Qualitative reasoning in the analog design expert system EASY. // Proc. of ECCTD.–1991.

57. Di Domenico G., Khaifa M.A., Litsios J., Seda S.J. BRAINS – a symbolic solver for electronic circuits. // Proc. SMACD, Workshop.– 1991.

Горшков Константин Сергеевич – ассистент кафедры «Электроснабжение» УлГТУ. Тел. (8422) 52-87-13 (дом.) e-mail: K.Gorshkov@ulstu.ru; <http://www.levul.org>

ОСОБЕННОСТИ ОБЪЕДИНЕНИЯ ПОДСХЕМ В МЕТОДАХ D-ДЕРЕВЬЕВ И СХЕМНО-АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ФОРМУЛ

С. А. Курганов

Среди топологических методов, формирующих схемные функции с одной операцией деления, наиболее эффективными являются иерархические методы объединения подсхем, которые позволяют построить компактные функции в виде последовательности выражений и тем самым исключают повторяющиеся фрагменты формул, характерные для единых символьных выражений.

Развитие диакоптических топологических методов началось с опубликования Фойснером формулы для определителя схемы, разделяемой на две части по двум узлам [1]

$$\Delta = V_1 V_2(i, j) + V_1(i, j) V_2, \quad (1)$$

где V_1, V_2 – суммы весов деревьев первой и второй подсхем соответственно; $V_1(i, j), V_2(i, j)$ – суммы весов 2-деревьев первой и второй подсхем. 2-деревом называют подграф, содержащий две несвязанные между собой компоненты, каждая из которых является деревом. 2-дерево вида (i, j) – это 2-дерево, в котором вершины i и j находятся в разных компонентах. Понятие «2-дерево» в теорию цепей ввел Персеваль [2].

Формула для определителя схемы, разделяемой на две части по трем узлам i, j и k , предложена в [3]

$$\Delta = V_1 V_2(i, j, k) + V_1(i, j, k) V_2 + V_1(ij, k) V_2(i, j) + V_1(ik, j) V_2(i, k) + V_1(jk, i) V_2(j, k), \quad (2)$$

где обозначения V_1, V_2 со скобками означают суммы весов деревьев определенного типа; (i, j, k) – 3-деревья, в которых все три указанные вершины находятся в различных компонентах; (ij, k) , (ik, j) , (jk, i) – 2-деревья, в каждом из которых вершины с номерами, указанными в первой группе, находятся в одной компоненте, а вершины, указанные после запятой находятся в другой компоненте.

2- и 3-деревья, а также деревья, содержащие большее число компонент, названы в [3] неполными деревьями. Формула (2) построена по принципу: если в дереве (неполном дереве) первой подсхемы вершины находятся в одной компоненте, то в дереве (неполном дереве) второй подсхемы они должны быть разъединены. 2-деревья (i, j) и (i, j, k) находятся как деревья графа, получаемого после объединения узлов i, j и i, j, k соответственно. 2-деревья вида (ij, k) находятся через поиск всех путей между вершинами i и j [4–6].

По аналогии с формулами (1) и (2) строятся формулы для пассивных цепей, разделяемых по 4, 5, ..., k полюсам. Для этого используются k -деревья. Обобщенное понятие k -дерева – это подграф, включающий все узлы исходной схемы (подсхемы) и образованный компонентами связности, каждая из которых является деревом. K -дерево содержит $(q - k)$ ветвей, где q – число узлов исходной схемы (подсхемы) [7, 8].

Для активных схем был предложен метод [3], позволяющий провести анализ с помощью поиска деревьев (неполных деревьев) в пассивной подсхеме после удаления ИТУН. Так определитель активной схемы с 2-мя ИТУН находится по формуле

$$\Delta = T + S_1 T_1 + S_2 T_2 + S_1 S_2 T_{12}, \quad (3)$$

где T, T_1, T_2, T_{12} – суммы весов определенных k -деревьев; S_1, S_2 – передаточные проводимости первого и второго ИТУН соответственно.

В [7,8] удалось обобщить метод [3] на схемы, содержащие произвольные трехполюсные управляемые источники (УИ). Для этого используются единичные проводимости для преобразования различных УИ в ИТУН.

Исключает большое количество различных типов k -деревьев в формулах вида (3) анализ схем с ИТУН на основе унисторного (направленного) графа [4]. Унистором называют однонаправленную проводимость, ток которой пропорционален одному из его узловых напряжений. В общем случае ИТУН заменяется четырьмя унисторами с

параметром, равным по модулю параметру ИТУН, причем два унистора имеют положительный параметр, а два другие – отрицательный.

Определитель направленного графа и его составляющие (алгебраические дополнения) находятся с помощью направленных деревьев. Направленным деревом называется дерево, содержащее направленные дуги и корневую вершину, из которой есть пути во все остальные вершины. При этом в каждую вершину, за исключением корневой, может входить только одна дуга. Из корневой вершины ребра могут только выходить.

Определитель активной схемы с ИТУН, представленной направленным графом, находится подобно определителю пассивной схемы, и равен сумме всевозможных направленных деревьев

$$\Delta = \sum_n [p_n^r], \quad (4)$$

где $[p_n^r]$ – произведение весов дуг, составляющих n -е дерево с корнем в вершине r .

Для направленного графа справедливы формулы нахождения определителя с помощью направленных k -деревьев, аналогичные формулам (1), (2) для ненаправленных k -деревьев. Направленным k -деревом называется k -дерево, содержащее направленные дуги. Каждая компонента направленного k -дерева является направленным деревом, содержащим свой корень. Направленное k -дерево, как и ненаправленное k -дерево, обладает весом, который равен произведению проводимостей всех его ребер.

Полное множество направленных k -деревьев, построенных для подсхемы и различающихся между собой числом несвязанных компонент, числом полюсов в этих компонентах или корневым полюсом в них, полностью характеризуют структурные свойства произвольной подсхемы с n полюсами. Множество направленных k -деревьев вместе с их весами составляет структурно-весовое выражение определителя схемы (подсхемы) с сохраненными полюсами, которое позволяет выполнить объединение двух подсхем.

D -деревья. Недостатком k -деревьев является рост их количества по комбинаторному закону при возрастании числа узлов в подсхеме, поэтому наиболее эффективными для диакоптического анализа являются d -деревья. Направленные (ориентированные) d -деревья [9–11,20,21] или правильные деревья (proper trees [12,13,16]), кратко именуемые здесь d -деревьями, предназначены для отображения свойств подсхемы с u -ветвями и ИТУН, представленного унисторным графом. D -дерево в отличие от k -дерева строится на полюсах (внешних узлах) подсхемы и представляет собой множество изолированных групп полюсов (компонент связности), которое отображается кодом, состоящим из соответствующих групп номеров

полюсов, разделенных запятыми. Первый полюс в каждой группе является корнем, из него есть путь, содержащий единственную дугу, к любому полюсу данной группы, то есть группа является звездным деревом, центром которого служит корень.

Полное множество d -деревьев, различающихся между собой, подобно k -деревьям, числом изолированных групп полюсов, числом полюсов в этих группах или корневым полюсом в них, характеризует структурные свойства произвольной подсхемы с n полюсами. Число таких деревьев определяется по формуле [9]

$$D_n = \sum_{k=1}^n C_n^k k^{n-k},$$

где $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$. Число d -деревьев для произвольных подсхем с $n =$

3...8 приведено во второй строке табл. 1. Число d -деревьев для подсхем с заземленным полюсом дано в третьей строке этой же таблицы.

Таблица 1. Число d -деревьев

Число полюсов, n	3	4	5	6	7	8
Число d -деревьев: для произвольной подсхемы	10	41	196	1057	6322	41393
для подсхемы с общим полюсом	6	23	104	537	3100	19693

Все d -деревья и их коды для произвольной трехполюсной подсхемы показаны в строках 2 и 3 табл. 2 соответственно. Коды всех 23-х d -деревьев четырехполюсной (полюса обозначены номерами 0, 1, 2 и 3) подсхемы с заземленным полюсом имеют вид:

1 (0123); **2** (1,023); **3** (03,12); **4** (013,2); **5** (03,21); **6** (03,1,2); **7** (012,3); **8** (0,12,3); **9** (01,2,3); **10** (0,21,3); **11** (02,1,3); **12** (0,1,2,3); **13** (0,123); **14** (0,312); **15** (01,32); **16** (01,23); **17** (0,213); **18** (02,13); **19** (02,31); **20** (0,13,2); **21** (0,2,31); **22** (0,1,32); **23** (0,1,23), (5)

где жирным курсивом обозначены порядковые номера d -деревьев. Полное множество d -деревьев подсхемы с их весами образует структурно-весовое выражение определителя подсхемы, которое также как и структурно-весовое выражение на основе k -деревьев, позволяет выполнить объединение подсхем.

Диакоптический метод d -деревьев состоит в нахождении весовых коэффициентов d -деревьев всех подсхем анализируемой цепи,

иерархическом попарном объединении подсхем с целью получения структурно-веса выражения определителя исходной схемы и формировании на ее основе любой требуемой схемной функции цепи.

Таблица 2. D -деревья и их коды для произвольной трехполюсной подсхемы (корневые полюса отмечены знаком \perp)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
321	213	123	12,3	13,2	31,2	32,1	23,1	1,2,3	21,3

Построение структурно-веса выражений определителей на основе d -деревьев. Нахождение d -деревьев подсхемы и построение их весовых коэффициентов осуществляется путем поиска направленных k -деревьев [10,11]. Перечисление k -деревьев основано на переборе всевозможных выборок из дуг графа с последующей проверкой путей из заданных корневых вершин в каждой компоненте выборки. Если в выборке обнаружен контур, то эта выборка сразу отбрасывается. При наличии путей во все узлы каждой компоненты выборка считается k -деревом, а его вес находится путем перемножения проводимостей всех его дуг.

Для каждого полученного k -дерева формируется код соответствующего d -дерева путем проверки путей между полюсами подсхемы. Вес k -дерева добавляется к весу d -дерева с соответствующим кодом. Таким образом находятся все d -деревья и их веса каждой подсхемы.

Объединение подсхем с использованием структурно-веса выражений определителей. Объединение подсхем осуществляется путем сочленения каждого d -дерева первой подсхемы с каждым d -деревом второй подсхемы. Полученное соединение двух d -деревьев является направленным k -деревом объединенной подсхемы, если для него выполняются следующие положения [9,10]:

- во все сочлененные вершины входит только одна дуга;
- вершины, соответствующие внутренним узлам объединенной схемы являются некорневыми;
- нет контуров;
- вес k -дерева получается путем перемножения весовых коэффициентов сочленяемых d -деревьев.

D -деревья и их веса для объединенной подсхемы формируются на основе направленных k -деревьев объединенной подсхемы следующим образом:

- определяются пути между полюсами объединенной подсхемы, и тем самым формируются компоненты d -дерева;

б) если вершина является корневой в обоих сочлененных d -деревьях, то она считается корневой и в d -дереве объединенной подсхемы; если же в сочлененных компонентах корневые вершины разные, то в качестве корня выбирается вершина, в которую не входит дуга;

в) вес d -деревя объединенной подсхемы формируется путем сложения весов k -деревьев с соответствующим кодом.

Формулы объединения подсхем могут быть получены предварительно для повышения быстродействия алгоритмов [15,19]. Для получения компактных выражений используются различные приемы группировки слагаемых [10,19].

Формирование схемной функции на основе структурно-весового выражения схемы. Схемные функции формируются на основе известных зависимостей между алгебраическими дополнениями матрицы узловых проводимостей и весами различных d -деревьев [10,18]. Так определитель схемы, симметричное алгебраическое дополнение, несимметричное алгебраическое дополнение, симметричное и несимметричное двойное алгебраическое дополнение находятся по формулам

$$\Delta = T_{\rho}, \Delta_{ii} = T_{\rho,i}, \Delta_{ij} = T_{\rho,ij}, \Delta_{ii,jj} = T_{\rho,i,j}, \Delta_{ii,jk} = T_{\rho,i,jk} \quad (6)$$

соответственно. В (6) $T_{\rho}, T_{\rho,i}, T_{\rho,ij}, T_{\rho,i,j}, T_{\rho,i,jk}$ – это суммы весов соответственно: деревьев, в которых вершина ρ корневая; 2-деревьев, в которых вершины ρ и i корневые; 2-деревьев, в которых вершины ρ, i корневые и из вершины i есть путь в вершину j ; 3-деревьев, в которых вершины ρ, i, j корневые; 3-деревьев, в которых вершины ρ, i, j корневые и из вершины j есть путь в вершину k .

Схемные функции могут быть найдены также путем сочленения схемы с фиктивными подсхемами, обладающие коэффициентами 1, $-1, Y_n$ (проводимостью нагрузки), Y_g (проводимостью генератора) [15].

Метод объединения подсхем при делении схемы по дугам [14], аналогичный методу d -деревьев, разработан также на основе схемных множеств [5]. Взаимосвязь этих методов исследуется в [17].

Иллюстрация метода D -деревьев. Рассмотрим пример формирования определителя схемы усилительного каскада на рис. 1,а. Разделим схему на две подсхемы по трем узлам 1, 2 и 3. Активную подсхему – биполярный транзистор – представим на рис. 1,б унисторной схемой замещения с помощью u -параметров [11]. Пассивную подсхему дадим на рис. 1,в.

Для графа активной подсхемы, имеющей три полюса, в соответствии с табл. 1 и 2 существует десять d -деревьев. Однако для данной подсхемы имеется только 9 d -деревьев, дерево с номером 10 не существует. Находим d -деревья по упомянутому выше алгоритму через k -деревья. Занесем в табл. 3 весовые коэффициенты d -деревьев в виде суммы весов

соответствующих k -деревьев. Как видно, в весовом коэффициенте 1-го d -дерева имеется 1 пара, а 3-го d -дерева – три пары взаимно уничтожающихся слагаемых, что является следствием использования избыточной унисторной модели ИТУН.

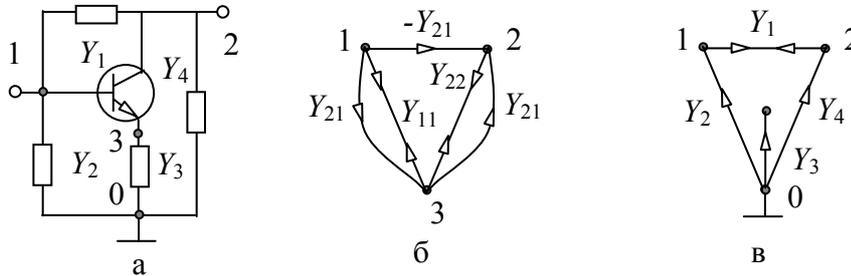


Рис. 1. Схема транзисторного каскада (а), унисторный граф активной подсхемы (б), граф пассивной подсхемы (в)

Таблица 3. Весовые коэффициенты d -деревьев для унисторного графа биполярного транзистора

№ d -дерева по табл. 2	1	2	3
Вес	$Y_{11}Y_{22} + Y_{11}Y_{21} - Y_{11}Y_{21}$	$Y_{11}Y_{22}$	$Y_{21}Y_{21} - Y_{21}Y_{21} + Y_{11}Y_{22} + Y_{11}Y_{21} - Y_{11}Y_{21} + Y_{21}Y_{22} - Y_{21}Y_{22}$

Окончание табл. 3

№ d -дерева по табл. 2	4	5	6	7	8	9
Вес	$-Y_{21}$	$Y_{21} + Y_{11}$	Y_{11}	$Y_{22} + Y_{21}$	Y_{22}	1

Аналогично найдем весовые коэффициенты для пассивной четырехполюсной подсхемы с заземленным полюсом (рис. 1,в), для которой максимальное число d -деревьев равно 23 (табл. 1), а существует только 12 d -деревьев, веса которых приведены в табл. табл. 4. Остальные 11 d -деревьев отсутствуют, поскольку в графе нет соответствующих путей.

Проведем объединение подсхем с использованием полученных структурно-весовых выражений подсхем в табл. 3 и 4. Для этого построим таблицу объединения (табл. 5), где в первой строке приведем 9 d -деревьев активной подсхемы, а в первом столбце – 12 d -деревьев пассивной подсхемы. Номера d -деревьев активной и пассивной подсхем в табл. 5 соответствуют их номерам в табл. 3 и 4.

В ячейках на пересечении строк и столбцов табл. 5, соответствующих d -деревьям активной и пассивной подсхем, можно представить объединенные подграфы, которые проверяются на выполнение условий образования ориентированных k -деревьев. Всего получается 108 подграфов, из которых свойствам направленных k -деревьев удовлетворяют

46 подграфов, они изображены в табл. 5 (номера узлов подграфа определяются путем сопоставления его с d -деревьями подсхем в этой же таблице). Остальные подграфы не являются направленными k -деревьями и в таблице не приводятся.

Таблица 4. Веса d -деревьев для пассивной подсхемы

№ d -деревя	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
Вес	$Y_2Y_3Y_4+Y_1Y_2Y_3+$ $+Y_1Y_3Y_4$	Y_3Y_4	Y_1Y_3	Y_2Y_3	Y_1Y_3	Y_3

Окончание табл. 4

№ d -деревя	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>
Вес	$Y_2Y_4+Y_1Y_2+Y_1Y_4$	Y_1	Y_2	Y_1	Y_4	1

Из 46-ти k -деревьев в табл. 5 одиннадцать имеют код d -дерева (0123) и обозначены номером ***1*** (жирным курсивом) в соответствии с формулой (5). Остальные 35 k -деревьев также помечены номерами соответствующих d -деревьев из той же формулы (5), причем номеру ***2*** соответствуют 3 k -дерева; ***3*** – 2; ***4*** – 3; ***5*** – 1; ***6*** – 1; ***7*** – 2; ***8*** – 2; ***9*** – 1; ***10*** – 1; ***11*** – 1; ***12*** – 1; ***13*** – 3; ***14*** – 3; ***15*** – 1; ***16*** – 1; ***17*** – 3; ***18*** – 1; ***19*** – 1; ***20*** – 1; ***21*** – 1; ***22*** – 1; ***23*** – 1. D -деревья с номерами ***1, 2, ..., 12***, как уже отмечалось, проиллюстрированы в первом столбце табл. 5.

Искомый определитель схемы равен в соответствии с (6) весу d -дерева (0123), которое складывается из весов одиннадцати k -деревьев:

$$1-9; 2-6; 3-6; 4-4; 4-7; 5-7; 6-1; 7-5; 7-8; 9-3 \text{ и } 11-2, \quad (7)$$

где каждой парой чисел обозначено k -дерево, при этом первое число из этой пары – номер соответствующего d -дерева активной, а второе – номер d -дерева пассивной подсхемы. Таким образом, каждая приведенная пара чисел – это координаты ячейки в табл. 5, в которой находится рассматриваемое k -дерево, вес которого находится как произведение весов соответствующих d -деревьев подсхем.

Приведем выражение определителя, полученное с учетом группировки слагаемых относительно весов d -деревьев пассивной или активной подсхем, общих для группы k -деревьев объединенной схемы с кодом (0123):

$$\Delta = Y_3(Y_1Y_2 + Y_2Y_4 + Y_1Y_4) + Y_{11}(Y_3Y_4 + Y_1Y_3) + Y_2Y_3(-Y_{21} + Y_{21} + Y_{22}) + Y_1Y_3(Y_{22} + Y_{21}) + Y_3Y_{11}Y_{22} + (Y_1Y_2 + Y_2Y_4 + Y_1Y_4)(Y_{21} + Y_{11} + Y_{22}) + Y_2Y_{11}Y_{22} + Y_4Y_{11}Y_{22}. \quad (8)$$

Таблица 5. Объединение активной и пассивной подсхем на основе d -деревьев

	—	—	—	—	—	—	—	—	
	—	—	—	—	—		—	—	
	—	—	—	—	—		—	—	
	—	—	—		—	—		—	
	—	—	—	—	—	—		—	
		—	—		—			—	
	—	—	—	—		—	—		
	—	—	—	—			—		
	—	—				—			
	—	—	—	—		—			
	—		—	—			—		

Как видно, в третьей паре скобок формулы (8) имеется два взаимно сокращающихся слагаемых, которые образуются при сложении весов k -деревьев 4–4 и 4–7 из (7), полученные при сочленении d -дерева пассивной подсхемы под номером 4 (в первом столбце табл. 5) с d -деревьями активной подсхемы – с номерами 4 и 7 (из первой строки той же таблицы)

Таким образом, метод d -деревьев создает взаимно сокращающиеся слагаемые не только на этапе анализа подсхем, но и на этапе объединения подсхем. Это имеет место, когда d -дерево одной из подсхем образует однотипное объединенное d -дерево с несколькими d -деревьями другой подсхемы, коэффициенты которых содержат параметр одного ИТУН с противоположными знаками.

Устранить взаимно уничтожающиеся слагаемые можно путем использования комбинаторных алгоритмов сортировки слагаемых. Однако это практически невозможно, если при делении схемы на подсхемы унисторы одного ИТУН оказываются в разных подсхемах [22]. Для выполнения этой задачи потребуется получить развернутое выражение всего числителя или знаменателя схемной функции, поэтому необходимо при делении графа на подграфы относить одноименные унисторы к одному подграфу.

Целесообразность использования алгоритмов сортировки слагаемых обусловлена возможностью возникновением значительной аддитивной погрешности (за счет сложения больших чисел с разными знаками) при вычислении весов d -деревьев. Отметим, погрешность от наличия дубликаций (избыточности выражения) не так сказывается при вычислениях свернутых выражений.

Анализ схемы методом объединения подсхем на основе схемно-алгебраических формул. Для сравнения приведем решение этого же примера методом объединения подсхем на основе схемно-алгебраических формул (САФ) [23–25], использующих нулловые схемы. В этом методе САФ получается методом выделения параметров. Для биполярного транзистора позаимствуем ее из [23]

$$\Delta = Y_{11}Y_{22} \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagdown \quad \diagup \\ \circ \end{array} \right| + Y_{21} \left| \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \diagdown \quad \diagup \\ \circ \quad \circ \end{array} \right| + Y_{11} \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagdown \\ \circ \end{array} \right| + Y_{22} \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagup \\ \circ \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \circ \quad \circ \\ \cdot \quad \cdot \\ \circ \quad \circ \end{array} \right|, \quad (9)$$

где парой вертикальных линий обозначен схемный определитель.

Для пассивной подсхемы САФ находим последовательным выделением проводимостей, при этом полюса остаются без изменения:

$$\Delta = a_1 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagdown \quad \diagup \\ \circ \end{array} \right| + a_2 \left| \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \\ | \\ \circ \end{array} \right| + a_3 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \cdot \quad \cdot \\ \circ \end{array} \right| + a_4 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \cdot \\ \circ \end{array} \right| + a_5 \left| \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \\ \cdot \\ \circ \end{array} \right| +$$

$$+ a_6 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagdown \\ \circ \end{array} \right| + a_7 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagup \\ \circ \end{array} \right| + a_8 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagdown \\ \circ \end{array} \right| + a_9 \left| \begin{array}{c} \circ \\ \diagup \\ \circ \end{array} \right| + a_{10} \left| \begin{array}{c} \circ \\ \circ \\ \circ \end{array} \right|, \quad (10)$$

где весовые коэффициенты нулловых схем

$$a_1 = Y_3[Y_1(Y_2 + Y_4) + Y_2Y_4]; \quad a_2 = Y_1Y_3; \quad a_3 = Y_4; \quad a_4 = 1; \quad a_5 = Y_1; \quad a_6 = Y_2Y_3; \\ a_7 = Y_1(Y_2 + Y_4) + Y_2Y_4; \quad a_8 = Y_2; \quad a_9 = Y_3Y_4; \quad a_{10} = Y_3.$$

Для четырехполюсной схемы максимальное число базисных нулловых схем равно 87 [24]. Для данной схемы существует только 10 таких схем в соответствии с формулой (10). В этой формуле следует обратить внимание на весовые коэффициенты, которые получаются в свернутом компактном виде, что достигается путем использования метода выделения параметров.

Объединение подсхем в методе САФ осуществляется, подобно методу d -деревьев, путем сочленения каждой базисной нулловой схемы одной подсхемы с каждой базисной нулловой схемой второй подсхемы. Базисные схемы для активной и пассивной подсхем представлены в первой строке и первом столбце табл. 6 соответственно. При объединении базисных схем получается, как видно из табл. 6, 50 объединенных схем. Из них нулловыми схемами объединенной подсхемы являются только 38 невырожденных схем, которые после их эквивалентного преобразования к базисным нулловым схемам [24], представлены в табл. 6. Остальные 12 схем вырождены и в таблице не даны.

Из 38-ми нулловых схем в табл. 6 различными являются только 20 схем. Их номера проставлены в правом верхнем углу ячеек. Отметим, что десять первых базисных нулловых схем уже использовались при анализе пассивной подсхемы. Из 20-ми базисных нулловых схем 12 с номером 1 составляют определитель схемы. Эти нулловые схемы можно представить (по аналогии с объединенными d -деревьями в (7)) парами чисел, обозначающими в табл. 6 порядковые номера соответствующих нулловых схем активной и пассивной подсхем:

$$1-1; 2-2; 2-3; 2-4; 3-1; 6-4; 7-2; 7-3; 7-4; 8-1; 9-3; 10-1. \quad (11)$$

Символьное выражение определителя находится путем перемножения пар весовых коэффициентов нулловых схем с номерами из формулы (11), с учетом группировки слагаемых получаем

$$\Delta = Y_3[Y_1(Y_2 + Y_4) + Y_2Y_4] + Y_1Y_3(Y_{21} + Y_{11} + Y_{22}) + Y_4Y_{11}Y_{22} + Y_2Y_3Y_{22} + \\ [Y_1(Y_2 + Y_4) + Y_2Y_4](Y_{21} + Y_{11} + Y_{22}) + Y_2Y_{11}Y_{22} + Y_3Y_4Y_{11} + Y_3Y_{11}Y_{22}. \quad (12)$$

Таблица 6. Объединение активной и пассивной подсхем на основе САФ

 	 1	 2	 3	 4	 5
 1	—	—	—	—	 1
 2	—	 1	 1	 1	 2
 3	 1	 11	 12	 13	 3
 4	 14	 15	 16	 17	 4
 5	—	 14	 14	 14	 5
 6	—	—	 6	 1	 6
 7	—	 1	 1	 1	 7
 8	 1	 18	 6	 19	 8
 9	—	—	 1	—	 9
 10	 1	 20	 6	 9	 10

Как видно, метод САФ в отличие от метода d -деревьев не образует взаимно уничтожающихся слагаемых, поскольку он не использует избыточной унисторной схемы ИТУН, а базируется на схеме замещения цепи, где каждый элемент встречается один раз. При этом снижается трудоемкость анализа подсхем и объединенной схемы. Так в примере в методе САФ требуется выполнить 50 операций объединения нулловых схем вместо 108 операций объединения d -деревьев.

Выводы. 1. Метод объединения подсхем на основе d -деревьев предназначен для иерархического анализа цепей, представленных унисторными u -графами. Метод создает взаимно уничтожающиеся слагаемые как на этапе анализа подсхем, так и при их объединении. Для исключения дубликаций требуется использовать специальные алгоритмы сортировки слагаемых. 2. Метод объединения подсхем на основе схемно-алгебраических формул позволяет анализировать схемы с произвольными линейными элементами и не создает взаимно уничтожающихся слагаемых как на этапе формирования весовых коэффициентов для подсхем, так и на этапе объединения подсхем. Метод позволяет получить более компактные выражения схемных функций за счет использования формул выделения параметров при анализе подсхем.

Литература

1. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstärke in netzformigen Leitern // *Annalen der Physik.*– 1904.– Bd 15.– N 12.– S. 385–394.
2. Percival W.S. Solution of passive electrical networks by means of mathematical trees.– London: Inst. Electr. Engrs.– Part 3.– 1953.– P. 143–150.
3. Галямичев Ю.П. Расчет активных схем при помощи деревьев схем // *Электросвязь.*– 1960.– № 8.– С. 48–57.
4. Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы.– М.: Изд-во иностр. лит., 1963.– 620 с.
5. Максимович Н.Г. Методы топологического анализа электрических цепей.– Изд. Львов. ун-та.– 1970.– 257 с.
6. Сешу С., Рид М.Б. Линейные графы и электрические цепи.– М.: Высш. шк., 1971.– 448 с.
7. Анисимов В.И., Козьмин Н.Г. Анализ электронных схем на ЭЦВМ методом K -деревьев // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 1973, № 6.– С. 54–59.
8. Анисимов В.И., Козьмин Н.Г. Анализ электронных схем на ЭЦВМ обобщенным методом K -деревьев // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 1973, № 11.– С. 75–78.
9. Дмитришин Р.В., Шаповалов Ю.И. Диакоптический алгоритм анализа сложных линейных цепей на ЭВМ // *Автоматизация проектирования в электронике.*–Киев: Техника, 1975. – Вып. 12. – С. 42–46.
10. Шаповалов Ю.И. Машинный топологический расчет схемных функций электронных схем методом подсхем: Дис. ... канд. техн. наук.–Львов.–1978.–153 с.
11. Дмитришин Р.В. Оптимизация электронных схем на ЭВМ.– К.: Техника, 1980.– 224 с.

12. Starzyk J., Sliwa E. Hierarchic decomposition method for the topological analysis of electronic networks // *Circuits theory and applications*, 1980, vol. 8.– P. 407–417.
13. Starzyk J. Analiza topologiczna duzych ukladow electronicznych // *Electronika*. – Warszawa: Prace naukowe politechniki warszawskiej.– 1981. – N 55.– P. 131–175.
14. Ланнэ А.А., Михайлова Е.Д., Саркисян Б.С., Матвийчук Я.Н. Оптимальная реализация линейных электронных RLC-схем.– Киев: Наук. думка, 1982.– 208 с.
15. Шаповалов Ю.И., Давидюк Р.Д. Особенности реализации метода топологического анализа схем в программе AC13EC // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 1983, № 6.– С. 79–81.
16. Starzyk J., Sliwa E. Upward topological analysis of large circuits using directed graph representation // *IEEE Trans. on circuits and systems*.– 1984, № 4.– P. 410–414.
17. Ястребов Н.И. Повышение эффективности декомпозиционных алгоритмов символьного анализа//*Радиоэлектроника*.–1985,№6, с.102–104.
18. Рыбин А.И., Скрынский В.С., Шарпан О.Б., Ястребов Н.И. Метод. указания по основам теории цепей.– Киев: Киев. политехн.ин-т,1987.– 44 с.
19. Дмитришин Р.В. Кодирование D-моделей для декомпозиции схем // *Электроника и связь*.– Киев, 1998.– Вып. 4, ч. 2.– С. 240–244.
20. Dmytryshyn R. D-Trees Method // *Proc. of the 21st seminar on fundamentals of electrotechnics and circuit theory SPETO-98*.– Glivece-Ustron, Poland, 1998.– P.347–350.
21. Dmytryshyn R. Hierarchical decomposition of circuit based on D-Trees method // *Proc. of symbolic methods and applications to circuit design (SMAGD'00)*.– Lisbon, Portugal.– 2000.– P. 119–124.
22. Филаретов В.В. Топологический анализ электрических цепей на основе схемного подхода: Дис.... докт. техн. наук.–Ульяновск.–2002.–278 с.
23. 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.
24. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных электрических цепей методом объединения схемно-алгебраических формул // *Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунард. конф. КЛИН–2006*. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 98–115.
25. Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В. Алгоритм и программа схемно-алгебраического анализа цепей по частям // В настоящем сборнике.

Дискуссии

27 октября 2006 года на заседании диссертационного совета Д 212.229.16 при Санкт-Петербургском государственном политехническом университете (СПбГТУ) состоялась защита диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук **Кургановым Сергеем Александровичем** на тему: «**Символьный анализ и диакоптика линейных электрических цепей**». Специальность 05.09.05 – Теоретическая электротехника. Научный консультант – д.т.н. Филаретов В.В. Официальные оппоненты: д.т.н., профессор Башарин С.А.; д.т.н., профессор Филин В.А.; д.т.н., профессор Шакиров М.А. Ниже дословно приводятся некоторые выступления, побуждающие к размышлениям над вопросами раскрытия возможностей и учетом ограничений схемно-символьного подхода, повышения взаимодействия символьных и численных вычислений, которые знакомы многим авторам тома и нашли отражение в ряде опубликованных здесь статей.

ЛИБО ОБОГАТИТЬ МАТЕМАТИКУ СВОИМИ РЕЗУЛЬТАТАМИ, ЛИБО ДАТЬ ИМ МАТЕМАТИЧЕСКУЮ ТРАНСКРИПЦИЮ

Д.т.н., профессор **Г. А. Шнеерсон**
(член совета Д 212.229.16,
кафедра «Техника высоких напряжений» СПбГПУ):

«Мы действительно заслушали сегодня блестящую работу, особенно ей прибавило блеска выступление третьего оппонента {М.А.Шакирова – прим. ред.}, который многое разъяснил. Но у меня осталось одно ощущение, которым я хотел бы поделиться с членами совета, но которое никак не отражается на моей весьма положительной оценке диссертации.

Дело в том, что, в конечном счете, и Мансур Акмелович это тоже подчеркнул, решается огромная система линейных алгебраических уравнений. Так вот, в математике занимаются этой наукой очень давно и много. Либо то, что здесь изложено - это огромная экономия счета, которая является каким-то новым открытием или новым достижением математики (тогда было бы очень ценно изложить это не на языке теории цепей, а на языке математики), либо у математиков есть точно такие же методы

рационального решения гигантских уравнений, и тогда не совсем понятно, почему эта терминология не используется здесь, почему это надо было все открывать заново. Но, скорее, этот вопрос философский.

Бывает, что вещи, хорошо известные математикам, потом как бы заново открываются, например, теми же электриками. В свое время критерий устойчивости был предложен Михайловым – в сущности это хорошо известный факт, но когда он был придуман электриками, то это было открытием. Я не говорю, что здесь такая же аналогия, я просто хочу сказать, что есть пожелание автору – либо обогатить математику своими результатами, либо дать математическую транскрипцию своим результатам.

Дело в том, что, предположим, Вы решаете какую-то систему уравнений не для электрической цепи (не знаю – другое явление природы), так может быть для этого явления природы придумать электрическую цепь, а потом ее вашими способами упрощать, или можно было бы упрощать по обычным стандартным математическим терминам?

Я хочу сказать, что, в конечном счете, мы присуждаем степень доктора технических наук. Техника направлена на обслуживание экономики. Я почувствовал из доклада, что в работе состоялось огромное усовершенствование методов исследования цепей, что важно для тех, кто практически с этим работает. И этого одного факта достаточно, для того чтобы рекомендовать совету проголосовать в пользу присуждения ученой степени доктора технических наук.»

МЕТОД СХЕМНЫХ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ ИЛИ МЕТОД ГАУССА?

Д.т.н., профессор **Н. В. Коровкин**

(член совета Д 212.229.16,

кафедра «Теоретические основы электротехники» СПбГПУ):

«Я бы хотел высказать более пессимистичный взгляд на проблему, которую мы сегодня обсуждаем. Как, действительно, сказал Герман Абрамович {Г.А.Шнеерсон – прим. ред.}, и все это понимают, что доказана теорема - за сколько операций можно решить систему уравнений – она правильна, поэтому меньшего не достигнешь, как бы мы не старались – теорема доказана правильно.

В чем, собственно говоря, выигрыш, который получает соискатель? Дело в том, что используется метод схемных определителей. Для системы $n \times n$ это самый невыгодный из известных методов, он требует n -факториал

операций, а Гаусс для такой матрицы – n -куб операций, т.е. для $n = 10$ выигрыш в 1000 раз. Поэтому заставить схемные определители решать, как Гаусс, – это уже огромная работа. Он только, как Гаусс, будет решать, а заставить быстрее можно вот за счет чего. Дело в том, что в системах уравнений цепей много нулевых элементов. Так вот заставить в определителях учесть нулевые элементы – это как бы мы выиграем еще один Гаусс. И эти выигрыши сопоставляются с решением Гаусса для системы уравнений с полностью заполненной матрицей, а методы схемных определителей с учетом ненулевых элементов. Естественно, если я пишу Гаусс с учетом нулевых элементов – в 1000 раз теоретически этот выигрыш будет, потому что там просто минимум – столько, так сказать, не бывает.

Я скажу (как известную оценку): нормальная, не очень качественная программа решения системы за счет нулевых элементов имеет оценку n по степени сложности, то есть грубо говоря, каждый элемент – один раз попробовать – меньше не бывает. Поэтому, когда мы говорим об эффективности, то надо понимать, что с чем сравнивается.

Второй момент, где я бы хотел поспорить с оппонентами, – все-таки, если я возьму статьи, где решены задачи теории цепей линейные (про нелинейные я вообще буду молчать, потому что здесь объект линейный) и возьму задачи, которые решены символьным методом, то окажется, что соотношение 1/1000, я так думаю, а может быть 1/10000. Почему? По очень простой причине. Если я работаю в символьных методах, то могу решать только простые задачи, хотя здесь пытались показать, что это не так. На самом деле это приятно смотреть, когда 4 коэффициента. Но иметь выражение такое – что оно есть, что его нет – мне, в общем, все равно. Считать будет чуть быстрее, чуть медленнее – это второй момент. Поэтому эти большие выражения обычно никто не получает.

Проблема, когда – сложная линейная цепь, совсем в другом. И на ней все сосредоточено. Это выражение, к сожалению, в случае, если у Вас есть сильная зависимость от параметров, никак не помогает снять Вам эту проблему. Если у нас сильная зависимость от параметров, то у Вас проблема в том, чему равен параметр. Если параметр менялся в третьем знаке – ответ менялся сто раз: и в символьном выражении – в сто раз, и в численном – в сто раз. Это одинаково параллельные методы. Поэтому эта проблема, к сожалению, не снимается, она общая, на нее направлены основные усилия тех, кто анализирует цепи.

Поэтому мы сейчас имеем дело, на самом деле, с довольно узким куском ТОЭ, который разрабатывает ветвь довольно сухую и очень-очень известную, сложную ветвь, где работает очень ограниченный круг людей, упорных в этом деле. В этом смысле мое глубокое убеждение, что такой человек – конечно, доктор наук, потому что он решает сложнейшую задачу. Ее актуальность? Я уже сказал об этом.

К сожалению, сейчас ТОЭ пошло в другую сторону. Можно говорить, что все неправы, а правы только эти, может быть так и выяснится, но на сегодня теория цепей пошла в другую сторону.

Второй момент, о котором тоже нужно сказать, диагностика тоже пошла в другую сторону, к сожалению. В рамках теории цепей все задачи диагностики считаются «тривиальными», если мы берем в диагностике какую-то задачу, то сейчас магистральный метод – привлечение других технических характеристик: температуры, вибрации, излучения тепла, механических колебаний – все что угодно, что позволяет добавить к этому цепевому набору параметров что-то еще. Это сейчас магистральное направление в диагностике и оно ринулось туда со страшной скоростью. В этом смысле мне не понятны выступления оппонентов, которые про это ничего не сказали.

Теперь выводы: во-первых, это ТОЭ – классическое ТОЭ; во-вторых, решена сложнейшая задача, потому что продвинуться здесь, как я уже сказал, очень непросто, и специалист, который перед нами, – высочайшего уровня, в том смысле, что он научился это делать; и, в-третьих, надо все-таки понимать, что это некоторая такая самозамкнутая область ТОЭ, в рамках которой эти результаты получают и в рамках которой они актуальны. Если же брать всю теорию цепей, то еще раз скажу, что это не магистральное направление, на мой взгляд.

И в силу того, что сказано, я, конечно, поддерживаю мнение всех, кто высказывался насчет того, что эта работа достойна квалификации докторской диссертации. Она смогла объединить большой круг людей, и я, конечно, буду голосовать за то, чтобы присудить Сергею Александровичу степень доктора технических наук.»

СИМВОЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ПОЗВОЛЯЮТ РЕШАТЬ ЗАДАЧИ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА

Д.т.н. (05.09.05), профессор **Ю. И. Лыпарь**
(кафедра «Системный анализ и управление» СПбГПУ):

«Я хочу отметить практическую значимость этой работы. И здесь я не согласен с Николаем Владимировичем {Н. В. Коровкин – прим. ред.}, поэтому позволю себе сказать подробнее, чем собирался.

В настоящее время в области микроэлектроники выпускаются кристаллы, которые содержат порядка 300 миллионов элементов. Это, так называемые, системы на кристалле, которые содержат цифровую часть и

аналоговую часть, а также электромеханические преобразователи. Все выполнено по интегральной технологии. Так вот, на кристалле 80% занимает цифровая часть, где-то 5% – механические преобразователи и 15% - аналоговые устройства. Проектирование такой системы на кристалле стоит порядка от 1 до 3 миллиардов долларов. Поэтому компании, которые первые осваивают такое направление по преобразованию сигналов и первыми выходят на рынок, оказываются в преимущественном положении, потому что они выпускают продукцию таким тиражом, что конкурентам уже не подняться. Но при проектировании вот эти самые 15% аналоговых устройств занимают 80% времени. В конкурентной борьбе экономия этого времени – это экономия миллиардов долларов, которые могут быть потрачены впустую.

Так вот, почему такое большое время тратится там? Дело в том, что до сих пор нет автоматизированных систем проектирования аналоговых устройств, которые бы позволяли строго формально получать принципы построения, способы построения, структуру. Все это патентуется, и отсюда все проблемы. В цифровой части значительно лучше.

Мною разработаны методы как раз решения задач по синтезу принципа построения, способа построения и структуры. При этом синтез начинается с самого верха, т.е. осуществляется системный подход. Нет смысла синтезировать все возможные системы, потому что, как только начинаешь идти сверху, то получается полная задача – число возможных структур измеряется как 10 в 11-ой, 13-ой степени. Значит необходимо выстраивать методы, которые позволяют отбрасывать ненужные схемы и оставлять только множество тех схем, которые нужны. Схемы, которые остаются, должны обладать высоким качеством. Для электронных устройств мною было проведено исследование, связанное с качеством электронных устройств – от чего оно зависит. Оказалось, что все компоненты качества, такие как: уровень шумов, параметрическая надежность, повторяемость характеристик, стабильность характеристик и другие, связаны с функциями относительной чувствительности. Схема с малой относительной чувствительностью позволяет сразу же получить высококачественное устройство. Оказалось, что в теории управления есть связь между функциями относительной чувствительности и неустойчивостью по параметрам. Мною были проделаны такие операции, которые преобразовали проблему вычисления чувствительности (хотя еще схемы нет, а нужно уже определять чувствительность) в проблему безусловной устойчивости, при этом чувствительность будет иметь значение от нуля до единицы.

Здесь приведен плакат 34 (критерий Гурвица), и проблема состоит в том, что (тут для 4-го порядка написано) есть положительные слагаемые и есть отрицательные слагаемые, так вот критерий безусловной устойчивости заключается в том, что вот эти положительное слагаемые в

произведении $a_1 a_2 a_3$ должны содержать в себе слагаемые, равные по модулю отрицательным слагаемым. Тогда при любых значениях параметров у нас выражение будет всегда положительным. Вот это критерий безусловной устойчивости.

Работа Курганова позволяет проделать все эти операции. Когда Вы начинаете синтезировать те схемы, которые отвечают критериям безусловной устойчивости, то это нужно выполнять в символьном виде. Это безумие, доводить тысячи, десятки тысяч схем до параметрического уровня: рассчитать все параметры элементов, а потом узнать, что вы рассчитали ненужные схемы. Это совершенно неэкономично. Символьным методом удастся все легко решить – найти тождественно равные по модулю слагаемые. Если отрицательные слагаемые полностью сократились, значит, эта схема хороша, значит, ее можно запускать дальше.

У меня получалось так, что все эти схемы я анализировал, так сказать, в рукопашную. Применение автоматизированного проектирования позволяет мне теперь выстроить всю систему проектирования автоматизировано, причем сокращение времени будет в разы, т.е. с 80% объем работы будет где-то доведен до 30–20%. Отсюда экономия во времени и тот самый экономический эффект, о котором сегодня все говорят.

Поэтому я считаю, что работа Курганова С.А. имеет чрезвычайно важное значение, и не только потому, что можно проводить анализ такой схемы и численными методами, а потому, что символьные методы позволяют решать задачи структурного синтеза, которые численными методами не решаемы. Это та задача, которую можно решить только символьными методами. Поэтому я считаю, что диссертант достоин искомого звания и целиком поддерживаю эту работу.»

Лыпяр Юрий Иванович – д.т.н., член-кор. 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 4214. E-mail: yulyar@mail.spbstu.ru

Рецензии и отзывы

25 ноября 2005 года на заседании диссертационного совета Д 212.229.16 при Санкт-Петербургском государственном политехническом университете состоялась защита диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук **Кияткиным Родионом Петровичем** на тему: «**Построение схемных моделей для электромагнитных расчетов токоведущих систем, экранов и волноводов**». Специальность 05.09.05 – Теоретическая электротехника. Научный консультант – д.т.н., профессор М. А. Шакиров. Официальные оппоненты: д.т.н., профессор Ю. А. Бычков; д.т.н., профессор К. К. Ким; д.т.н., профессор Г. А. Шнеерсон. Ниже приводится отзыв на автореферат зав. кафедрой микроэлектроники Ульяновского государственного университета, доктора физико-математических наук, профессора **Н. Т. Гурина**:

«В работе решаются сложные полевые задачи анализа электромагнитных устройств, содержащих токоведущие системы, экраны и волноводы. Характерной особенностью предлагаемого подхода является широкое использование теории электрических цепей. Такой подход обеспечивает доступность методологии для инженеров-разработчиков электротехнических систем.

Для реализации этого подхода предложены: схемные модели токоведущих систем с массивными немагнитными шинами и экранами, учитывающие поверхностный эффект и эффект близости; схемы замещения токопроводов с шинами из магнитных материалов с постоянными магнитными свойствами; решетчато-полевые схемы замещения тонких проводящих немагнитных пластин и оболочек; методики расчета параметров элементов этих схем замещения. Схемные модели используются для анализа как установившихся, так и переходных, в том числе электродинамических, процессов в электромагнитных устройствах. Введенные диссертантом новые термины: веерные схемы замещения, условные элементарные витки, элементарные проводники, бикомплексная напряженность во многом отражают сущность работы.

Элементарным звеном предложенных схемных моделей является последовательное соединение активного сопротивления и индуктивности, связанной с индуктивностями других звеньев. Такие схемы замещения напоминают веер, пластины которого (активное сопротивление и индуктивность) скреплены управляющими связями (взаимными индуктивностями). Полученные формулы для расчета параметров веерных схем обеспечивают желаемую точность моделирования при увеличении числа звеньев. С использованием предлагаемых схемных моделей

разработан метод расчета электродинамических процессов в транспортных системах левитационного типа и алгоритм расчета параметров волноводов в виде металлических труб.

Развиваемый в работе схемный подход позволяет использовать для решения традиционных полевых задач хорошо разработанные методы теории электрических цепей, как матрично-численные, так и схемно-символьные. Однако использование верных схем замещения, являющихся полными по числу управляющих связей, затрудняет использование диакоптических методов. Соискателем исследовано применение для анализа таких схем метода контурных токов.

В диссертации разработаны принципы построения диакоптических схем замещения волновода на основе фундаментальной области. При наличии аналитической функции для фундаментальной области решение задачи находится численно-аналитическими методами. Такие модели применяются для расчета критических параметров волн в трубчатых металлических волноводах.

Работа имеет большую практическую ценность для решения задач проектирования систем энергомашиностроения и транспорта, что подтверждается внедрением методик, которые использованы при проектировании крупных электрических машин переменного тока, многофазных мощных токопроводов и шинопроводов.

Вместе с тем для разработчиков устройств электротехники и радиотехники было бы интересным сравнение разработанных соискателем программ по точности и быстродействию с аналогичными по назначению известными универсальными программами по расчету электромагнитных полей, где реализованы другие методы пространственной дискретизации, например, программным комплексом ANSYS.

Необходимо обратить внимание на то, что переходные процессы рассчитываются в работе с точностью 1...2 % (см. с.23 автореферата). Такая точность фактически соответствует 2-м верным цифрам в результате, что недостаточно для его использования в дальнейших расчетах. Обработка (например, нахождение интегрального значения) функции переходного процесса может привести к результату, содержащему всего одну верную цифру.

Из содержания автореферата можно сделать вывод, что представленная диссертация является законченной научно-исследовательской работой, содержит фундаментальные научные результаты в области теории электромагнитного поля, имеет теоретическую новизну и практическую ценность.

По нашему мнению, диссертационная работа соответствует требованиям ВАК России, предъявляемым к докторским диссертациям, а ее автор Кияткин Родион Петрович заслуживает присуждения ученой степени доктора технических наук.»

20 марта 2007 года на заседании диссертационного совета Д 212.173.05 при **Новосибирском государственном техническом университете** состоялась защита диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук **Ворониным Владимиром Викторовичем** на тему: **«Разработка и исследование концептуальной диагностической модели технических объектов»**. Специальности: 05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации (промышленность) и 05.13.17 – Теоретические основы информатики. Научный консультант – д.ф.м.н., профессор А. Г. Зарубин. Официальные оппоненты: д.т.н., профессор В. П. Калявин; д.т.н., профессор В. В. Губарев; д.т.н., профессор В. И. Хабаров. Ниже приводится отзыв на автореферат сотрудников кафедры «Электроснабжение» Ульяновского государственного технического университета) – д.т.н. **В. В. Филаретова** и к.т.н. **С. А. Курганова**:

«В работе решается актуальная задача диагностики систем, поддающихся описанию методами математической логики. Такой подход допустим в случае, когда система может быть разбита на функционально законченные подсистемы и блоки, которые рассматриваются как отдельные объекты диагностирования. В этом случае диагностика сводится к иерархическому определению неисправных подсистем, блоков и элементов.

Для решения этой задачи автором предложена концептуальная диагностическая модель (общий алгоритм поиска неисправностей в системе), которая в отличие от известных моделей содержит полную информацию как о диагностируемом объекте, так и о его системе обеспечения надежности. Модель предусматривает выполнение диагностических процедур исходя из пяти видов системного представления объекта диагностирования: 1) фиксации конкретного экземпляра объекта диагностирования по его внешнему представлению, оценка его внешних диагностических показателей; 2) оценки показателей надежности объекта диагностирования по его деградиционному представлению с целью оптимизации дальнейшего процесса поиска; 3) локализации дефектов с точностью до предельной подсистемы в рамках иерархического представления объекта диагностирования; 4) локализации дефектов с точностью до блока в пределах функционального представления текущей предельной подсистемы; 5) локализации дефекта в блоке с помощью конструктивного представления этой области. При этом в основу теории диагностирования положено не заданное множество дефектов, а множество возможных дефектов.

Для сокращения числа проверок исследуемого объекта разработаны диагностические эвристики: генерации нуля, шунтирования, определенности, кратности неисправностей, инициализации процесса

нарушения регулярности, нарушения регулярности, восстановления текущего состояния, возможной кратности правила генерации нуля и фиксации искомого результата. При выявлении неисправных блоков и элементов используются шаблоны дефектов. Предложенная модель может быть положена в основу диагностических экспертных систем для объектов произвольной физической природы.

Недостатком предложенной модели является использование в ней шаблонов дефектов, которые не гарантируют определения дефектных элементов принципиальной схемы. Для аналоговых или дискретно-аналоговых систем шаблоны не содержат полной информации о возможных вариантах изменения параметров элементов, которые могут приводить к обнаруженному дефекту. Таких вариантов существует бесконечное множество. Для исключения такого недостатка предложенного алгоритма рекомендуется на завершающем его этапе (при диагностике на уровне элементов принципиальных схем) использовать не шаблоны дефектов, а методы параметрической диагностики (в частности, в электрических принципиальных схемах – методы диагностики электрических цепей).

Шаблоны дефектов являются также не самыми экономичными при диагностике структуры, где все чаще используется локализация дефекта оптимизационными комбинаторными методами [Гришкевич А.А. Комбинаторные методы исследования экстремальных структур математических моделей электрических цепей и систем.– Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004.– 258 с.].

В то же время упомянутые здесь методы параметрической диагностики и оптимизационные комбинаторные методы вполне укладываются в рамки разработанной в диссертации концепции. Таким образом, указанный недостаток не снижает научной ценности проделанной работы.

Из содержания автореферата можно сделать вывод, что представленная диссертация является законченной научно-исследовательской работой, в которой решена важная научная проблема обобщения и формализации базовых положений технической диагностики. Предлагаемое решение задачи имеет теоретическую новизну и практическую ценность. Методология доступна для инженеров различных отраслей науки и техники и позволяет автоматизировать диагностику технических систем. По нашему мнению, диссертационная работа соответствует требованиям ВАК России, предъявляемым к докторским диссертациям, а ее автор Воронин Владимир Викторович заслуживает присуждения ученой степени доктора технических наук.

Новые издания

Ушаков П.А. Цепи и сигналы электросвязи: Учебник для техникумов. – М.: Академия, 2007.– 400 с.

Учебник предназначен для студентов специальности СПО 2004 «Сети связи и системы коммутации».

Назначение учебника – ознакомление студентов с принципами передачи, приема и преобразования сигналов в сетях электросвязи, формирование основных понятий о характеристиках линейных и нелинейных электрических цепей, формирование навыков анализа преобразований электрических сигналов при их прохождении через электрические цепи, знакомство с методиками расчета основных функциональных устройств в сетях электросвязи.

Названия глав. Передача информации с помощью электромагнитных волн. Основы теории электрических сигналов. Элементы линейных электрических цепей с сосредоточенными параметрами. Частотные характеристики входных и передаточных функций цепей. Последовательный колебательный контур. Параллельный колебательный контур. Сложные колебательные системы. Электрические фильтры и линии задержки. Конструктивный расчет элементов колебательных систем и электрических фильтров. Активные аналоговые, дискретные и цифровые фильтры. Длинные линии. Волноводы и объемные резонаторы. Преобразования сигналов в нелинейных и параметрических цепях. Цепи амплитудной модуляции и детектирования амплитудно-модулированных сигналов. Цепи угловой модуляции и детектирования сигналов с угловой модуляцией. Импульсные виды модуляции. Генераторы гармонических колебаний. Параметрические цепи. Компьютерное моделирование сигналов и цепей электросвязи.

Учебник отличается простотой изложения материала, доступной для студентов, получающих среднее профессиональное образование по заочной форме обучения или имевших длительный перерыв в обучении. Во многих случаях строгость доказательств заменяется объяснением результатов компьютерного моделирования. Компьютерные эксперименты широко используются для иллюстрации теоретических выводов и создают эффект присутствия учащегося в проведении тех или иных измерений.

Впервые в учебной литературе для техникумов на доступном пониманию уровне рассказывается о дискретных и цифровых цепях, принципах их действия и методике проектирования.

В дополнение к учебнику планируется подготовка и издание сборника упражнений и задач с примерами решений.

Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования электронных цепей: Монография.– Ульяновск: Изд-во УЛГТУ, 2007.– 324 с.

Работа посвящается *Вильгельму Фойснеру, Бернарду Теллегену и Яромиру Брауну*, овладевшим первыми подступами к схемно-алгебраическому анализу электрических цепей. *Фойснер* предложил формулы выделения двухполюсных элементов, *Теллеген* ввел в теорию цепей идеальный усилитель – нулор, *Браун* применил идеальный усилитель в виде ориентированного нуллора для топологического анализа и сформулировал схемно-алгебраические выражения схемных функций. В основе схемно-алгебраического анализа лежит метод схемных определителей. Схемная алгебра позволяет развивать теорию электрических цепей на собственно схемной основе, минуя использование промежуточных моделей в виде матриц или графов и соответствующих им математическим аппаратам.

Практика настоятельно требует разработки методики символьного анализа, ориентированной на инженера-схемотехника. Особенностью практических схем является задание параметров резисторов сопротивлениями, а не проводимостями. Таким образом, затрудняется применение метода узловых напряжений, чаще всего применяемого и более простого, чем метод контурных токов. Существующие программы моделирования электронных схем, как правило, предусматривают задание двухполюсных элементов проводимостями (резистивными, емкостными, индуктивными), а базовый набор управляемых источников не является полным. В монографии предлагается схемно-алгебраическая методика, одинаково пригодная для символьного анализа схем с любыми линейными элементами, а также для расчета погрешностей операционных преобразователей.

Задача анализа является конечным этапом оптимального синтеза электрических цепей при использовании схемно-топологических преобразований, выполняемых на уровне структурных схем или схем замещения. Топологические преобразования используются для генерации (размножения) и синтеза новых конфигураций схем электрических цепей с целью определения и выбора оптимальной. Топологические преобразования, инвариантные относительно параметров или части параметров исходной (порождающей) схемы, являются эффективным средством расширения классов эквивалентных электрических цепей, установления взаимосвязей (топологических и аналитических) между схемами и синтеза новых схем.

В ранее изданных статьях и монографиях по теме топологических преобразований для доказательств были использованы различные методы

и приемы. Здесь предлагаются новые доказательства топологических преобразований, основанные только на теории схемных определителей и позволяющие сделать процесс обоснования единым и формальным

Общей теории структурного синтеза схем до сих пор не создано, по-видимому, не случайно, поскольку такая возможность ограничена «способностями» искусственного интеллекта. Американский кибернетик и специалист по искусственному интеллекту *Э.Фейгенбаум* писал, что большая часть знаний в конкретной предметной области остается личной собственностью эксперта потому, что он знает достаточно больше, чем сам осознает. Поэтому не следует рассчитывать на то, что топологические преобразования могут быть положены в основу проектирования электронных средств. Активным элементом САПР является сам проектировщик и база знаний, содержащая порождающие схемы. Топологические преобразования позволяют сменить элементную базу, облегчить задачу конструкторской реализации, обойти конкурирующие патенты. Некоторые преобразования выполняются точно только для идеальных активных элементов и после сборки «эквивалентных» схем могут получиться схемы, существенно различающиеся по своим параметрам, что позволяет, с одной стороны, сузить пространство поиска, а с другой стороны, выбрать оптимальную по некоторому критерию схему.

Задача разработки новых схем, традиционно решаемая в аналоговой области эвристическим путем или с использованием классических (рецептурных) методов синтеза, при использовании топологических преобразований сводится к процедурно алгоритмическим преобразованиям порождающей (исходной) схемы по известным и простым правилам. Это в свою очередь создает предпосылки для «машинной» генерации и синтеза схем. При использовании различных топологических преобразований от одной порождающей схемы приходим полному классу схем, содержащих одинаковое число схемных элементов, и даваемое исходной схемой. Результатом процедурных методов синтеза является одна конкретная схема, которая в свою очередь может быть использована в качестве порождающей для метода топологических преобразований.

В монографии обсуждается новое и перспективное направление – реализация структурных схем на усилителях проводимости (транскондуктивных усилителях – транскондукторах). Важно, что процедура перехода от структурной схемы к схеме на транскондукторах весьма проста и полностью формализована. В то же время переход от структурных схем к схемам на усилителях напряжения является эвристической процедурой и требует значительного опыта проектировщика.

Монография состоит из семи глав. В первой главе рассматриваются базовые понятия теории линейных электрических цепей, сигнальных графов и структурных схем, современная элементная база аналоговой

схемотехники. Во второй главе обсуждается понятие схемного определителя, признаки вырождения схемы, удаление, стягивание и нейтрализация ее элементов. Вводится понятие неудаляемого управляемого источника, обобщающее понятие ориентированного нуллора, и формулируются схемно-алгебраические выражения для нахождения символьных схемных функций. Приводятся формулы *Фойснера* для разложения определителя схемы путем выделения параметров пассивных элементов и приведения задачи к разложению определителей более простых производных схем. Рассматриваются примеры анализа электрических схем, составленных из двухполусных элементов. Предлагается схемно-алгебраическая методика анализа активных электрических цепей на основе элементарных схем усилителей и формирования аналитических выражений погрешностей операционных преобразователей.

В третьей главе предложены схемно-алгебраические доказательства инверсных топологических преобразований структур с помощью метода схемных определителей. Доказательство топологических преобразований изменением направления графа цепи, инверсией пути от источника до стока графа, топологическое преобразование структурных схем путем переключения входа или выхода усилителя основывается на реализации структурных схем схемами на транскондуктивных усилителях и использовании программы символьного моделирования *SCAD*.

В четвертой и пятой главах предложены схемно-алгебраические доказательства топологических преобразований взаимозамещением входов и выходов активных электрических цепей, дуального и реверсивного топологических преобразований. В шестой главе раскрыта взаимосвязь матричного и схемного определителей и рассматривается схемное отображение систем линейных уравнений для получения решений в цифровом и аналоговом виде.

В седьмой главе рассматриваются некоторые методы топологического синтеза цепей, позволяющие на основе порождающих или базовых схем получить новые схемы с заданными свойствами, обсуждается метод и алгоритм реализации структурных схем электрических цепей на транскондуктивных усилителях, особенности его применения для проектирования высокоточных усилительных устройств. Приводятся результаты моделирования схем, полученных с помощью метода транскондуктивной реализации, и дается сравнение с традиционным исполнением на операционных усилителях.

Авторы выражают признательность *Т. Миланцею* за двадцатилетнюю помощь в работе по определению места результатов, полученных авторами, в мировой науке.

Международная конференция КЛИН-2008
 «КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ЛОГИКЕ, ИНФОРМАТИКЕ, НАУКОВЕДЕНИЮ»
 («CONFERENCE ON LOGIC, INFORMATICS AND HUMANITIES») планируется в мае 2008 года

Заявки на участие в конференции принимаются *до 31 марта 2008 года*.

Предусмотрены две формы участия в работе конференции – очная и заочная. При заочном участии доклады рассматриваются как стендовые и сборник «Трудов конференции» высылается по указанному автором адресу.

ОРГКОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

Почетный председатель:

Волгин д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ, президент
 Леонид Иванович УО МАИ и председатель УО РФО

Председатель оргкомитета:

Ярушкина д.т.н., профессор, зав.кафедрой ИС УлГТУ, проректор по НР УлГТУ
 Надежда Глебовна

Члены оргкомитета:

Вельмисов д.ф.-м.н., профессор,
 Петр Александрович зав. кафедрой ВМ УлГТУ

Каранджулов д.ф.-м.н., профессор, зав.кафедрой ДУ Софийского технического
 Людмил Иванович университета

Миранов д.ф.н., профессор кафедры «Философия» УлГТУ
 Георгий Федорович

Мишин д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки РФ,
 Валерий Алексеевич директор департамента инноваций и информационных технологий аппарата
 Правительства Ульяновской области

Прокопенко д.т.н., профессор, зав.кафедрой РТиИС
 Николай Николаевич ЮРГУЭС

Филаретов Владимир д.т.н., профессор кафедры «Электроснабжение» УлГТУ
 Валентинович

Шшикин к.т.н., доцент, декан ФИСТ УлГТУ
 Вадим Викторинович

Адрес Оргкомитета:

432027, г. Ульяновск (Ulyanovsk), ул. Северный Венец (Severny Venetz), 32, УлГТУ (UISTU), КЛИН-2008 (CLIN-2008); тел. (8422) 43-91-07 (Почкайло Н.А.); e-mail редакторов томов конференции: klin2008@ibox.ru, shvv@ulstu.ru, vvfil@mail.ru, velmisorv@ulstu.ru

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ ВЗНОС

Оргвзнос – 500 рублей должен быть перечислен на р/с УлГТУ или внесен при регистрации (указать в заявке). Банковские реквизиты (необходимо уточнить по электронной почте перед перечислением):

ИИН 7325000052 КПП 730301001 УФК по Ульяновской области (ГОУ ВПО УлГТУ л/с 06073259510)

Банк: ГРКЦ ГУ Банка России по Ульяновской обл. г. Ульяновска

БИК 047308001 Р/сч. 40503810900001000001 ОКПО 02069378, ОКОНХ 92110

Назначение платежа: ОФК 6800 (07330201010010000130)073/п.7 доходы от проведения НИОКР, гранты. **Оргвзнос на конференцию КЛИН-2008**

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ТЕКСТОВ ДОКЛАДОВ

Объем текста до **3 страниц** формата А4. Поля по 25 мм со всех сторон, шрифт 14. Последними в текст помещаются данные об авторах: фамилия, имя, отчество полностью; ученая степень и звание; академические и почетные звания; должность; кафедра (для ВУЗов); наименование организации, где работают авторы; адрес для переписки; контактный телефон, адрес электронной почты.

Материалы отправляются на указанные выше электронные адреса редакторов томов в виде файлов в формате Word с копией квитанции о перечислении оргвзноса.

СОДЕРЖАНИЕ

Горбоконеенко А.Д.	Приветственное выступление ректора УлГТУ.....	3
Афанасьев Г.Ф. Афанасьева О.В., Ревенков А.Ю.	Исследование электрических характеристик пьезоэлементов для преобразователей энергии.....	4
Афанасьев Г.Ф., Еремин А.Н., Афанасьева О.В.	Новые источники питания и электродвигатели на постоянных магнитах.....	6
Афанасьев Г.Ф., Ревенков А.Ю., Афанасьева О.В.	Исследование силовых характеристик элементов пьезоэлектрических генераторов с постоянными магнитами.....	8
Березуев Р.И., Горшков К.С., Филаретов В.В.	Схемное отображение системы уравнений на транскондуктивных усилителях.....	11
Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В.	Алгоритм транскондуктивной реализации структурных схем высокоточных усилительных устройств с аддитивной коррекцией погрешности.....	18
Волгин Л.И., Королев Ф.А.	Топологические преобразования взаимозамещением входов и выходов активных электрических цепей.....	24
Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В.	Топологическое преобразование структурных схем путем переключения входа или выхода усилителя.....	31
Гнатюк В.И.	Тонкие процедуры рангового анализа в управлении электропотреблением.....	36
Горшков К.С., Токарев Ю.В.	Реконструкция полных, цепных и лестничных схем на основе формул схемных определителей.....	39
Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В.	Генерация электрических схем, инвариантных к характеристическому уравнению.....	48
Гришкевич А.А., Пиатек Л.	Перечисление трехэлементных минимальных разрезов графа электрической цепи.....	52
Гришкевич М.В., Гришкевич А.А.	Функциональная схема для эффективной диагностики неисправностей телевизора.....	56
Дмитришин Р.В.	Генерация формул определителей полных схем.....	60
Догадин Н.Б.	Оптимизация уровней переключения каналов в аналого-дискретных усилителях инверторов напряжения.....	71
Еремин А.Н.	Оптимизация дифференциальных электронных преобразователей датчиков давления.....	74
Ерохов И.В.	Новый подход к созданию топологического метода анализа электрических цепей.....	76

Ерохов И.В.	Уточнение понятия структуры графа электрической цепи.....	85
Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В.	Сравнение методов анализа электрических цепей по частям в символьном виде.....	91
Королев Ф.А., Курганов С.А., Филаретов В.В., Шейн Д.В.	Алгоритм и программа схемно-алгебраического анализа электрических цепей по частям.....	104
Королев Ф.А., Филаретов В.В.	Отображение подсхем производными схемами на внешних узлах для анализа электрических цепей по частям.....	114
Коротков А.С., Курганов С.А., Филаретов В.В.	Схемно-алгебраические формулы выделения базовых элементов с переключаемыми конденсаторами.....	125
Костюков В.В., Канов Л.Н.	Численно-аналитическое моделирование переходных процессов в электротехнических системах методом схемных коэффициентов.....	137
Кувшинов А.А.	О спектральном представлении мгновенной мощности.....	145
Кувшинов Ан. А., Абрамов Г.Н.	Разработка имитационной модели релейного ШИМ-контроллера в стандарте SPICE.....	149
Малевич И.Ю., Катков М.А.	Высоколинейный усилитель тракта модулирующей частоты с прямой связью.....	156
Матросова Г.А.	Методика моделирования электронных схем с использованием табличного процессора EXCEL.....	160
Меньшов Е.Н.	Силы взаимодействия зарядов в классической электродинамике.....	163
Прокопенко Н.Н., Крюков С.В., Хорунжий А.В.	Архитектура комплементарных дифференциальных усилителей с низковольтным питанием.....	167
Прокопенко Н.Н., Хорунжий А.В., Конев Д.Н.	Архитектура операционных усилителей с обобщенной токовой обратной связью.....	170
Прокопенко Н.Н., Хорунжий А.В., Крюков С.В.	Дифференциальные усилители с каналом подавления синфазных ошибок.....	172
Сергеев В.А., Юдин В.В.	Идентификация и измерение параметров тепловой модели цифровых интегральных схем.....	175
Трибунских А.В.	Синтез элементов с постоянной фазой на основе одномерных комплементарных RC-элементов с распределенными параметрами.....	179
Ушаков П.А.	Математическая модель неоднородного параметрического RC-элемента с распределенными параметрами.....	181

Ушаков П.А.	Новые подходы к анализу и синтезу устройств на основе неоднородных РС-элементов с распределенными параметрами.....	185
Чекин В.К.	Коррекционный трансформатор тока.....	189
Шакурский В.К., Нагаев Д.А.	Синтез аналоговых и цифровых автоколебательных систем в режиме повышенной чувствительности.....	192
<i>Аналитические обзоры</i>		
Филаретов В.В.	Состояние и проблемы развития схемного подхода к символьному анализу электрических цепей.....	196
Filaretow W.W., Gorshkov K.S.	Friedrich Wilhelm Feussner und die Methode der Schemadeterminanten.....	207
Миланцей Т.	Идеальный усилитель Теллегена.....	222
Горшков К.С.	Символьные и матрично-численные методы моделирования электронных цепей: противостояние и взаимодополнение.....	234
Курганов С.А.	Особенности объединения подсхем в методах <i>d</i> -деревьев и схемно-алгебраических формул.....	245
<i>Дискуссии</i>		
Шнеерсон Г.А.	«Либо обогатить математику своими результатами, либо дать им математическую транскрипцию».....	259
Коровкин Н.В.	Метод схемных определителей или метод Гаусса?.....	260
Лыпарь Ю.И.	«Символьные методы позволяют решать задачи структурного синтеза».....	262
<i>Рецензии и отзывы</i>		
Гурин Н.Т.	Отзыв на автореферат диссертации Р.П.Кияткина.....	265
Курганов С.А., Филаретов В.В.	Отзыв на автореферат диссертации В.В.Воронина.....	267
<i>Новые издания</i>		
Ушаков П.А.	Цепи и сигналы электросвязи.....	269
Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В.	Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей.....	270
Международная конференция по логике, информатике и науковедению (КЛИН–2008).....		273

CONTENTS

Gorbokonenko A.D.	Preface.....	3
Afanasyev G.F., Afanasyeva O.V., Revenkov A.J.	The research of electric characteristics of piezoelectric cells for energy transformers.....	4
Afanasyev G.F., Eremin A.N., Afansyava O.V.	The new power sources and electric motors on constant magnets.....	6
Afanasyev G.F., Afanasyeva O.V., Revenkov A.J.	The research of power characteristics of elements of piezoelectrical generators on constant magnets.....	8
Berezuev R.I., Gorshkov K.S., Filaretov V.V.	Representation of combined equations by electronic circuits based on the transconductance amplifiers.....	11
Volgin L.I., Gorshkov K.S., Filaretov V.V.	An algorithm of transconductance conversion of block-diagrams of high-accuracy amplifiers with additive correction.....	18
Volgin L.I., Korolev F.A.	The topological conversions by interdependent replacement of input and output of active electronic circuits.....	24
Volgin L.I., Korolev F.A., Filaretov V.V.	The topological conversion of block-diagrams by switching input and output amplifiers.....	31
Gnatuk V.I.	The wiredrawn procedures of rank analysis in power management.....	36
Gorshkov K.S., Tokarev J.V.	Reconstruction of electronic circuits based on the circuits determinant expressions of complete graphs, chain and ladder structures.....	39
Gorshkov K.S., Tokarev J.V., Filaretov V.V.	Generation of electrical circuits that invariant each other by characteristic equation.....	48
Grishkevich A.A., Piatek L.	Enumeration of three-piece minimal sections of graph representing the electrical network.....	52
Grishkevich M.V., Grishkevich A.A.	The flowchart for efficient malfunction diagnosis of television receiver.....	56
Dmytryshyn R.V.	Generation of determinant expressions of complete network.....	60

Dogadin N.B.	Optimization of trigger levels of channels in analog-discrete amplifiers of voltage inverters.....	71
Eremin A.N.	Optimization of differential electronic inverters for pressure transducers.....	74
Erohov I.V.	A new approach to creation of topological network analysis method.....	76
Erohov I.V.	Refinement of the concept of graph structure representing the electrical circuits.....	85
Korolev F.A., Kurganov S.A., Filaretov V.V.	Comparison of symbolic network methods of analysis in parts.....	91
Korolev F.A., Kurganov S.A., Filaretov V.V., Shein D.V.	An algorithm and program of circuit-algebraic electrical network simulation in parts.....	104
Korolev F.A., Filaretov V.V.	Representation of subcircuits by derivation circuits on external node for network analysis in parts.....	114
Korotkov A.S., Kurganov S.A., Filaretov V.V.	Circuit-algebraic expressions for extraction of basis elements with switching capacitors.....	125
Kostyukov V.V., Kanov L.N.	A numeric-analytical transient simulation in electrical systems by circuit coefficients method.....	137
Kuvshinov A.A.	At spectral representation of instantaneously powers....	145
Kuvshinov A. A., Abramov G.N.	Development of imitative model of relyators SIM-controller in SPICE-format.....	149
Malevich I.J., Katkov M.A.	A high-linear amplifier of the modulatory frequency duct with direct connections.....	156
Matrosova G.A.	Circuit simulation method with use of tabular processor EXCEL.....	160
Menshov E.N.	The interoperations powers of electric charge at the classical electrodynamics point of view.....	163
Prokopenco N.N., Kryukov S.V., Khorunzhii A.V.	The architecture of complementary differential amplifier with low-tension power supply.....	167
Prokopenco N.N., Khorunzhii A.V., Konev D.N.	The architecture of operational amplifier with generalised current feedback.....	170
Prokopenco N.N., Khorunzhii A.V., Kryukov S.V.	The differential amplifiers with inphase error suppression channel.....	172

Sergeev V.A., Yudin V.V. Tribunskih A.V.	Identification and measurement of parameters of the thermal model of digital integral circuits.....	175
	Synthesis of the elements with continuous phase based on heterogeneous complementary RC-elements with distributed constants.....	179
Ushakov P.A.	A numerically simulated model of parametric heterogeneous RC-element with distributed constants.....	181
Ushakov P.A.	A new approach to analysis and synthesis of the devices based on heterogeneous RC-elements with distributed constants.....	185
Chekin V.K. Shakurskiy V.K., Nagaev D.A.	The current correction transformer.....	189
	Synthesis of the analog and digital self-sustained oscillation systems with heightened sensitivity behaviour.....	192
Analytical overview		
Filaretov V.V.	The current state and development problems of network-topological approach for symbolic circuits analysis.....	196
Filaretov V.V., Gorshkov K.S. Milancej T. Gorshkov K.S.	Friedrich Wilhelm Feussner and the method of circuit determinants.....	207
	An ideal amplifier of Tellegen.....	222
	Symbolic and numerical circuit simulation methods: opposition and interaction.....	234
Kurganov S.A.	An aspects of unification of subcircuits by D-trees methods and circuit-algebraic expressions...	245
Polemic		
Shneerson G.A.	«Or enrich the mathematics by own results, or present their mathematical transcription».....	259
Korovkin N.V.	Method of circuit determinants or Gaussian expansion method?.....	260
Lypar L.I.	«Symbolic methods in a solution of structure synthesis».....	262
Recensions and comments		
Gurin N.T.	The referense of dissertations report of Kiyatkin R.P.	265
Kurganov S.A., Filaretov V.V.	The referense of dissertations report of Voronin V.V.	267
New publishing		
Ushakov P.A.	The networks and signals of electrical communication...	269
Volgin L.I., Korolev F.A., Filaretov V.V.	Circuit-algebraic analysis and transformation of electronic circuits models.....	270
International conference on logic, informatics and humanities		
(KLIN–2008).....		
		273

Научное издание
**СИНТЕЗ, АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА
ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ**

Труды международной
«Конференции по логике, информатике, науковедению»
(17–18 мая 2007 г.)

Том 3

Подписано в печать Формат 60x84/16. Бумага писчая.
Уч.-изд.л. Усл.печ.л. Тираж 150 экз. Заказ

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, Северный Венец, 32

Типография УлГТУ. 432027, Ульяновск, Северный Венец, 32