

**Ульяновский государственный технический университет**

На правах рукописи

Горшков Константин Сергеевич

**СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ  
И СИМВОЛЬНЫЙ ДОПУСКОВЫЙ АНАЛИЗ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ  
МЕТОДОМ СХЕМНЫХ ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ**

05.09.05 – Теоретическая электротехника

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:  
докт. техн. наук В. В. Филаретов

Ульяновск 2010

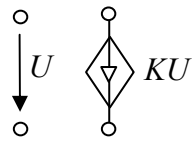
## ОГЛАВЛЕНИЕ

Список основных сокращений и обозначений	4
<b>ВВЕДЕНИЕ</b>	<b>5</b>
<b>1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР И СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА И ДОПУСКОВОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ</b>	<b>11</b>
1.1. Синтез электрических цепей: этапы, методы, проблемы	11
1.2. Восстановление схем на основе символьных схемных функций	26
1.3. Методы реализации полиномиальных схемных функций	31
1.4. Реализация структурных схем электрических цепей	48
1.5. Допусковый анализ в синтезе электрических цепей	53
1.6. Выводы	56
<b>2. СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ИХ СХЕМНЫМ ФУНКЦИЯМ</b>	<b>59</b>
2.1. Основы метода схемных определителей	59
2.2. Алгоритм восстановления электрических цепей по их символьным схемным функциям и его программная реализация	63
2.3. Исключение изоморфных структур в процессе синтеза	74
2.4. Структурный синтез электрических цепей на основе полиномиальных функций	84
2.5. Выводы	94
<b>3. РЕАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ ТРАНСКОНДУКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ</b>	<b>95</b>
3.1. Структурная схема и ее сигнальный граф	95
3.2. Решение системы уравнений в схемно-символьном виде	98
3.3. Транскондуктивный усилитель как перспективный элемент электронной аппаратуры	102
3.4. Алгоритм транскондуктивной реализации и его программная реализация	104
3.5. Выводы	115

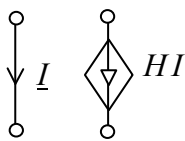
<b>4. СИМВОЛЬНЫЙ ДОПУСКОВЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ</b>	116
4.1. Схемный подход к формированию дробных выражений схемных функций	116
4.2. Схемно-алгебраические формулы определения погрешности преобразования и допусков электрических цепей	123
4.3. Алгоритм и программа автоматизированного формирования дробных функций, символьных выражений погрешности преобразования и допусков электрических цепей	129
4.4. Пример символьного допускового анализа транзисторного усилителя	134
4.5. Выводы	136
Заключение	137
Список использованных источников	138
Приложение: Документы, подтверждающие внедрение результатов диссертационной работы	159

## СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

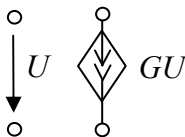
ИНУН	Источник напряжения, управляемый напряжением
ИНУТ	Источник напряжения, управляемый током
ИТУН	Источник тока, управляемый напряжением
ИТУТ	Источник тока, управляемый током
ЛЭЦ	Линейная электрическая цепь
МСО	Метод схемных определителей
нуллатор	Направленный нумерованный взвешенный нуллятор
нуллор	Направленный нумерованный взвешенный нуллор
норатор	Направленный нумерованный взвешенный норатор
ПСФ	Полиномиальная схемная функция
ПУР	Показатель участия ребра
САФ	Схемно-алгебраическая формула
ССФ	Символьная схемная функция
УИ	Управляемый источник
ЭДС	Электродвижущая сила



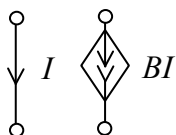
Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН)



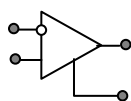
Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ)



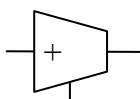
Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН)



Источник тока, управляемый током (ИТУТ)



Операционный усилитель (ОУ)



Транскондуктивный усилитель

## ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Проблеме синтеза линейных электрических цепей (ЛЭЦ) посвящено большое число публикаций, однако создание схемы до сих пор относят к изобретательскому уровню и выдают патенты на устройства или способы. Однако общей теории синтеза ЛЭЦ до сих пор не создано, так как нельзя формализовать процесс синтеза, устранив участие эксперта.

Существует большое количество всевозможных частных процедур, так называемых «рецептурных» методик, в большинстве случаев основывающихся на некотором математическом разложении полиномиальной схемной функции (ПСФ), которая принудительно определяет получаемую частную структуру соединения элементов. Вместе с тем, синтез ЛЭЦ должен основываться на их общих свойствах, которые могут быть исследованы путем анализа цепей [82]. В частности, метод переменных состояния был разработан вначале для анализа, а затем применен для синтеза ЛЭЦ [96]. Однако до сих пор схемный подход, эффективный для решения задач символьного анализа и диагностики, не обобщен для синтеза ЛЭЦ.

Существующие методы синтеза основаны на использовании промежуточных математических моделей электрических цепей (матриц, графов, структурных схем, теоретико-множественных объектов, символьных схемных функций (ССФ)). Методы реализации структурных схем и ССФ на сегодняшний день развиты слабо. Наибольшее распространение получили методы синтеза, позволяющие реализовать схему ЛЭЦ по матрице системы уравнений, множеству структурных чисел и графовым моделям. Данные методы являются эвристическими и, как любой другой творческий процесс, плохо поддаются формализации. Как следствие, конечный результат будет напрямую зависеть от опыта и квалификации специалиста. Кроме того, почти все известные методы приводят нас к некоторым частным структурам реализации цепей, в лучшем случае к частным классам структур. Другой проблемой является привязанность большинства методов к определенной элементной базе.

Таким образом, эффективной формализованной методики синтеза ЛЭЦ, позволяющей реализовать на произвольной элементной базе полное

множество эквивалентных схем на основе схемной функции, минуя использование промежуточных моделей, и обеспечить выбор оптимальных структур, до сих пор не создано.

Одним из важнейших показателей при анализе эквивалентных реализаций, полученных в результате структурного синтеза, служит чувствительность цепи к изменениям параметров элементов. То есть важно, чтобы метод структурного синтеза дополнялся эффективным аналитическим алгоритмом анализа влияния допусков элементов на коэффициент преобразования ЛЭЦ. Максимальное использование возможностей аналитических методов рассматривается «в качестве предварительного условия для последующего перехода к численным расчетам», что позволяет реализовать «преимущества компактности и полноты информации аналитических решений» [81, 84]. Однако до сих пор не создана методика получения символьных выражений для определения погрешности преобразования и допусков ЛЭЦ на основе схемного подхода.

Целью диссертационной работы является разработка методов и алгоритмов структурного синтеза и допускового анализа электрических цепей на основе аппарата схемных определителей.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- разработка методик структурного синтеза ЛЭЦ на основе схемных функций;
- разработка методики структурного синтеза ЛЭЦ и на основе структурных схем;
- разработка методики формирования символьных выражений для определения погрешностей преобразования ЛЭЦ и допусков на параметры элементов, наиболее удобных по форме представления для многовариантного моделирования, аналитических исследований и точных вычислений.

Методы исследования. В работе использовались теория линейных электрических цепей и аппарат схемных определителей. Для обоснования отдельных положений применялись матричная алгебра, элементы комбинаторики, теория эквивалентности схем, элементы теории графов.

Научная новизна основных результатов работы:

1. Разработана методика восстановления ЛЭЦ по их ССФ, в основе которой лежат формулы В. Фойснера для выделения двухполюсных

элементов и их обобщения, которые использовались ранее только для анализа и диагностики ЛЭЦ. Предложенная методика может применяться при создании схем электрических моделей неэлектрических (механических, тепловых и т.д.) систем.

2. Разработана прямая методика реализации полного множества эквивалентных схем ЛЭЦ с заданными ПСФ, исключая применение промежуточных математических моделей. Методика не имеет ограничений по типу заданной ПСФ и используемой элементной базе цепей, и обеспечивает получение оптимальных по числу элементов схемных решений.

3. Предложен метод реализации структурных схем электрических цепей на основе новой элементной базы – транскондуктивных усилителей. В отличие от традиционных методов, предложенный метод позволяет получить коэффициент передачи схемы на транскондукторах полностью идентичный коэффициенту передачи исходной структурной схемы без выполнения условий настройки.

4. Получены схемно-алгебраические формулы для определения мультипликативной (т.е. обусловленной внутренними процессами) погрешности преобразования ЛЭЦ и допусков произвольных линейных элементов. Разработанные формулы обеспечивают получение погрешности преобразования и допусков элементов в аналитическом виде, и не требуют многократных повторных расчетов для оценки влияния технологического разброса параметров этих элементов на коэффициент передачи ЛЭЦ.

Практическая значимость основных результатов:

1. Предложен рекурсивный алгоритм восстановления схем по заданной ССФ, который реализован в компьютерной программе SymSin, предназначенной для расширения классов эквивалентных схем ЛЭЦ.

2. Разработан алгоритм структурного синтеза на основе ПСФ, обеспечивающий исключение нетехнологичных (непатентоспособных) схемных решений непосредственно в процессе синтеза. Алгоритм реализован в программе InterSyn.

3. Автоматизирован процесс реализации структурных схем ЛЭЦ на основе транскондуктивных усилителей с помощью программы SchemeConverter. Программа позволяет использовать произвольную

структурную схему ЛЭЦ для получения схемного решения на современной элементной базе.

4. Разработана программа Toleralize, предназначенная для получения аналитических выражений для определения погрешностей преобразования и допусков параметров элементов ЛЭЦ. Использование программы Toleralize позволяет сократить время на параметрическую оптимизацию схемы за счет уменьшения необходимых операций расчета.

Реализация результатов работы. Результаты диссертационной работы составили основу большинства разделов читаемого автором на кафедре «Электроснабжение» УлГТУ курса «Основы теории цепей» для специальности 200700 «Радиотехника», а также дисциплины «Электротехника и электроника» для специальности 071900 «Информационные системы и технологии».

Результаты диссертации использованы в следующих компьютерных программах: в программе восстановления ЛЭЦ по ССФ SymSin [56], в программе структурного синтеза ЛЭЦ по ПСФ InterSyn [62], в программе структурной оптимизации ЛЭЦ Switcher [77], в программе транскондуктивной реализации структурных схем ЛЭЦ SchemeConverter [61] и в программе допускового анализа ЛЭЦ Toleralize [76]. Данные программы входят в систему схемотехнического моделирования SCAD [20, 23, 24, 47, 49], которая свободно распространяется через Интернет (<http://intersyn.narod.ru>).

Разработанные методики структурного синтеза и допускового анализа, а также их программные реализации приняты для практического использования в разработках ОАО «ФСК ЕЭС Московское предприятие магистральных электрических сетей», внедрены в научные исследования и учебный процесс на кафедре теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики в Чувашском государственном университете им. И.Н.Ульянова, на кафедре «Радиотехника» Поволжского Государственного Университета Сервиса, на кафедре «Биомедицинская техника» Тамбовского государственного технического университета, что подтверждено соответствующими актами.

Апробация работы. Теоретические положения и практические результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на



международных конференциях «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике» (Ульяновск, 2005–2007), «Международная Конференция по Сигналам и Электронным Системам (ICSES'08)» (Краков, 2008), «Электроника и нанотехнологии» (Киев, 2010), «Волгинские чтения-2009», а также на ежегодных научно-технических конференциях УлГТУ «Вузовская наука в современных условиях» в 2006–2010 гг.

Публикации. Основные результаты исследований по теме диссертации представлены в 39 работах, в том числе в 2 монографиях, 1 учебном пособии, 1 статье в журнале РАН «Электричество», 5 тезисах научных конференций и 8 программах, зарегистрированных в отраслевом фонде электронных ресурсов науки и образования (ОФЭРНИО). Учебное пособие [63] отмечено дипломом «За лучший авторский коллектив» на II-ом Приволжском региональном конкурсе на лучшую вузовскую учебную книгу «Университетская книга – 2009».

Личный вклад автора в работы, где изложены положения, выносимые на защиту. Все результаты, выносимые на защиту, получены лично автором диссертации. Научному руководителю – В.В. Филаретову – принадлежат идеи, постановки задач, выбор направлений исследования и сопутствующие указания при проведении исследований в области схемно-топологической теории ЛЭЦ.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 4 разделов, заключения и библиографического списка. Текстовая часть изложена на 158 страницах. Приложение содержит документы, подтверждающие внедрение результатов диссертационной работы.

Во введении обоснована актуальность работы, отмечена ее научная новизна и практическая значимость.

Первый раздел «Аналитический обзор и состояние проблемы структурного синтеза и допускового анализа электрических цепей» посвящен обоснованию и формулировке задач диссертационной работы, обзору наиболее распространенных методик синтеза и допускового анализа ЛЭЦ.

Во втором разделе «Структурный синтез электрических цепей по их схемным функциям» решается *первая задача* диссертации – разработка методики структурного синтеза ЛЭЦ по их схемным функциям.

Решению *второй задачи* диссертации, разработке метода реализации структурных схем электрических цепей, посвящен третий раздел диссертационной работы «Реализация структурных схем электрических цепей на основе транскондуктивных усилителей».

В четвертой главе «Формирование символьных выражений для погрешностей преобразования и допусков электрических цепей» схемный подход В.Фойснера и аппарат метода схемных определителей используются для решения *третьей задачи* диссертации: разработки общих аналитических формул для определения погрешностей преобразования ЛЭЦ, а также допусков произвольных линейных элементов.

В заключении изложены основные результаты диссертационной работы. Приложение содержит документы, подтверждающие внедрение результатов диссертационной работы.

## **ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР И СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА И ДОПУСКОВОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ**

Первый раздел диссертационной работы посвящен обоснованию и формулировке основных задач диссертации. Рассматриваются различные подходы к решению задач структурного синтеза и допускового анализа, определяются их недостатки, выбирается направление дальнейших исследований.

### **1.1. Синтез электрических цепей: этапы, методы, проблемы**

**Определение задачи структурного синтеза линейных электрических цепей.** Синтез представляет собой проектную процедуру, целью которой является соединение различных элементов, свойств, сторон и т. п. объекта в единое целое, систему. В результате синтеза создаются проектные решения, обладающие новым качеством относительно своих элементов. Для того чтобы синтезировать электронное устройство, необходимо определить его структуру, параметры элементов, и конструкцию. Эти три части задачи синтеза называются соответственно структурным, параметрическим синтезом и синтезом конструкции [132].

Структурное проектирование имеет особое значение, которое определяется тем, что именно структура устройства несет в себе основную информацию о его функциональном назначении и определяет его основные технические характеристики. Большая часть работ по теории проектирования посвящена вопросам параметрического синтеза и геометрического моделирования технических систем. Структурному синтезу уделяется внимание, совершенно не сопоставимое с удельным весом и важностью этой задачи в общем цикле проектных работ по разработке электронной аппаратуры [114, 122].

Существует большое количество определений структуры. Например, структурой называют способ организации целого из частей или даже меру неоднородности окружающей среды [26]. Под структурой электронного устройства будем понимать совокупность составляющих его элементов и связей между ними.

В теоретической электротехнике традиционно большое внимание уделяется задаче синтеза линейных электрических цепей (ЛЭЦ), являющейся обратной по отношению к их анализу. Синтез ЛЭЦ – важнейшая практическая задача, так как именно в результате ее решения определяются основные функциональные характеристики проектируемых объектов.

Первыми работами, в которых была поставлена задача синтеза ЛЭЦ были публикации Р. Фостера [210], В. Кауэра [197]. В данных трудах представлены методики схемной реализации пассивных двухполюсников. Обратим внимание на тот факт, что они были опубликованы через 100 лет после работы Ома, считающейся первой работой в области теоретической электротехники. С тех пор проблеме синтеза ЛЭЦ посвящено большое число публикаций, однако создание схемы до сих пор относят к изобретательскому уровню и выдают патенты на устройства или способы, а общей теории структурного синтеза схем до сих пор не создано. Неслучайно одна из важнейших работ по практическим вопросам проектирования электрических цепей называется «Искусство схемотехники» [175].

В настоящее время в области микроэлектроники выпускаются кристаллы, содержащие десятки и сотни миллионов элементов. Это так называемые системы на кристалле, выполненные по интегральной технологии, на которых в среднем 80% занимает цифровая часть, 5% – механические преобразователи и 15% – аналоговые устройства. Однако при разработке таких схем проектирование именно аналоговых устройств занимает до 80% времени [83].

Задача структурного синтеза проектных решений, с точки зрения возможности формализации, относится к числу наиболее сложных [114]. Это связано с тем, что, с одной стороны, свойства синтезируемого объекта зависят от большого числа зачастую случайных, противоречивых, не до конца исследованных факторов. Эта причина имеет объективный характер.

С другой стороны, в отличие от задач анализа, имеющих в основном единственное решение, задачи синтеза имеют неоднозначное решение. Кроме того, решение может не существовать; тогда следует изменить требования к цепи. Как следствие, при решении задачи синтеза часто приходится выбирать вариант из множества очень большой конечной или даже счетной мощности. При проектировании функциональных схем блоков

электронной аппаратуры существует бесчисленное множество вариантов, различающихся количеством элементов, типами элементов, способами их взаимосвязи [114, 122].

В теории цепей бытует мнение о «кризисе изобилия», сопровождающем синтез и выражающемся в избыточном числе разрозненных рецептурных методов и схемных решений [163]. Во многих известных подходах отсутствует даже постановка задачи о том, что делать со структурами, если их число будет огромно, как из них устранить изоморфные, выбрать эффективные структуры? В этом случае разработчик, как правило, принимает интуитивное (эвристическое) решение – которое является осознанным продуктом работы неосознаваемой модели. Известно, что большая часть знаний в конкретной предметной области остается личной собственностью эксперта потому, что он знает больше, чем сам осознает [46].

Надо иметь в виду, что для реальных систем комбинаторным перебором порождаются структуры, образующие множество огромной мощности (порядка  $10^5$ – $10^6$  структур) [124]. В это число входят изоморфные структуры (их на два-три порядка больше неизоморфных), а также структуры, не ведущие к цели. После удаления из множества этих типов структур (задача сама по себе весьма трудоёмкая даже для современных ЭВМ) необходимо выделить в образовавшемся подмножестве потенциально пригодных структур только эффективные. Поскольку на этом этапе ещё нет численных значений параметров элементов, то решать задачу структурного анализа и сравнения большого числа элементов подмножества весьма непросто из-за несовершенства методов. Доводить синтез схем этого множества до параметрического уровня и уже после этого сравнивать структуры экономически нецелесообразно [124].

**Этапы синтеза ЛЭЦ.** В классической постановке задача синтеза разбивается на два этапа: задачу аппроксимации и задачу реализации. Решение задачи аппроксимации заключается в нахождении такой функции, которая, с одной стороны, удовлетворяет поставленным требованиям, а с другой – удовлетворяет условиям физической реализуемости характеристик (временных или частотных) электрических цепей.

Решение задачи реализации заключается в нахождении электрической цепи, временная или частотная характеристика которой совпадает с функцией, найденной в результате решения задачи аппроксимации.

Однако такой упрощенный подход к процедуре проектирования ЛЭЦ не вполне корректен, поскольку в действительности решение задачи синтеза требует выполнения большего числа этапов. Согласно теории системного синтеза структур Ю.И. Лыпаря [118–125] предлагается деление процедуры синтеза на семь этапов, вместо традиционных двух: 1) синтез целей и их моделей, формализация свойств и ограничений; 2) синтез принципов схемной реализации; 3) аппроксимация; 4) синтез способов схемной реализации; 5) синтез структуры; 6) синтез параметров; 7) синтез допусков на параметры.

Следует отметить, что к первому этапу необходимо возвращаться на третьем – седьмом этапах, так как для них различен не только язык описания, но и формализация, и уточнение целей зависят от результатов решения предшествующих задач.

Рассмотрим более подробно задачи, возникающие на каждом из этапов синтеза ЛЭЦ, и существующие способы их решения.

**Синтез целей, их моделей, и принципов схемной реализации.** На первом этапе определяются требования к проектируемой ЛЭЦ, выбирается ее математическая модель. Модель реализации может быть задана в виде конкретной функциональной схемы либо в виде процедуры преобразования оператора. В первом случае укрупненный скелет схемы представлен в явном виде, во втором он замаскирован.

Требования к электрической цепи можно разделить на основные и дополнительные. Основные требования определяют электрические свойства, а, следовательно, и целевое назначение синтезируемой цепи. Большое практическое значение, в первую очередь для телекоммуникаций, имеет синтез ЛЭЦ, удовлетворяющих заданным частотным или временным характеристикам. При этом требования часто задаются только к амплитудно-частотной характеристике, а фазо-частотная характеристика не контролируется [130].

Как известно, частотные и временные характеристики цепи взаимно связаны [157, 220]. Поэтому основные требования предъявляются либо к

частотным, либо к временным характеристикам будущей цепи. Отметим, что методы синтеза по частотным характеристикам лучше разработаны, чем методы синтеза непосредственно по временным характеристикам, и получили большее распространение [117].

Дополнительные требования зависят от условий работы создаваемых устройств. К ним относят ограничения на чувствительность характеристик к изменению элементов, температурную нестабильность, элементный базис (например, в ряде случаев нежелательно применение катушек индуктивности), а также требования простоты процесса настройки в условиях производства и т. д. Часть дополнительных требований носит обязательный характер, а часть подлежит оптимизации (минимизации или максимизации) при прочих равных условиях.

По современным представлениям наиболее высокий уровень реализации электронных схем связан с поисками «наилучших» цепей с точки зрения некоторого критерия. Для оценки качества схемы вводится целевая функция  $\Phi$ , которая в зависимости от целей проекта должна минимизироваться или максимизироваться. Задача реализации называется оптимальной, если в заданном классе отыскивается цепь, для которой  $\Phi = \min (\max)$ .

**Синтез принципов схемной реализации.** Известны следующие независимые принципы: последовательный (каскадный), параллельный, иерархический, с обратной связью, квазикаскадный, распределенный, с преобразованием переменного тока в постоянный и наоборот, с применением обратной связи в цепях, построенных по всем вышеперечисленным принципам, и другие [89, 90]. Однако могут возникать практические задачи, не решаемые известными принципами, и тогда синтезируют новый. В частности, при параллельном принципе построения и с контурами обратной связи чувствительность можно существенно уменьшить по сравнению с каскадным построением системы, при этом ее качество (надежность, стабильность, повторяемость характеристик и параметров и т.п.) улучшается, однако стоимость цепи увеличивается [125].

Элементами, с которыми оперируют на этом этапе, являются блоки, выполняющие преобразования сигналов: а) линейные (масштабные, фильтрующие и фазосдвигающие); б) нелинейные (сравнения, ограничения, перемножения); в) преобразования вида тока и энергии (одной частоты в

другую; механической – в электрическую, электрической – в световую). Кроме того применяют эталоны: опорные источники постоянного и переменного тока и напряжения; сборки пассивных элементов. Операции, используемые при синтезе: сложение, вычитание и умножение [144].

Фактически на данном этапе формулируются общие требования к структуре будущей ЛЭЦ. Выбор принципа построения во многом определяет дальнейший порядок проектирования на этапах аппроксимации и синтеза способов схемной реализации. В случае если для поставленной задачи проектирования принцип построения неизвестен или его по каким-то причинам нельзя жестко задать, этот этап может быть пропущен.

**Аппроксимация схемной модели.** Очевидно, не любая вещественная функция может быть реализована в виде временной характеристики цепи и не любая комплексная функция может быть реализована в виде входной или передаточной функции. Условия, при выполнении которых заданная функция может быть реализована как характеристика цепи, называются условиями физической реализуемости. Данные условия зависят от того, из каких элементов предполагается синтезировать цепь, т. е. условия физической реализуемости зависят от элементного базиса.

Необходимые условия реализации устанавливают ограничения на расположение корней числителя (полюсов) и знаменателя (нулей) передаточных функций, их кратность, на соотношения между вычетами в полюсах входных и передаточных сопротивлений и проводимостей и т.д. Если некоторая функция удовлетворяет приведенным условиям, то говорят, что она удовлетворяет условиям физической реализуемости.

Решение отдельных известных задач аппроксимации частотных характеристик ЛЭЦ выполнено Баттервортом [192], Кауэром [198], А.Ф. Белецким [17] и др. Необходимые условия реализации входных и передаточных функций пассивных цепей (содержащих только  $R$ -,  $L$ -,  $C$ -элементы и идеальные трансформаторы) хорошо изучены и изложены, например, в работах Е.А. Гиллемина [45], Н. Балабаняна [11]. Отдельные вопросы, связанные с необходимыми условиями реализации, отражены в работах отечественных авторов [1, 8, 9, 16]. Среди учебников и учебных пособий, наиболее полно излагающих эти вопросы, следует отметить [17, 133, 157].



Методологию оптимальной аппроксимации частотных характеристик по различным критериям, когда аппроксимация, как правило, выполняется численными методами линейного и нелинейного программирования, развил А. А. Ланнэ [116]. Задачи аппроксимации амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик были решены И.Л. Трифоновым [160]. Аппроксимация временных характеристик выполнялась Е.А. Гиллемином [45], П.Н. Матхановым [127], М.М. Айзиновым [1] и др.

Рассмотрим необходимые условия реализации для линейных активных и пассивных  $RLC$ -цепей с сосредоточенными и не зависящими от времени параметрами. Так, условия физической реализуемости дробно-рациональной функции двухполюсника будут следующими: 1) все коэффициенты схемной функции должны быть положительными вещественными числами; 2) нули и корни должны лежать в левой полуплоскости; 3) степень полинома числителя и полинома знаменателя не должны отличаться более чем на единицу; 4) реальная часть  $Re[Z(p)|_{p=j\omega}] \geq 0$ .

Для того, чтобы дробно-рациональная функция с вещественными коэффициентами являлась с точностью до постоянного множителя передаточной функцией четырехполюсника, необходимо и достаточно, чтобы она удовлетворяла следующим условиям [135]: 1) полином знаменателя должен быть полиномом Гурвица; 2) степень полинома числителя не должна превышать степени полинома знаменателя. В терминах нулей и полюсов эти два условия могут быть сформулированы следующим образом [135]: 1) полюсы передаточной функции должны находиться в левой полуплоскости; 2) отсутствуют полюсы в нуле и бесконечности. На положение нулей никаких ограничений не накладывается. Эти два условия определяют условия устойчивой цепи.

Для активных ЛЭЦ элементный базис допускает наряду с пассивными двухполюсниками различные активные и невзаимные двухполюсники и четырехполюсники (отрицательные сопротивления, преобразователи сопротивления, гираторы, различные усилители и т.д.). Необходимые условия реализации таких цепей рассмотрены в книгах К. Су [243], П. Хьюлсмана [177], П.А. Ионкина и В.Г. Миронова [95] и др. Знание необходимых условий реализации схемных функций лежит в основе решения задач аппроксимации частотных и временных характеристик. Для решения этих задач

выдающуюся роль играют труды великого русского математика П.Л. Чебышева [180].

В целом методы оптимальной аппроксимации применительно к функциям ЛЭЦ разработаны достаточно глубоко и доведены до алгоритмов и программ расчета на ЭВМ и в данной диссертационной работе задача аппроксимации не рассматривается.

**Синтез способов схемной реализации.** Если в базе знаний имеется схема, соответствующая функции полученной на этапе аппроксимации, то переходят к синтезу параметров элементов ЛЭЦ. В противном случае требуется проведение синтеза способов построения и синтеза структуры.

Задача схемной реализации заключается в определении топологии и значений параметров элементов в заданном элементном базисе, при которых цепь обладает необходимыми количественными и качественными признаками (число и вид элементов, число внешних полюсов и т.д.), а также операторами (схемными функциями), несущими информацию об амплитудно-частотных, временных и других характеристиках.

Исходной для решения задачи является схемная функция  $S(p)$ . Она может быть представлена различными способами. Обычно это такое представление, когда минимальная степень комплексной частоты  $p$  в полиноме числителя и (или) знаменателя равна нулю. Оно называется каноническим [13, 85, 131, 135]:

$$S(p) = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0 p^0}{b_k p^k + b_{k-1} p^{k-1} + \dots + b_0 p^0}. \quad (1.1)$$

Существующее множество методов синтеза ЛЭЦ можно условно разделить на частные и общие методики. Частные, или «рецептурные» методы требуют различного подхода к каждой конкретной проблеме синтеза. Обычно их названия связывают с фамилиями их создателей. Иногда эти методы отличаются оригинальностью и показывают творческую мысль авторов. Как правило, рецептурные процедуры основываются на некотором математическом разложении функции цепи, которое принудительно определяет получаемую частную структуру соединения элементов, и накладывают резкие ограничения на величины и род используемых элементов [1, 10, 11, 13, 15, 45, 87, 127, 137, 177, 184, 188, 189, 191, 196, 197, 200–202, 207, 210, 211, 216, 217, 221, 222, 226, 229, 232, 238–240, 243, 245,

247]. Широко распространены также методики, основанные на использовании некоей обобщенной модели ЛЭЦ определенного класса, к которому относится проектируемое устройство [2–5, 135, 203].

Использование частных процедур целесообразно, если на втором этапе проектирования [118, 119, 122] был выбран принцип построения определяющий в общем виде структуру схемы. Однако применение подобных математических операций требует опыта и изобретательности и не обеспечивает возможности получения полного множества эквивалентных структур и выбора из них оптимального схемного решения [45]. Нередко возможность применения той или иной процедуры должна обеспечиваться специальным методом решения задачи аппроксимации [159, 160].

Различные методы синтеза приводят к схемам, отличающимся по типу и числу применяемых активных и пассивных элементов, чувствительности, устойчивости и другим характеристикам. Поэтому на практике часто используются сразу несколько различных частных методик [95].

Значительно большие возможности для реализации множества схем, соответствующих заданной функции, предоставляют общие методы структурного синтеза [6, 18, 95, 96, 135, 136, 142, 145, 147, 148, 152, 156, 213, 234]. Как правило, они основываются на свойствах ЛЭЦ, исследованных путем анализа цепей специальными методами (переменных состояния, сигнальных графов, компонентных уравнений и т.д.).

Многие частные и практически все известные общие методики к схемной реализации ПСФ связаны с использованием промежуточной избыточной математической модели. Нередко применение в рамках одного метода сразу нескольких промежуточных моделей.

В теории цепей применяются различные модели ЛЭЦ: схема замещения, полиномиальная схемная функция (ПСФ), ССФ, матрица, граф, структурная схема, теоретико-множественные объекты.

Символьная схемная функция является аналитической моделью, позволяющей наглядно представить функционирование цепи, оценить уровни чувствительности и влияние допусков, эффективно выполнить параметрическую оптимизацию цепи. ССФ обеспечивают более высокую точность моделирования по сравнению с использованием численных методов [167], что позволяет решать плохообусловленные задачи анализа линейных

электрических цепей. В качестве модели для структурного синтеза ССФ используется редко, методы схемной реализации ССФ несовершенны [87, 88, 193, 195].

Матричный подход получил широкое распространение среди специалистов по синтезу ЛЭЦ [15, 92, 95, 98, 99, 100, 127, 154, 185, 219]. Он предусматривает возможность использования различных координатных базисов. Смешанные (контурно-узловые) координатные базисы [117] не приобрели популярности вследствие более сложных правил построения матрицы схемы по сравнению с однородными контурным и узловым базисами [150, 151]. Наибольшее распространение получил модифицированный метод узловых напряжений, позволяющий учитывать управляемые источники (УИ) всех четырех типов и идеальные операционные усилители (ОУ) [93, 143, 242]. Однако искусственное введение токовых переменных в расширенный узловой координатный базис приводит к известным неудобствам при его использовании [214]. Избыточность матричного подхода заключается в том, что параметр элемента схемы может учитываться в матрице схемы более одного раза [170]. 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 [97, 150].

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 схемных функций, формируемых на основе обобщенных чисел для  $u$ -схемы с ИТУН, присутствуют дубликации, обусловленные нерациональным учетом как пассивных, так и активных элементов схемы [161, 162]. Эффективный алгоритм, не связанный с перебором слагаемых, для исключения этих дубликаций не известен. Число методов основанных на теоретико-множественных моделях сравнительно невелико [6, 18, 152]

Графовые модели, обусловленные структурой схемы, были призваны уменьшить избыточность матричных моделей. Они получили широкое

распространение в методах синтеза ЛЭЦ [6, 18, 87, 88, 95, 124, 125, 135, 136, 142, 145, 147, 158, 156, 216], а в работе [125] теория графов названа «наиболее адекватным математическим аппаратом для выполнения задач синтеза структур». 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 [96] 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 функциям, содержащим дубликации [170]. В определителе гибридного графа [7, 136] дубликации образуются при отображении источников напряжения, управляемых напряжением (ИНУН), управляющая и (или) управляемая ветви которых неинцидентны базисному узлу схемы [170], что может иметь место в практической схемотехнике [33]. Оба предыдущих замечания можно отнести также к унисторно-сигнальному графу [170].

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 [170]. 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. Наконец, элементы матрицы схемы, равные нулю, не отображаются на графе схемы, что важно для электрических цепей, которым присуща разреженность структуры.

Структурная схема отображает физические связи между реальными элементами цепи, определяющие информационные, функциональные и энергетические преобразования сигналов. Любая структура электрических цепей представлена заданным множеством схемных элементов: блоков,

функциональных узлов, звеньев, каскадов, преобразователей и направленных взаимосвязей между ними. Сопутствующими элементами являются сумматоры, точки разветвления, узлы, каналы прямой и обратной передачи сигналов. Структурные схемы, как правило, используются для эскизного анализа и синтеза принципов схемной реализации схем. Методы прямой реализации структурных схем на сегодняшний день развиты слабо [155, 156].

Очевидно, что всякого рода искусственные построения, будь то матрица схемы, ее граф или структурное число, в определенной степени препятствуют выявлению физической сущности поведения исследуемой схемы. Математическая формулировка задачи синтеза способна затемнить ее суть и привести к размножению вариантов решения, становящемуся самоцелью. 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. В этом смысле желательно отказаться от промежуточной математической модели и напрямую оперировать со схемными моделями. Такую возможность предоставляет аппарат схемных определителей [39, 41, 63, 109, 111, 112, 170], который ранее использовался только для анализа и диагностики ЛЭЦ.

Дать всестороннюю сравнительную оценку известным методам синтеза невозможно вследствие как большого числа этих методов, так и огромного разнообразия требований, предъявляемых к конкретным устройствам (например, фильтрам). При оценке различных методов синтеза следует учитывать число активных элементов, от которого зависит не только сложность цепи, но и потребляемая мощность. С этой точки зрения имеют преимущество методы синтеза с операционным усилителем, повторителями напряжения и тока, усилителями напряжения [95].

Число пассивных компонентов также является важным показателем сравнительной оценки методов синтеза. Для интегральной технологии важны также следующие характеристики пассивной части цепи: суммарное значение сопротивлений всех резисторов, суммарное значение емкостей всех конденсаторов, диапазоны сопротивлений и емкостей. Для снижения стоимости предпочтительнее цепи с наименьшим суммарным сопротивлением и наименьшей суммарной емкостью.

Одним из важнейших показателей при анализе эквивалентных реализаций служит чувствительность цепи к изменениям параметров элементов. Снижение чувствительности особенно важно при реализации функций высокой добротности. Цепи с ОУ характеризуются высокой чувствительностью. Повышенная чувствительность ограничивает добротность реализуемых ЛЭЦ с ИНУН и ОУ значениями в интервале 10-20.

Кроме рассмотренных показателей для оценки различных методов синтеза могут быть выбраны и другие. Так, различные цепи можно сравнивать по устойчивости. Хотя реализуются устойчивые передаточные функции с полюсами в левой полуплоскости, изменение параметров цепи с активными элементами может привести к смещению полюсов в правую полуплоскость, что принципиально невозможно в пассивных цепях. К важным характеристикам относятся также частотный диапазон, простота настройки, возможность регулировки добротности, полосы пропускания и усиления, уровень шумов и т.п.

В рамках данной диссертационной работы нет возможности дать развернутый анализ существующих подходов схемной реализации. Поэтому в разделах 1.2–1.4 мы ограничимся рассмотрением только наиболее известных методов, получивших распространение среди специалистов по проектированию ЛЭЦ.

**Синтез структуры.** Главной целью процедуры реализации является отыскание целесообразной схемы из числа допустимых. Однако большинство известных методов синтеза приводят нас к некоторым частным структурам реализации цепей, в лучшем случае к частным классам структур. Нерешенной остается известная в литературе «задача Фостера» [172]: «как определить, каким наименьшим числом элементов  $R$ ,  $L$  и  $C$  может быть реализована заданная функция? А если ответ на этот вопрос имеется, то спрашивается, каков полный набор эквивалентных схем, каждая из которых составлена из минимального числа элементов и реализует заданную функцию?». На сегодняшний день, известны только методы предлагающие частные решения первой [101, 102, 197, 210, 241] или второй [163] части этой задачи. Поэтому для расширения класса эквивалентных структур широко используются методы эквивалентных преобразований электрических цепей [32–37, 39–41, 108, 128, 139, 140, 152, 200].

В идеале на этапе реализации необходимо просмотреть все возможные схемы, оценить их и выбрать лучшую. Таким образом, «совершенный алгоритм реализации должен обеспечить перебор всего множества схем и их сопоставление» [149]. Однако, число допустимых схем может быть бесконечно велико, в силу чего методы перебора и сопоставления должны быть целенаправленными, иначе поиск решения будет продолжаться вечно.

В настоящее время методов реализации описанного выше типа не существует. Не известны также и пригодные в инженерном отношении методы перебора множества допустимых схем. Поиск хорошей схемы, например, с ОУ, производят так. По заданной функции цепи, используя различные частные методы реализации, создают некоторый набор схем. Каждый новый метод приводит, как правило, к цепи новой структуры либо цепи с новой совокупностью номиналов элементов. Методы реализации ARC-схем на усилителях с конечным усилением приводят к одним структурам, методы реализации схем с инверторами – к другим и т.д. после замены активных приборов эквивалентными схемами с ОУ получается совокупность ARC-схем с активными приборами одного типа. Количество этих схем зависит от числа использованных методов и модификаций вариантов замены активных приборов операционными усилителями. Полученные схемы сопоставляются по необходимому критерию и выбирается лучшая.

Описанная выше тактика реализации далека от идеала, но именно она пока является доминирующей в квалифицированных инженерных разработках [10, 149].

**Синтез параметров.** Некоторые частные процедуры схемной реализации жестко определяют возможные значения параметров элементов ЛЭЦ. Однако большинство известных методов после нахождения схемного решения требуют проведения операции параметрического синтеза. Для решения общих задач параметрического синтеза применяются методы нелинейного математического программирования [160, 181]. Одним из наиболее распространенных является метод компонентных уравнений [135], который заключается в построении и решении системы нелинейных алгебраических уравнений относительно неизвестных параметров элементов.



Если исходная функция представлена в виде (1.1), то система получается путем приравнивания соответствующих символьных выражений и численных значений ПСФ. Решение в общем случае осуществляется численными методами. Основная проблема до сих пор заключалась в автоматизации построения ПСФ электрических цепей. После разработки программы *CIRSYMW32* [113], которая позволяет сформировать ПСФ сложностью до 30-го порядка, появилась возможность автоматизации параметрического синтеза практических ЛЭЦ [112].

**Синтез допусков на параметры.** Одним из важнейших показателей при анализе эквивалентных реализаций, полученных в результате структурного синтеза, служит чувствительность цепи к изменениям параметров пассивных и активных компонент. Для того чтобы изделия выполняли заданные функции с требуемым качеством, после получения оптимальной топологии и установления номинальных значений разработчик должен определить допустимые диапазоны изменения параметров элементов. То есть важно, чтобы алгоритм структурного синтеза дополнялся эффективным аналитическим методом анализа влияния допусков элементов на коэффициент преобразования электрической цепи.

Допускаемые отклонения (допуски) параметров определяются численными значениями их границ или интервалов. Допуски являются мерой точности изготовления и функционирования электронной аппаратуры. При контроле качества изделие бракуется или фиксируется отказ, если параметр выходит за пределы допуска. Одним из возможных путей решения задачи уменьшения погрешностей схемных и конструктивных элементов является выбор таких значений параметров и допусков на них, которые обеспечивают минимум погрешностей выходных параметров аппаратуры, как в процессе производства, так и в процессе эксплуатации [27].

Таким образом, наиболее сложными и наименее формализованными этапами схемотехнического проектирования ЛЭЦ, согласно теории структурного синтеза Ю.И. Лыпаря, являются синтез способов построения и синтез структур. При этом важно, чтобы метод структурного синтеза дополнялся эффективным аналитическим методом допускового анализа. Далее, в разделах 1.3–1.5 будут рассмотрены наиболее известные методики схемной реализации и допускового анализа.

## 1.2. Восстановление схем на основе символьной схемной функции

Существует большое количество разнообразных методов формирования ССФ электрических цепей, как символьных, так и матрично-численных. Краткий обзор и сравнительная характеристика наиболее эффективных символьных методик приведены в работе [75]. Однако, несмотря на обилие методов символьного анализа ЛЭЦ, методы решающие обратную задачу, то есть, задачу восстановления схемы по заданной ССФ, на сегодняшний день развиты слабо. Это объясняется, по-видимому, объективными недостатками распространенных подходов к формированию ССФ, предусматривающих использование промежуточных математических моделей, что делает процедуру восстановления структуры схемы на их основе крайне затруднительной или просто невозможной.

**Топологический метод синтеза схем по ССФ.** По всей видимости, впервые задача восстановления ССФ была рассмотрена в работах В.Т. Долбни [87, 88]. Предложенный им метод, основанный на теории ненаправленных нормализованных графов, предполагает восстановление ЛЭЦ в два этапа: построение схемы, соответствующей знаменателю ССФ, и переход к исходной структуре.

Для выполнения первого этапа требуется преобразование выражения знаменателя ССФ с целью определения контуров схемы или ее узлов. Так, выявление замкнутых систем становится возможным, если вынести за скобки любое из деревьев знаменателя. Поскольку любое дерево состоит из ветвей, принадлежащих всем контурам схемы, оно будет входить в совокупность деревьев, которые отличаются друг от друга только одной ветвью. Такие деревья названы в [88] «похожими». Ими будут являться деревья электрической цепи, в которой предварительно были разомкнуты все независимые контуры кроме одного, состоящего из замкнутой системы ветвей:  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_{n-1}, a_n$ , образованной в результате стягивания одной из  $n$  ветвей.

Если из суммы всех «похожих» деревьев вынести за скобки дерево, хордой которого является любая из  $n$  ветвей, то в скобках получим сумму, состоящую из единицы и  $n-1$  несократимых дробей. Числителем каждой дроби будет хорда дерева, вынесенного за скобки, а знаменателем – хорда дерева, соответствующего этой дроби. Ветви, вошедшие в числитель и

знаменатель дробей, образуют контур электрической схемы, которому соответствует рассмотренная совокупность деревьев.

Способ определения узлов является дуальным по отношению к способу нахождения контуров. Он предполагает нахождение отсекающих систем, то есть таких совокупностей ветвей, при удалении которых схема разделяется на несвязные части. Однако, как отмечает сам автор [88], выявление отсекающих систем связано с использованием искусственных понятий «ложного» узла и может применяться лишь как вспомогательная процедура.

Рассмотренная в [88] методика восстановления схемы по знаменателю системной функции не дает однозначного решения. Обусловлено это прежде всего невозможностью выяснить, в каком узле соединяются друг с другом односвязные части схемы. Кроме того, схема может содержать узлы, в которых соединяются не более двух ветвей. Взаимная перестановка не изменит определителя схемы, а значит, при восстановлении схемы будет иметь место неоднозначность. Не исключено, что после выявления замкнутых систем, а, следовательно, и соответствующих им контуров, схема может быть составлена из них несколькими различными способами.

Переход от схемы, соответствующей знаменателю ССФ, к исходной структуре сопряжен с трудоемкими процедурами поиска, перебора и проверки возможных путей передачи. После нахождения путей передачи требуется определить входные и выходные зажимы четырехполюсника, причем способы выявления предполагаемых зажимов различны для каждой из шести схемных функций.

Восстановление схем с активными элементами, согласно предложенной в [88] методике, предполагает представление зависимых источников с помощью унисторной модели [133]. Для восстановления требуется преобразовать ССФ, исключив в ее числителе и знаменателе слагаемые, содержащие унисторы, и реализовать пассивную часть схемы. Если исходная ССФ была получена при условии, что применялись неупрощенные модели активных элементов, то есть содержащие пассивные элементы схем замещения электронных приборов, то процедура дополнения схемы унистором оказывается тривиальной. Если задана системная функция на основе схемы замещения, содержащей идеальные или упрощенные модели активных элементов, то процесс добавления унистора в составленную перед

этим пассивную часть схемы приобретает эвристический характер и требует применения специальных правил, предложенных в [88].

Пример 1.1. Пусть задана функция  $K=U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}=\Delta_1/\Delta_2$  и требуется найти, какой схеме он соответствует.

$$\Delta_1 = (g_1 g_7 (g_6 g_3 + g_2 (g_4 + g_3) + g_3 g_4)) \quad (1.2)$$

$$\Delta_2 = ((g_3 + g_1)(g_6 + g_4 + g_2) + g_2(g_6 + g_4))(g_5 g_7) + ((g_6 + g_1)(g_3 g_4) + (g_1(g_6 + g_2) + g_2 g_6)(g_4 + g_3))(g_7 + g_5) \quad (1.3)$$

Вынесем из  $\Delta_2$  за скобки первое дерево:

$$\begin{aligned} \Delta_2 = & g_1 g_2 g_3 g_5 (1 + (g_6/g_5) + (g_4/g_3) + (g_4 g_6 / g_3 g_5) + (g_6/g_3) + (g_4/g_2) + (g_4 g_6 / g_2 g_5) + \\ & + (g_7/g_2) + (g_6 g_7 / g_2 g_5) + (g_4 g_6 / g_2 g_3) + (g_4 g_7 / g_2 g_3) + (g_4 g_6 g_7 / g_2 g_3 g_5) + (g_6 g_7 / g_2 g_3) + \\ & + (g_6/g_1) + (g_6 g_7 / g_1 g_5) + (g_7/g_1) + (g_4 g_6 / g_1 g_3) + (g_4 g_7 / g_1 g_3) + (g_4 g_6 g_7 / g_1 g_3 g_5) + \\ & + (g_6 g_7 / g_1 g_3) + (g_4 g_6 / g_1 g_2) + (g_4 g_7 / g_1 g_2) + (g_4 g_6 g_7 / g_1 g_2 g_5) + (g_6 g_7 / g_1 g_2) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Совокупностям похожих ветвей соответствуют только те дроби, в числителе и знаменателе которых находится по одной проводимости (дроби первого порядка). Обозначим в отдельные группы дроби первого порядка с одинаковыми числителями. Таких групп будет три:  $((g_6/g_5), (g_6/g_3), (g_6/g_1))$ ;  $((g_4/g_3), (g_4/g_2))$ ;  $(g_7/g_2) (g_7/g_1)$ . Следовательно, можно утверждать, что искомая схема имеет три независимых контура, образованных в соответствии с выражением (9.2) тремя замкнутыми системами  $(g_1 g_3 g_5 g_6)$ ;  $(g_2 g_3 g_4)$ ;  $(g_1 g_2 g_7)$ . Выявленные совокупности позволяют построить граф схемы соответствующей знаменателю ССФ (рис. 1.1).

Рассмотрим теперь выражение (1.2) для нахождения исходной схемы. В числителе ветвь  $g_1$  встречается 4 раза,  $g_2$  – 2 раза,  $g_3$  – 3 раза,  $g_4$  – 2 раза,  $g_5$  – 4 раза и  $g_6$  – 1 раз. Выбираем в качестве предполагаемого пути совокупность наиболее часто встречающихся ветвей  $g_1$  и  $g_5$ , которые входят совместно во все четыре слагаемые. Закоротив их, получим схему, имеющую восемь деревьев (рис. 1.1,б), а число слагаемых числителя равно четырем. Следовательно, совокупность  $g_1 g_5$  не является путем передачи. Поэтому присоединяем к ранее выбранной совокупности третью, наиболее часто встречающуюся, ветвь  $g_3$ . Совокупность  $g_1 g_5 g_3$  содержится в трех слагаемых, а закорачивание этих ветвей дает схему, состоящую из трех параллельно соединенных ветвей  $g_2$ ,  $g_4$  и  $g_7$ , определитель которой действительно равен выражению, полученному после вынесения за скобки совокупности  $g_1 g_5 g_3$  из суммы трех соответствующих слагаемых числителя.

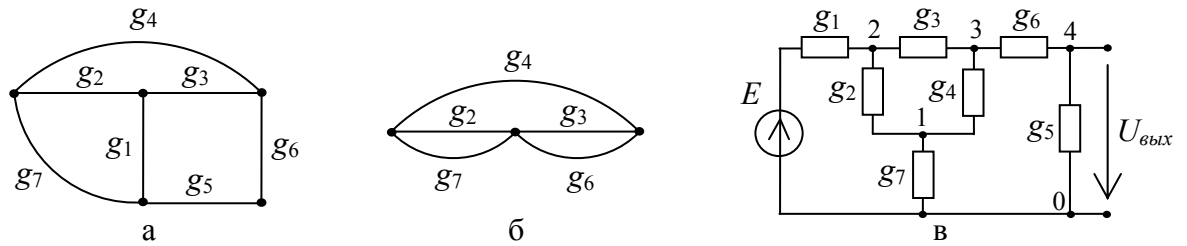


Рис. 1.1. Восстановление схемы по ССФ (1.2)–(1.3)

В числителе остается еще одна совокупность  $g_1 g_2 g_4 g_5$ , которая является вторым путем передачи, поскольку при закорачивании элементов этого пути схема стягивается в точку.

Так как задана функция  $K=U_{вых}/U_{вх}$ , то, согласно [88], выходными жазимами будут концевые узлы любого пути, т.е. узлы, инцидентные ветви  $g_6$ . Оба пути передачи имеют общие ветви  $g_1, g_5$ . Следовательно, источник эдс может быть включен последовательно с какой-либо из них. Но такой ветвью не может быть ветвь  $g_5$ , поскольку тогда существовал бы еще один путь передачи  $g_2 g_3 g_5 g_6$ .

Предположение о том, что источник эдс включен последовательно с  $g_1$ , не противоречит условию. Таким образом, результатом восстановления станет схема на рис. 1.1,в. Единственная неоднозначность решения заключается в невозможности определить последовательности ветвей  $g_5, g_6$ . Расположение остальных ветвей найдено однозначно.

Таким образом, предложенная в работе [88] методика позволяет достаточно эффективно восстанавливать схемы замещения пассивных цепей. Вместе с тем, необходимость использования унисторной модели накладывает ограничения на тип используемой активной элементной базы. Автор подчеркивает, что решение задачи восстановления может быть неоднозначным, однако никаких способов определения неизоморфных структур из множества полученных не предлагает. Кроме того, сложности выявления и сравнения путей передачи при переходе от схемы соответствующей знаменателю ССФ к исходной схеме обуславливают практическую непригодность предложенной в [88] методики, учитывая отсутствие ее программной реализации, для восстановления сложных активных цепей.

**Автоматизированный синтез активных схем по входным функциям на базе нуллов.** Вопрос о восстановлении ЛЭЦ исследуется в ряде работ

А. Карлосена и А. Кабеза [193–195], посвященных решению задачи получения полного множества активных схем, реализующих заданную схемную функцию. Предлагаемая авторами методика основана на использовании нулловых моделей активных элементов.

Нуллором называют схемную модель идеального усилителя Теллегена [244], то есть управляемый источник, параметр которого стремится к бесконечности. Нулор является аномальным управляемым источником, поскольку ток и напряжение норатора (управляемой ветви нуллора) не определены, а ток и напряжение нуллатора (управляющей ветви нуллора) равны нулю.

На рис. 1.2 показаны идеальные операционные усилители и их нулловые модели [63, 109, 112, 244].

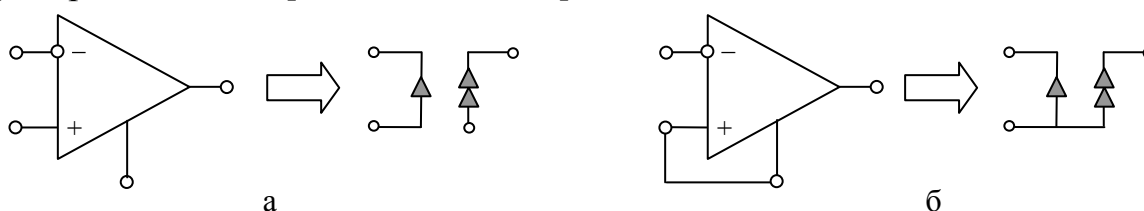


Рис. 1.2. Нулловые схемы замещения идеального операционного усилителя

Для получения полного множества схем согласно [193–195] требуется определить число узлов и пассивных элементов синтезируемой схемы, и затем, используя переборный алгоритм, определить варианты включения нуллов, при которых полученные структуры будут соответствовать заданному выражению схемной функции. При необходимости, нулловые модели могут быть преобразованы в схемы замещения операционных или транскондуктивных усилителей [106, 173, 218], что позволяет применять этот метод для получения практических схем [193–195]. Для автоматизации процесса восстановления множества эквивалентных схем разработанные алгоритмы были реализованы в программных продуктах [183, 193, 194].

К сожалению, методика А. Карлосена и А. Кабеза предназначена для восстановления только входных функций ЛЭЦ, хотя авторы указывают на возможность расширения предложенного подхода также и на передаточные функции. Кроме того, использование нулловой модели сопряжено с возникновением погрешности при переходе к реальным ЛЭЦ и не позволяет применять метод для реализации ССФ, содержащих параметры УИ.

Таким образом, до сих пор не существует эффективной методики восстановления схем по ССФ не имеющей ограничений по виду функции и типу используемых схемных элементов, позволяющей реализовать полное множество неизоморфных эквивалентных схем.

### 1.3. Методы реализации полиномиальных схемных функций

**Методы реализации пассивных ЛЭЦ.** Исторически первой задачей синтеза являлась схемная реализация функции входного сопротивления пассивной цепи, представленной в виде (1.1) [210]. В работах Фостера и Кауэра [197] для решения этой задачи был предложен способ разложения заданной операторной функции на более простые функции, по которым уже легко восстановить схему. Например, пусть входное сопротивление выражается формулой

$$Z(p) = \frac{a_1 p + a_0}{b_1 p}, \quad (1.5)$$

Разделив почленно числитель на знаменатель, получим:

$$Z(p) = \frac{a_1}{b_1} + \frac{1}{p(b_1/a_0)}, \quad (1.6)$$

Из записи (1.4) очевидно, что соответствующая схема состоит из последовательного соединения резистора  $a_1/b_1$  и емкости  $b_1/a_0$  [10].

Методы Фостера и Кауэра предназначены для схемной реализации функции входного сопротивления, обладающей вещественными и чередующимися нулями и полюсами. Эти методы применимы к функциям любого порядка с указанным свойством и всегда дают схемы с минимальным числом элементов двух типов ( $RL$ ,  $RC$ ,  $LC$ ).

Пример 1.2. Дано выражение входного сопротивления

$$Z(p) = \frac{10^6 \cdot p^3 + 1,5 \cdot 10^{14} p}{p^4 + 2 \cdot 10^8 p^2 + 0,51 \cdot 10^6}, \quad (1.7)$$

Согласно методу Фостера, функцию сопротивления либо функцию проводимости, как и любую дробно-рациональную функцию, можно представить в виде суммы дробей. Представим  $Z(p)$  в виде:

$$Z(p) = \frac{p}{(p^2 + \omega_1^2)C_1} + \frac{p}{(p^2 + \omega_3^2)C_3}$$

Расчет элементов произведем по формулам [10]:

$$L_a = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{Z(p)}{p}; \quad \frac{1}{C_a} = \lim_{p \rightarrow \infty} Z(p) \cdot p; \quad \frac{1}{C_{2k}} = \lim_{p^2 \rightarrow \omega_{2k}^2} \frac{(p^2 + \omega_{2k}^2)Z(p)}{p}$$

В результате получим  $C_1=1,165$  мкФ;  $C_3=7,0$  мкФ;  $L_1=1/(\omega_2^2 C_1)=28,6$  мГн;  $L_3=1/(\omega_4^2 C_3) = 0,84$  мГн. Схема двухполюсника состоит из четырех элементов (наивысшая степень дроби – 4): последовательно соединенных двух параллельных колебательных контуров с элементами  $L_1, C_1$  и  $L_3, C_3$  (рис. 1.3,а). Отсутствие в схеме катушки индуктивности  $L_a$  обусловлено тем фактом, что дробь  $Z(p)$  правильная. Вследствие четности степени знаменателя в схеме отсутствует конденсатор  $C_a$ .

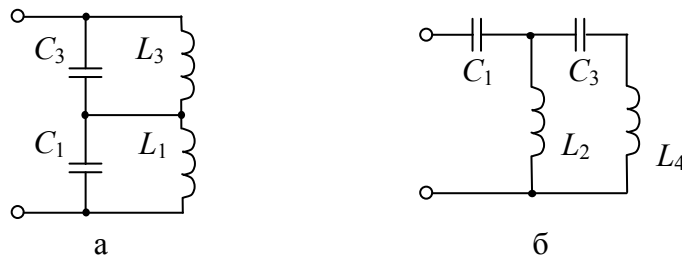


Рис. 1.3. Реализация пассивных LC-цепей

Пример 1.3. По функции нормированного сопротивления

$$Z(p) = \frac{45p^4 + 27p^2 + 1}{60p^3 + 5p}, \quad (1.8)$$

синтезировать схему двухполюсника. Согласно методу Кауэра будем осуществлять деление относительно  $p-1$ , т. е. на каждом шаге исключать слагаемое минимальной степени. Получим



$$\begin{array}{r}
 \frac{45p^4 + 27p^2 + 1}{12p^2 + 1} \left| \frac{60p^3 + 5p}{5p} = Z_1 \right. \\
 \frac{60p^3 + 5p}{15p^3 + 5p} \left| \frac{45p^4 + 15p^2}{45p} \right. \\
 \frac{45p^4 + 15p^2}{15p^2} \left| \frac{1}{3p} = Y_2 \right. \\
 \frac{45p^3}{45p^3} \left| \frac{45p^4}{45p^3} \right. \\
 \frac{45p^3}{0} \left| \frac{1}{p} = Y_1 \right.
 \end{array}$$

Соответствующая данному разложению схема показана на рис. 1.3,б.

Методы схемной реализации входных сопротивлений пассивных ЛЭЦ, основанные на подходе, предложенном Фостером и Кауэром, получили название классических. Среди них наиболее известными являются методы, предложенные Бруне [191], Дарлингтоном [200], Боттом и Даффином [189], Миятой [229], Реза [237]. К сожалению, почти все они имеют различные недостатки, ограничивающие возможности их применения. Так, методы Бруне и Дарлингтона приводят к схемам с идеальными элементами (в частности, с совершенными трансформаторами), которые технически нереализуемы. Метод Ботта и Даффина позволяет получить бестрансформаторные схемы (т.е. схемы только с элементами  $R, L, C$ ), но при этом приводит к избыточности элементов. Метод Мията, как и метод Ботта и Даффина, приводит к схемам с чрезмерно большим числом элементов (особенно реактивных). Кроме того, на применение этого метода накладываются дополнительные условия [11], невыполнение которых влечет за собой необходимость реализации вместо заданной функции  $n$ -го порядка функции более высокого порядка, в результате чего число элементов еще больше возрастает.

Все классические методики реализации входных функций требуют хорошей схемотехнической подготовки и носят эвристический характер, поскольку формальное применение математических операций для разложения ПСФ может привести к ошибочному результату.

Вопросами схемной реализации передаточных функций пассивных ЛЭЦ занимались Гиллемин [45], Балабанян [11, 13], Бандман [15], Айзинов [1], Дашер [201], Фиалков и Герст [207], Ортюзи [137] и др.

**Синтез активных цепей.** Широко используется в  $RLC$ -цепях имитация индуктивностей их электронными эквивалентами. Существуют активные многополюсники, называемые обобщенными преобразователями сопротивлений, которые, будучи нагруженными на емкости или резисторы, реализуют на своих входных зажимах некоторую цепь, состоящую из индуктивностей. В простейшем случае индуктивность можно реализовать нагруженным на емкость гиратором [10, 82]. Данный метод синтеза  $ARC$ -цепи сводится к синтезу пассивной  $RLC$ -цепи с последующей заменой всех индуктивностей их электронными эквивалентами.

Первая работа, в которой продемонстрирована возможность построения безындуктивной высокоселективной цепи, появилась в 1938 г. [240]. В ней проанализирована схема лампового усилителя, в цепи обратной связи которого включен  $2T$ -мост либо мост Вина, и показано, что эта схема обладает характеристиками резонансного усилителя.

В этом же году несколько раньше опубликована работа [211], в которой обсуждаются возможности построения фильтров нижних и высоких частот и на базе усилителя с  $RC$ -цепочкой в цепи обратной связи.

Построение  $ARC$ -схемы как задача синтеза, вероятно, впервые изучалось в [247], где для реализации передаточных функций предложен, хоть и строго не обоснован, метод, основанный на использовании структуры лестничного типа. В 1953 г. в статьях Линвилла [221, 222] был предложен достаточно общий метод реализации  $ARC$ -схем с конверторами, получивший развитие в работах Горовица [216], Калахана [196] и Томаса [245]. Сандберг показал [239], что любая функция входного иммитанса, которая выражается в виде (1.1), может быть синтезирована с использованием одного активного элемента (КОИ) и  $RC$ -цепей. Де Кларисом предложена [202] техника синтеза входных функций иммитансов на базе УИ и пассивных цепей, которая легко может быть использована для синтеза передаточных функций.

В целом, методы синтеза пассивных и активных  $RC$ -цепей с использованием конверторов и отрицательных сопротивлений разработаны весьма подробно [11, 45, 177, 232, 243]. Однако практическая применимость схем с конверторами и отрицательными сопротивлениями ограничена, а их возможности перекрываются возможностями схем, содержащих усилители с конечным усилением. Поэтому еще в 1955 г. в работе [226] был предложен

метод реализации *ARC*-схем с ОУ. В 1954 г. появилась важная публикация [184], в которой излагались общие принципы реализации передаточных функций *ARC*-схемами, содержащими усилители с конечным усилением. Эти методы требуют один активный элемент для реализации функции второго порядка. Выход звена, реализующего такую функцию, совпадает с выходным зажимом усилителя, у которого низкое выходное сопротивление; поэтому при каскадном соединении звеньев обеспечивается их развязка [225].

Исключительно важное значение для активизации работ в области *ARC*-схем наряду с [221, 222] имела статья [238]. Ее главным результатом явилась разработанная авторами совокупность простых и технологичных схем, реализующих разнообразные передаточные функции второго порядка.

Типичным подходом к реализации *ARC*-цепей является использование их обобщенных моделей [203]. Он заключается в том, что рассматривается схема, состоящая из одного или нескольких активных элементов и некоторого *RC*-многополюсника. Методами анализа ЛЭЦ находится ССФ, выраженная через параметры *RC*-многополюсника и активных элементов. Сравнивая заданную ПСФ с полученной, определяют параметры синтезируемой схемы (метод выравнивания коэффициентов) [135].

В работах [2–5] предложен метод автоматизированного структурно-параметрического синтеза на основе универсальной модели ЛЭЦ, учитывающей все возможные типы устройств рассматриваемого класса. Модель конкретной ЛЭЦ считается частным случаем и получается путем упрощения универсальной модели. Идея построения такой модели следующая. Создаются параметризованные универсальные модели устройств, из которых состоит ЛЭЦ, причем эти универсальные модели могут включать в себя друг друга. Далее, эти цепи связываются с морфологическими деревьями, которые описывают структуру морфологического множества моделируемых устройств и организуется алгоритм автоматического формирования модели по морфологическому дереву устройства, которое однозначно описывает его структуру.

Однако применение этого современного и перспективного подхода осложняется необходимостью решения трудоемкой задачи создания специализированной базы знаний для каждого конкретного класса ЛЭЦ.

В работах автора [2, 4] представлены лишь две универсальных модели: для лестничной цепи и усилительного 4-полюсника СВЧ-диапазона.

**Синтез ЛЭЦ с помощью графов.** Разработчики методов синтеза ЛЭЦ довольно часто прибегают к использованию графов, которые по своим элементам наиболее полно соответствуют искомым ЛЭЦ. Такими графами могут служить унисторные графы [133] или нормализованные графы Мэсона [133, 225], а также обобщенный беспетлевой граф [136]. При этом графовая модель электрической цепи обычно является результатом выполнения различных процедур, с теорией графов напрямую не связанных [6, 18, 87, 88, 95, 124, 125, 135, 147, 148]. Число методов, полностью базирующихся на аппарате линейных графов, сравнительно невелико [136, 142, 145, 156, 213].

Суть синтеза ЛЭЦ с помощью графов заключается в том, что исходной ПСФ ставится в соответствие некоторый граф  $S(p) \Rightarrow G(X, A, \Gamma)$ , из которого вытекает структура искомой цепи  $G(X, A, \Gamma) \Rightarrow C(U, M, P)$ . Здесь  $X$  и  $A$  соответственно множества вершин и ребер графа  $G$ ,  $\Gamma$  – предикат,  $U$  и  $M$  соответственно множества узлов и элементов цепи  $C$ ,  $P$  – предикат [146], связывающий множества  $U$  и  $M$ .

Такое представление позволяет рассматривать процедуру реализации характеристик ЛЭЦ с помощью графов как последовательность двух этапов. Первый из них представляет переход от заданной передаточной функции к ее графу, а второй – от полученного графа к искомой ЛЭЦ.

В свою очередь, первый этап синтеза ЛЭЦ с помощью графов может быть подразделен на процедуру преобразования передаточной функции, представляющую собой комплекс аналитических выкладок, приводящих ПСФ к наиболее удобному с точки зрения построения графа виду, и процедуру построения графа для преобразованной функции. На втором этапе в общем случае следует выделить процедуру преобразования графа и процедуру построения структуры ЛЭЦ для преобразованного графа.

Задача построения графов, соответствующих полученной в результате проведенных преобразований ПСФ, заключается в том, чтобы найти необходимый набор элементарных графов (контуров, прадеревьев, путей), объединение которых давало бы граф с заданной функцией. Для решения этой задачи в работе [136] предложен набор подграфов, с помощью которых возможно реализовать передаточную функцию  $n$ -го порядка.

Пользуясь графовыми моделями радиоэлектронных элементов, можно осуществить переход от графа к реализуемой цепи. Однако возможны случаи, когда трудно непосредственно выявить графы элементов из общего графа; тогда необходимы дополнительные преобразования последнего. Кроме того, в процессе определения номиналов элементов результирующей цепи, т.е. отождествления передачи графа элемента и его параметра, возможно их несоответствие заданным конструкторским и прочим требованиям. В этих случаях неизбежны дополнительные преобразования с целью получения нужных качественных и количественных показателей.

Процессом синтеза ЛЭЦ с помощью графов на различных его этапах управляют критерии оптимальности. Имеют особенности также процедуры преобразования заданной передаточной функции и преобразования ее графа. Специфика первой из них заключается в том, что она нередко направлена не на эквивалентное свертывание (упрощение) передаточной функции, а на ее эквивалентное разложение. Вторая процедура также приводит не к свертыванию графа; обязательным условием ее выполнения является лишь тождественное сохранение функции.

Достоинством синтеза с помощью графов является то, что от ПСФ до искомой цепи информация транслируется в форме графа, отличающегося наглядностью, поскольку граф по структуре во многом соответствует ЛЭЦ. Однако односторонность этого соответствия обуславливает сложность реализации ЛЭЦ на основе полученной графовой модели. Необходимость многочисленных преобразований делает затруднительным получение с помощью графов множества эквивалентных схем.

**Теоретико-множественные объекты в синтезе ЛЭЦ.** Среди методов этой группы наибольшую известность получили методы, основанные на использовании алгебры структурных чисел [6, 18] и теории элементарного пространства [152].

Возможность применения алгебры структурных чисел для решения задач синтеза ЛЭЦ исследовалась еще ее создателями С. Беллертом и Г. Возняцки [18]. Предложенный ими алгоритм синтеза пассивных четырехполюсников был усовершенствован в [6] и реализован в компьютерной программе.

Метод предполагал введение ограничений на передаточную функцию

$$n \geq m; \quad a_i \geq |b_i| \quad (i = \overline{0, n}), \quad (1.9)$$

и граф схемы четырехполюсника

$$2(N + 1) \geq n; \quad 3l \geq 2(2N + 3) \quad (1.10)$$

Здесь  $a_i$  и  $n$  являются соответственно степенью и  $i$ -ым коэффициентом числителя заданной ПСФ вида (1.1),  $b_i$  и  $m$  – степенью и  $i$ -ым коэффициентом знаменателя,  $N$  – цикломатическое число,  $l$  – число ветвей графа.

Определение величин параметров электрической цепи сводится к решению системы из  $2(q+1)=2(2N+3)$  нелинейных алгебраических уравнений.

Подход к синтезу электрических цепей, основанный на алгебре структурных чисел, является достаточно эффективным для получения полного множества структур по заданной ПСФ, однако его применение ограничено классом пассивных ЛЭЦ. Решение задачи синтеза активных ЛЭЦ становится возможным при использовании другого теоретико-множественного объекта, получившего название элементар-пространства [152]. Под элементом понимается многополюсник с фиксированной упорядоченностью полюсов. Все адмитансные элементы (обладающие матрицей проводимостей) можно рассматривать как векторы некоторого алгебраического векторного пространства, то есть элементар-пространства.

Для реализации синтезируемого многополюсника методами элементар-пространства необходимо иметь его гибридную матрицу (в частном случае и матрицу проводимостей). Согласно [152] соединение элементов изоморфно соответствует сложению векторов. В этом случае задачу реализации исходного многополюсника можно свести к задаче реализации отдельных элементов с дробно-рациональной проводимостью, причем порядки полиномов числителя и знаменателя в проводимостях элементов соответствует их порядкам в элементах исходной матрицы. Синтез активных ЛЭЦ становится возможным при использовании транзора – эквивалентной модели УИ в элементар-пространстве.

Отметим, что при использовании теоретико-множественных объектов в синтезе ЛЭЦ возникает та же проблема, что и при использовании классических методов: формальное применение известных процедур может привести к ошибочному результату, что обуславливает их эвристический характер. Кроме того, рассмотренные методы синтеза на основе алгебры

структурных чисел и теории элементар–пространства требуют применения также и других математических аппаратов, графов и матриц соответственно.

**Синтез ЛЭЦ с помощью переменных состояния.** Несмотря на многообразии конкретных ЛЭЦ, описываемых с помощью переменных состояния, каждой из них свойственна следующая система уравнений [95, 96, 154]

$$\begin{cases} sI\vec{z}(s) = Tz(s) + Q\vec{V}(s); \\ \vec{Y}(s) = Wz(s) + JV(s), \end{cases} \quad (1.11)$$

где  $\vec{z}(s)$ ,  $\vec{V}(s)$  и  $\vec{Y}(s)$  – соответственно векторы переменных состояния, входного и выходного сигналов;  $T$ ,  $Q$ ,  $W$  и  $J$  – матрицы вещественных постоянных, а  $I$  является единичной матрицей. Исключая переменные состояния  $z(s)$  из уравнения (1.11), получаем выражение для вектора выходного сигнала:

$$\vec{Y}(s) = [J + W(sI - T)^{-1}Q]\vec{V}(s), \quad (1.12)$$

откуда имеем матричную передаточную функцию

$$H(s, \vec{D}) = J + W(sI - T)^{-1}Q, \quad (1.13)$$

Считая, что передаточная  $H(s, \vec{D})$  является заданной, задача синтеза сводится к определению матричного квадруполя  $\{T, Q, W, J\}$ , который принято называть реализацией ПСФ, и последующему определению по этим матрицам множества эквивалентных цепей и их параметров.

Возможна также другая постановка задачи синтеза при помощи переменных состояния: по известной матрице  $A$  построить цепь, свободные процессы в которой описываются уравнением состояния

$$\dot{x} = Ax. \quad (1.14)$$

Примеры синтеза цепей по (1.14) даны в [219, 234].

Метод синтеза при помощи переменных состояния не требует жесткого определения номенклатуры элементов реализации и тем самым открывает простор проектировщику при структурной оптимизации, находящей свое выражение в поиске минимальных реализаций. На заключительной стадии синтеза ЛЭЦ с помощью переменных состояния, т.е. при переходе от матричного квадруполя к реализующей его структуре, часто используют графы [95].

Основное достоинство активных схем, реализуемых по уравнениям состояния, состоит в их низкой чувствительности к изменениям параметров даже при высокой добротности полюсов [176]; отметим также относительную простоту расчета. Недостаток данного метода – большое число активных элементов; так, часто применяемая схема, которая реализует низкочастотную и полосовую функции второго порядка, содержит три ОУ [76]. Аппаратурная избыточность является неизбежным следствием применения метода переменных состояния. Минимизация количества элементов одного типа, например конденсаторов, ведет к значительному увеличению элементов другого типа. Это затрудняет практическое применение метода, поскольку во многих случаях число активных элементов бывает определено на этапе аппроксимации.

**Метод компонентных уравнений.** Метод компонентных уравнений [135] считается одним из наиболее перспективных методов оптимальной реализации [84]. Метод основан на использовании некоторой универсальной схемы – схемы полной или усеченной топологической структуры. Схема, любые два узла которой связаны полной совокупностью базисных элементов, называется схемой полной топологической структуры. Если подчеркивается отсутствие хотя бы некоторых из упомянутых связей, то говорят о схеме неполной топологической структуры.

Первым, кто ввел в электротехнику полные схемы с произвольным числом узлов и разработал эффективные для своего времени топологические методы их исследования, был Вильгельм Фридрих Фойснер, немецкий ученый, получивший признание в области физики [52, 74, 75], чьи работы [205, 206] заложили основу схемного подхода к анализу ЛЭЦ [53].

Решать задачу удобно по следующему плану. Выбирается некоторое начальное значение числа узлов  $N_{нач}$ , строится схема полной топологической структуры в заданном элементном базисе, составляются и решаются компонентные уравнения. Если решение отсутствует, число узлов увеличивается на единицу и расчеты повторяются. Следует отметить, что существуют различные методы решения систем компонентных уравнений, и в случае отсутствия решения при использовании одного из них имеет смысл воспользоваться другим.



Если решение уравнений существует, то из схемы полной топологической структуры удаляются элементы, значения параметров которых практически могут быть приравнены к нулю. Относительно полученной схемы составляется новая система компонентных уравнений, решение которой позволит определить численное значение параметров синтезированной схемы.

Отметим, что для получения ССФ при составлении компонентных уравнений схемы, а также для построения ЛЭЦ по результатам их решения в [135] предлагается использовать аппарат сигнальных графов [133, 225].

Метод компонентных уравнений применим к задачам реализации операторов, заданных в форме векторов и матриц для цепей (пассивных и активных) как с сосредоточенными, так и распределенными параметрами переменных. Согласно [135] множество решений системы компонентных уравнений определяет полное множество эквивалентных схем в заданном элементном базисе. Однако, при решении задач на основе схем полной топологической структуры не всегда ясно, какие из элементов следует исключить. Для оценки верности исключения передаточная функция после удаления «лишних» элементов должна считаться заново.

Применение схем полной топологической структуры не целесообразно, если существует предварительная информация о топологии схемы. В этих случаях естественно использование схем усеченной топологической структуры. Их можно разбить на две группы: 1) структуры, включающие неполное множество эквивалентных схем; 2) структуры, на основе которых может быть найдено полное множество эквивалентных по заданному оператору схем при фиксированном числе узлов и элементном базисе.

Структура схемной функции связана с топологией схемы. Зафиксируем число узлов и поставим задачу перечислить все топологии с данным либо меньшим числом узлов, схемные функции которых по структуре совпадают с желаемой. Не все схемы с такими топологиями пригодны для реализации предложенной функции. Однако они могут рассматриваться как схемы-претенденты, окончательный вывод о пригодности которых делается только после решения системы компонентных уравнений. Остальные же схемы заведомо исключаются из рассмотрения. Таким образом, речь идет о предварительной структурной селекции. Подобная селекция позволяет

определить схемы усеченной топологической структуры, на базе которых решение задачи реализации заметно упрощается, в частности, выделить схемы-претенденты, минимальные по числу реактивных элементов, и т.д.

В работе [135] предложены рекомендации по выбору структур схем-претендентов, основанные на связи признаков схемных функций со структурными особенностями схем. Данные рекомендации позволяют определить, может ли некоторый класс электрических линейных  $RLC$ -схем определенной структуры служить физической моделью для получения заданных схемных функций. При положительном ответе, учитывая доминирующее требование минимальности числа элементов, следует выбрать схему минимальной структуры. Если на следующем этапе, при решении компонентных уравнений, окажется, что реализация схемы минимальной структуры невозможна, то следует изменить топологию, т.е. увеличить число узлов или число элементов, или и то и другое одновременно, оставаясь в рамках схем-претендентов.

Пример. 1.4. Реализуем передаточную функцию звена высокочастотного фильтра [135]:

$$S = \frac{p^2}{p^2 + 0,01p + 1}, \quad (1.15)$$

Реализуем заданную схемную функцию, представив ее в виде:

$$S = \frac{100p^2 + 10^{-7}p + 10^{-7}}{100p^2 + p + 100},$$

т.е. увеличив ненулевые коэффициенты полиномов заданной функции в 100 раз. В результате решения системы компонентных уравнений имеем

$$\begin{aligned} C_1 = 8,54; \quad G_1 = 3,9 \cdot 10^{-31}; \quad C_2 = 0,348; \quad G_2 = 0,642; \quad C_3 = 3,2 \cdot 10^{-4}; \quad G_3 = 7,08; \\ C_4 = 11,19; \quad G_4 = 2,01 \cdot 10^{-5}; \quad C_5 = 2,9 \cdot 10^{-9}; \quad G_5 = 1,7 \cdot 10^{-16}; \quad C_6 = 0,021; \\ G_6 = 1,39; \quad C_7 = 6,8 \cdot 10^{-4}; \quad G_7 = 1,69 \cdot 10^{-25}; \quad K = 1,045. \end{aligned}$$

Из данных решения отчетливо видно, какие элементы следует исключить. Итоговая схема содержит элементы с параметрами (рис. 1.4)

$$C_1 = 0,56914; \quad G_3 = 22,117; \quad G_6 = 0,04521; \quad C_4 = 1,7555; \quad K = 1,00345.$$

Ее передаточная функция имеет вид:

$$S = \frac{1,001p^2}{0,999p^2 + 0,010p + 0,999}$$

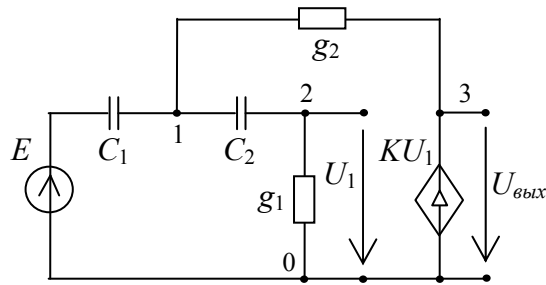


Рис. 1.4. Реализация схемной функции (1.15) методом компонентных уравнений

Возможность получения полного множества схем соответствующих заданной схемной функции и наличие рекомендаций, позволяющих выбрать из полученного множества оптимальные схемные решения, являются очевидными достоинствами метода. В то же время сложность решения компонентных уравнений, использование сразу двух различных базовых структур (полной и усеченной), неоднозначность и эвристичность исключения элементов из базовой структуры, необходимость применения промежуточной математической модели графов, являются существенными недостатками метода компонентных уравнений.

**Гибридные и переборные алгоритмы.** Рассмотрим методы структурного синтеза, в основе которых лежат не математические или топологические операции, а процедуры, обычно применяемые в САПР. Примерами таких подходов являются переборные и гибридные алгоритмы.

Как показывает практика, существуют структуры (например, ряд мостовых структур), которые нельзя получить ни одним из известных методов синтеза. Подобные схемы могут быть получены в процессе перебора, т.е. путем последовательных попыток реализации заданной функции схемами, выбранными из множества схем определенной структуры. При этом перебор может потребовать столько времени, что цель станет практически недостижима.

Тривиальное решение задачи напрашивается сразу: для заданной функции  $n$ -го порядка перебираются все возможные схемы с числом элементов  $(n+2)$ ,  $(n+3)$  и т.д. до  $N_{max}(n)$ , пока не найдется схема, реализующая данную функцию. Однако практически это вряд ли осуществимо.

Таким образом, при построении алгоритма минимальной реализации ПСФ необходимо стремиться к тому, чтобы алгоритм был значительно проще полного перебора (назовем такой алгоритм нетривиальным).

Однако следует учитывать, что единого для всех ПСФ нетривиального алгоритма может и не быть [182]. В то же время вполне возможно существование нетривиальных алгоритмов для отдельных классов ПСФ [101, 102].

Переборные алгоритмы синтеза ЛЭЦ, предложенные в [19, 147, 148], основаны на генерировании из заданного множества элементов разнообразных соединений для всей цепи [147] или для ее фрагмента [19]. В этом случае множество элементов задается соотношением

$$M = \{\mu_{\alpha 1}, \dots, \mu_{\alpha A}, \mu_{\beta 1}, \dots, \mu_{\beta B}, \dots, \mu_{\lambda 1}, \dots, \mu_{\lambda L}\}, \quad (1.16)$$

где  $A, B, \dots, L$  – количества элементов соответственно типов  $\alpha, \beta, \dots, \lambda$ .

Условия, отрицающие инциденторы  $P$ , не имеющие физического смысла, базируются на следующих логических высказываниях:

– для взаимного элемента  $\mu_B$ , подключаемого к узлам  $u_1$  и  $u_2$ :

$$\forall u_1 u_2 \in U \{u_1 \neq u_2 \ \& \ [P(u_1, \mu_B, u_2) \vee P(u_2, \mu_B, u_1)]\}; \quad (1.17)$$

– для взаимного элемента  $\mu_H$ , подключаемого к узлам  $u_1$  и  $u_2$ :

$$\forall u_1 u_2 \in X \{u_1 \neq u_2 \ \& \ [P(u_1, \mu_H, u_2) \ \& \ \overline{P(u_2, \mu_H, u_1)}]\}. \quad (1.18)$$

С помощью ЭВМ проводится генерация всевозможных предикатов  $P$  и множества узлов  $U$ , отвечающих исходным топологическим условиям. Далее процедура синтеза предусматривает анализ генерированных структур и отбор наиболее подходящей среди них по некоторым критериям.

Изложенный в работах [19, 147] подход к решению задачи синтеза является достаточно эффективным способом получения новых структур ЛЭЦ. Однако очевидным его недостатком является то, что номенклатура элементов  $M$ , заданная перед началом синтеза, не может быть изменена ни на одном из его последующих этапов. Это существенно ограничивает свободу проектировщика в процессе синтеза ЛЭЦ, что может привести к появлению физически нереализуемых или избыточных результирующих структур и необходимости многократного пересмотра исходящих данных  $M$  с повторением процедуры синтеза.

Одним из новейших направлений в синтезе ЛЭЦ является применение генетических алгоритмов для построения множества искомым структур. Генетический алгоритм – это вероятностный алгоритм поиска, который многократно преобразовывает исходный набор (популяцию) математических объектов, связанных с заданной функцией стоимости неким соответствием, в

новую популяцию объектов потомства. При этом используются дарвинистский принцип естественного отбора и действия, скопированные из встречающихся в природе генетических операций типа перехода (перекрестности) и мутации.

Впервые в проектировании электроники генетические алгоритмы были применены в 1991 году в работе [223]. В дальнейшем, предложенные методы были развиты и доработаны, и получили применение в структурном синтезе ЛЭЦ [212, 235, 246].

Главный недостаток известных реализаций генетических алгоритмов заключается в их упрощенном механизме, базирующемся на предположении о спонтанности мутаций и рекомбинаций генома. Неслучайно вероятность мутации и перекрестности генов – обязательный элемент исходных данных для современных алгоритмов. Поэтому применение методов схемной реализации на основе генетических алгоритмов не обеспечивает получение полного множества эквивалентных реализаций и не гарантирует получение решения задачи синтеза, даже если оно существует.

**Системно-структурный синтез.** Рассмотрим теперь этап реализации схемы в методе системно-структурного синтеза Ю.И. Лыпаря [123]. Решение задачи реализации представляется как отображение:

$$\Phi_{Op1} \cap K_A \cap S(p) \rightarrow (K_m, \Phi_{Op2}), K_m = \{K_{mj}\}, \quad (1.19)$$

$$j = (\overline{1, \mu}); K_m \subseteq K_A; K_{mj} = B(s)/A(s),$$

где  $S(p)$  – найденная на этапе аппроксимации ПСФ вида (1.1),  $K_A$  – множество возможных структур устройства,  $\Phi_{Op1}$  – функция выбора эффективных способов,  $\Phi_{Op2}$  – функция выбора для этапа синтеза структур.

В результате синтеза (исчисления) способов построения образуется множество  $K_m$  способов, имеющих схемную функцию  $K_{mj}(s)$ , совпадающую по виду с  $S(p)$ . Эти две функции отличаются тем, что коэффициенты второй функции являются числами, а коэффициенты первой – символьными функциями. Структура некоторого выражения может быть отражена структурой графа, а потом и соответствующей ему структурой устройства. Из множества  $K_m$  отбирается  $\mu$  способов, удовлетворяющих функции  $\Phi_{Op1}$ . Метод построения этой функции состоит из следующих шагов:

1. В соответствии с порядком  $S(p)$  вычисляют минимальное число пассивных элементов  $r = 2k$  и число узлов  $v = k + 1$  пассивной схемы, где  $k$  –

это порядок знаменателей  $S(p)$  и функции  $K_{mj}(s)$ . При наличии схемы-прототипа числа  $r$  и  $v$  определяются ею.

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

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

4. Определяют тип и число активных, а также уточняют число пассивных элементов и узлов цепи согласно теоремам и свойствам 1–4, изложенным в [123, 125]. Они описывают структурные особенности путей прохождения сигнала и контуров обратной связи для цепей с переменными и настраиваемыми параметрами. В таких цепях необходимо согласованно или независимо изменять характеристики или вторичные параметры.

5. Из математической модели устройства, выводят вторичные параметры, подлежащие перестройке во времени, настройке при выпуске продукции и во время эксплуатации. При перестройке и настройке часто требуется, чтобы изменение одного параметра не влияло на другой вторичный параметр. В тоже время существуют требования синхронного изменения нескольких вторичных параметров.

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

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

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

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

Метод реализации отображения (1.19) построен на исчислении способов построения, анализе их функций относительных чувствительностей и одновременно сопровождается формированием функции выбора  $\Phi_{Op2}$  для следующего этапа. Способы осуществляют переход от формального описания существенных функциональных зависимостей к топологическому описанию их с помощью смешанных графов.

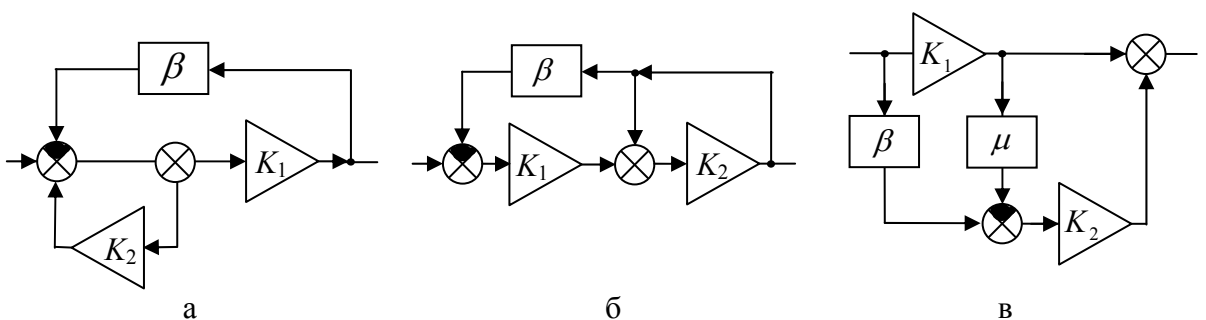
Из множества эффективных способов построения структур  $K_m$  выделяют одного представителя  $K_{mj}$  для последующей реализации на этапе синтеза структур. Таким образом, исчисление способов построения, отсеивание из них с помощью функции выбора  $\Phi_{Op1}$  эффективных и формирование для следующего этапа функции выбора  $\Phi_{Op2}$  и является сущностью отображения (1.19).

Недостатком методики схемной реализации предложенной в работах [118–125] является использование промежуточной модели сигнальных графов, эвристичный характер подхода к порождению множества эквивалентных схемных решений, сложность алгоритма в программной реализации.

Таким образом, эффективной формализованной методики структурного синтеза схем, позволяющей реализовать на произвольной элементной базе полное множество эквивалентных схем на основе заданной схемной функции, минуя использование промежуточных моделей, и обеспечить выбор оптимальных структур, до сих пор не создано. Разработка такой методики является **первой задачей диссертации**, и ее целесообразно решать на основе схемного подхода В. Фойснера, поскольку отказ от промежуточной математической модели открывает новые возможности для структурного синтеза [91]. Наиболее полно схемный подход развит в МСО [63].

#### 1.4. Реализация структурных схем электрических цепей

**Структурная схема как базовая модель для синтеза электрической цепи.** Для решения задач синтеза на этапе реализации схемы наиболее часто применяемыми моделями ЛЭЦ являются схемные функции и их матрицы. В то же время в проектировании ЛЭЦ для эскизного анализа и синтеза схем часто используются структурные схемы ЛЭЦ [153]. 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. 1.5 изображены структурные схемы усилительных устройств с комбинированной обратной связью (рис. 1.5,а и рис. 1.5,б) [36, 215] и с аддитивной коррекцией погрешности (рис. 1.5,в–д) [31, 186, 230]. Отметим, что структуры на рис. 1.5,а–г содержат блоки, коэффициенты передачи которых равны единице, как это показано на рис. 1.6,а и рис. 1.6,б для схем на рис. 1.5,а и рис. 1.5,б, соответственно, но обычно их специально не выделяют.





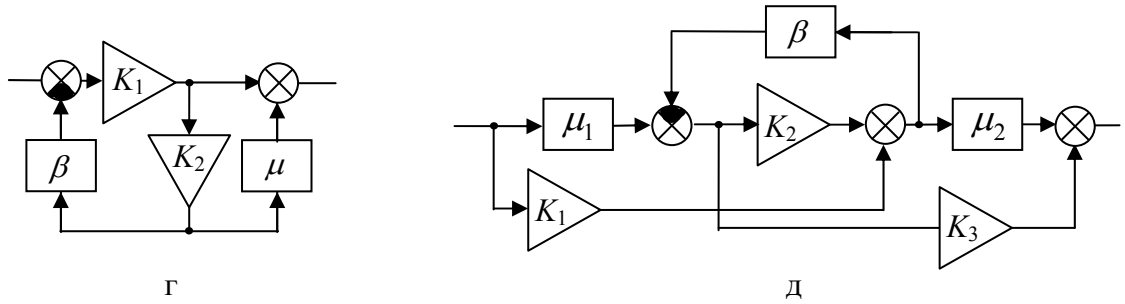


Рис. 1.5. Структурные схемы усилителей

Ниже представлены выражения для коэффициентов передачи структурных схем на рис. 1.5,а-д.

$$S = K_1 / (1 + K_1\beta - K_2), \tag{1.20}$$

$$S = (K_1K_2) / (1 + K_1K_2\beta - K_2), \tag{1.21}$$

$$S = K_1 + K_2\beta - K_1K_2\mu, \tag{1.22}$$

$$S = K_1(1 + K_2\mu) / (1 + K_1K_2\beta), \tag{1.23}$$

$$S = \mu_2(K_1 + \mu_1K_2) + (K_3(\mu_1 - K_1\beta)) / 1 + K_2\beta. \tag{1.24}$$

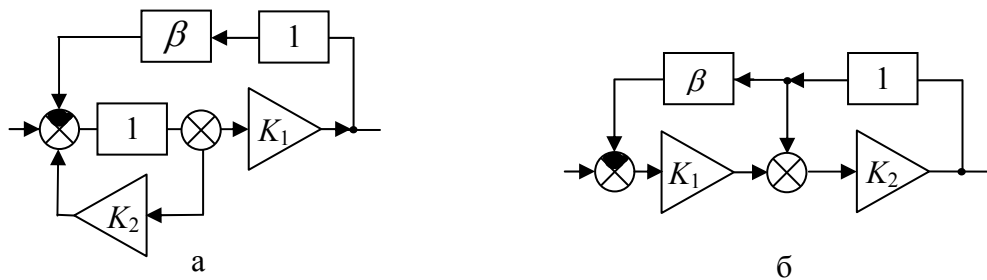
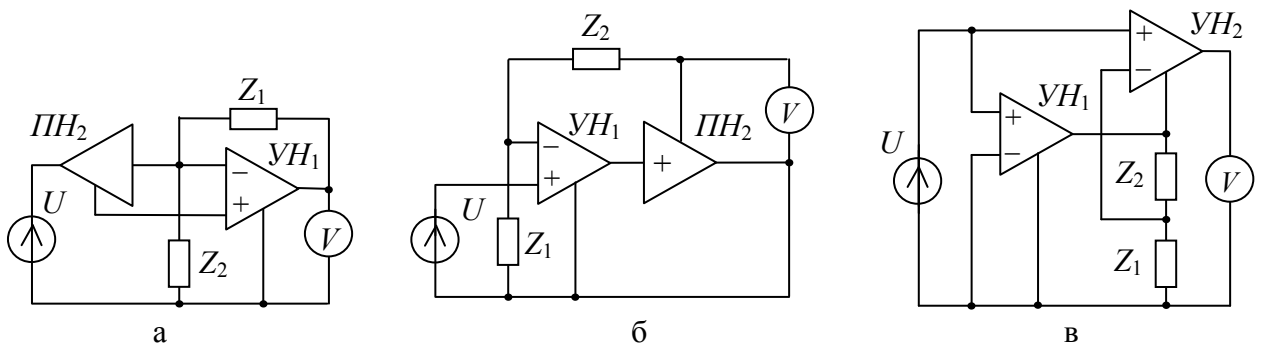


Рис. 1.6. Структурные схемы с блоком единичного коэффициента передачи

На рис. 1.7,а-д приведены примеры реализации структурных схем представленных рис. 1.5,а-д на базе усилителей напряжения [36]. В схемах на рис. 1.7,а и рис. 1.7,б усилители УН2 и ПН2 соответственно функционируют как повторители и имеют дополнительные входы для реализации  $KУ=1$ , которые на рисунке специально не указаны.



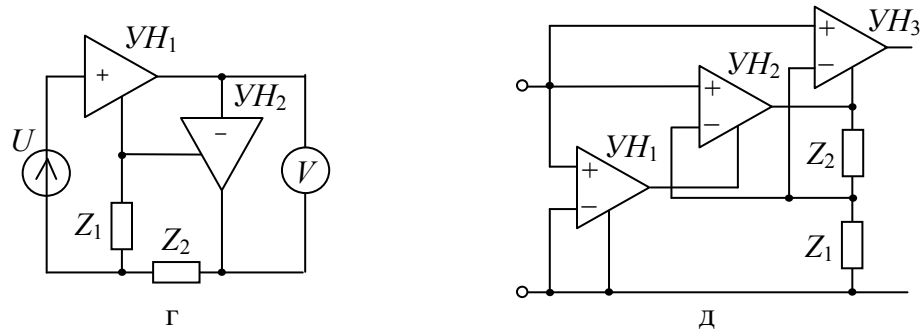


Рис. 1.7. Примеры реализации усилителей с комбинированной обратной связью и с аддитивной коррекцией на ОУ

Главным недостатком существующего эвристического подхода к реализации следует признать отсутствие наглядности перехода от структурной схемы ЛЭЦ 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. 1.7,а–д выражения коэффициентов усиления, будут соответствовать выражениям (1.20) – (1.24) для исходных структурных схем лишь при выполнении определенных условий настройки. Применение условий настройки необходимо даже в том случае, если влияние входных и выходных сопротивлений усилителей напряжения пренебрежимо мало. Покажем это, проведя расчет схем усилительных устройств на рис. 1.7,а–д используя систему моделирования *SCAD*.

Схемы рис. 1.7,а–г соответствуют структурным схемам рис. 1.5,а–г при  $\mu = Z_1/(Z_1 + Z_2)$  и  $\beta = 1$  (условие настройки):

$$S = (K_1(Z_1+Z_2))/(Z_1(K_1-K_2+1)+Z_2(-K_2+1)), \quad (1.25)$$

$$S = K_1 Z_1 K_2 / Z_1 (K_1 K_2 + 1 - K_2), \quad (1.26)$$

$$S = \frac{K_1(Z_1 + Z_2) + K_2(Z_1 + Z_2) - K_1 Z_1 K_2}{(Z_1 + Z_2)}, \quad (1.27)$$

$$S = (K_1(Z_1+Z_2)(-K_2+1))/(Z_1(-K_1 K_2+1)+Z_2). \quad (1.28)$$

Для схемы рис. 1.7,д справедливо  $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$ , и действительно условие настройки  $\mu_1 = \mu_2 = 1$ :

$$S = \frac{Z_1(K_1(1 - K_3) + K_2 + K_3) + Z_2(K_1 + K_2 + K_3)}{Z_1(K_2 + 1) + Z_2}. \quad (1.29)$$

Преодолению отмеченных выше сложностей сопутствующих реализации структурных схем посвящена работа [155], в которой излагаются

основы структурного метода анализа и синтеза электрических цепей автоматических устройств.

**Обобщенный структурный метод анализа и синтеза электрических цепей автоматических устройств.** В работе [155] предложен метод построения электрической цепи по передаточной функции: с числовыми коэффициентами и коэффициентами, записанными в развернутом виде (с обозначением каждого параметра). По заданной функции реализуется структурная схема, на основе которой происходит синтез цепи.

При построении структурной схемы ПСФ предварительно должна быть приведена к определенной структурной форме. Первой операцией этого приведения является преобразование ПСФ к такому виду, при котором одно из слагаемых знаменателя становится равным единице. После этого производится группировка слагаемых числителя, с целью выделения произведений операторов прямых трактов, и слагаемых знаменателя, с целью выделения произведений операторов контуров. На основе выделенных слагаемых строятся структурная, структурно-топологическая и топологическая схемы ЛЭЦ, а затем по полученным схемам – принципиальные схемы.

Для построения структурно-топологической схемы сначала выделяются слагаемые ПСФ, определяющиеся прямыми трактами и парами ветвей, и строится топологическая схема. Затем в нее вводятся дополнительные связи, определяющиеся слагаемыми, представляющими особые прямые тракты и контуры. Построение схемы пассивной электрической схемы производится на основе следующей формулы, полученной из формулы

$$S = \frac{\sum_{l=1}^m (1)_{T_1}^{\gamma} \prod T_1 \Delta_{T_1}^* + \sum_{l=1}^{m^2} (-1)_{OT_1}^{\gamma} \prod OT_1 \Delta_{OT_1}^*}{\Delta_T^* + (-1)_{OK_1}^{\gamma+1} \prod OK_1 \Delta_{OKT}^* + \sum (-1)(-1)_{2OK}^{\gamma} \prod 2OK \Delta_{O2OKT}^*}, \quad (1.30)$$

где  $\prod OT$  – произведение операторов  $l$ -го особого тракта;  $\Delta_{OT_1}^*$  – знаменатель участка структурно-топологической схемы, независимого от  $l$ -го особого тракта;  $\gamma_{2OKl}$ ,  $\gamma_{3OKl}$  – числа изменений знака в  $l$ -м особом тракте и в  $l$ -м особом контуре;  $\prod 2OK$ ;  $\prod 3OK$  – произведения операторов соответственно двух и трех независимых особых контуров;  $\Delta_{2OKT}^*$ ;  $\Delta_{3OKT}^*$  – знаменатели передаточных функций участков топологической схемы, независимых от двух и трех особых контуров;  $\gamma_{2OK}$ ,  $\gamma_{3OK}$  – числа изменений знака в двух и

трех особых контурах;  $\Delta_T^*$  – знаменатель передаточной функции топологической схемы, определяемый по формуле.

Этот метод синтеза наиболее успешно применяется при построении электрических схем из вычислительных устройств. При построении электрических цепей из других элементов необходимо применять метод проб, поскольку по заданной ПСФ нельзя сказать, какого типа электрическая цепь может быть по ней построена. В работе [155] предложены методы определения критериев подобия по ПСФ, структурной, структурно-топологической и топологической схемам. Эти методы дают возможность найти простые приемы составления уравнений для расчета параметров синтезируемой цепи. Синтез ЛЭЦ по передаточным функциям, записанным в развернутом виде, обеспечивает решение задачи построения электрических моделей по передаточным функциям объектов моделирования.

Также в работе [155] предлагаются методы, обеспечивающие формализацию приемов построения принципиальной схемы ЛЭЦ по ее структурной схеме. В зависимости от вида структурной схемы, возможно построить по ней пассивную ЛЭЦ, ЛЭЦ с разветвляющимися усилителями или, наконец, ЛЭЦ составленную из вычислительных устройств. Если структурная схема обладает структурной особенностью пассивной цепи или преобразуется к такому виду, при котором эта особенность соблюдается, то по ней может быть построена пассивная ЛЭЦ. Если структурной особенностью пассивной ЛЭЦ обладают лишь отдельные участки структурной схемы, то ЛЭЦ, построенная по ней, должна содержать развязывающие усилители.

Приводится формальный прием построения схемы набора задачи на электронной модели по структурной схеме, который состоит в замене звеньев структурной схемы соответствующими вычислительными блоками и ее суммирующих узлов суммирующими блоками. Знакоинвертирующие блоки вводятся в построенную таким образом схему набора на основании следующего правила: если при обводе контура или прямого тракта структурной схемы встречается четное или нечетное число изменений знака, то в соответствующем контуре или соответствующем прямом тракте схемы набора задачи должно быть четное или нечетно число знакоинвертирующих блоков. Масштабные блоки рекомендуется включать таким образом, чтобы

контурные произведения коэффициентов схемы набора задачи и произведения коэффициентов ее прямых трактов остались неизменными. При этом критерии подобия модели не изменятся, а отдельные ее блоки могут быть поставлены в режим работы с наибольшей точностью.

Таким образом, переход от структурных схем к схеме замещения цепи с помощью существующих методов является эвристической процедурой и требует значительного опыта проектировщика. Кроме того, полученный результат, как правило, будет соответствовать исходной структурной схеме только при выполнении определенных условий согласования параметров (условий настройки). Необходимы методы, позволяющие перейти от известных структурных схем к ЛЭЦ, созданным на современной элементной базе, и обеспечивающие сохранение качеств и характеристик исходных структур без применения условий настройки.

**Второй задачей диссертации** является разработка методики реализации структурных схем на основе транскондуктивных усилителей.

### 1.5. Допусковый анализ в синтезе электрических цепей

**Анализ и синтез допусков.** Точность и надежность работы электронной аппаратуры и ее элементов определяются совокупностью электрических и конструктивных параметров и их погрешностями. Параметры схем и конструкций прямым или косвенным путем связаны со свойствами материалов и процессов, протекающих в них. Таким образом, любой параметр изделия можно выразить, с одной стороны, через параметры материала, а с другой – через определенную функциональную связь, которая выражает внутреннюю организацию структуры [126].

Допуск параметра  $\chi$  можно полностью определить одной из следующих совокупностей величин: а) верхней  $\chi_в$  и нижней  $\chi_н$  границ; б) номинального значения  $\chi_0$ , верхнего  $\Delta\chi_в = \chi_в - \chi_0$  и нижнего  $\Delta\chi_н = \chi_н - \chi_0$  абсолютных интервалов; в) номинального значения  $\chi_0$ , верхнего  $\delta(\chi_в) = \chi_в - \chi_0$  и  $\delta$  нижнего  $(\chi_н) = \chi_н - \chi_0$  относительных интервалов.

Для расчетов параметров элементов ЛЭЦ преимущественно используются относительные погрешности. Градации параметров в рядах элементов определены стандартами на ряды предпочтительных чисел. Эти ряды построены по геометрической прогрессии, поэтому относительные

значения погрешностей параметров являются наиболее удобными, так как их значения сохраняются одинаковыми, как и знаменатель прогрессии, для всего ряда значений параметров [178].

Известные методы расчета позволяют выполнять анализ и синтез допусков. Анализ состоит в том, что по известным погрешностям первичных параметров вычисляют допуск выходного параметра. Эта задача имеет единственное решение. Синтез состоит в том, что по заданному допуску выходного параметра вычисляют допуски первичных параметров. Эта задача имеет множество решений. Неформальные приемы синтеза сводятся к перебору вариантов или «синтезу через анализ». Суть его состоит в том, что вначале намечается «первоначальный» вариант. Этот вариант вычисляется известными методами анализа. Результаты сравниваются с заданными значениями. Если между заданными и полученными значениями имеется существенная разница, то намечается другой вариант решения с учетом выбора «первоначального» и т.д. таким образом, методом последовательных приближений и решается задача.

**Расчет допусков методом наихудшего случая.** При расчете допусков методом наихудшего случая считают, что все первичные параметры могут иметь только два значения – либо максимальное, либо минимальное в наихудших сочетаниях. При этом выходной параметр получает предельное значение – либо максимальное, либо минимальное. Поэтому метод называют также предельным или методом максимума – минимума.

Достоинство метода наихудшего случая – простота расчетов. Однако результаты расчетов дают завышенные значения допусков, так как практически предельные величины погрешностей параметров встречаются значительно реже, чем средние. Метод является детерминированным, он не учитывает вероятностный характер параметров. Метод применяют обычно для расчета допусков при единичном и мелкосерийном производстве.

**Вероятностный метод расчета допусков.** Основан на предположении, что все параметры являются случайными величинами или функциями. Этот метод, по сравнению с методом наихудшего случая, позволяет назначать более широкие допуски на первичные параметры при одинаковых допусках на выходной параметр. При этом имеется некоторая вероятность выхода параметров за пределы допуска. Чтобы исключить поставки потребителям

изделий с отклонениями параметров больше допустимых, должны быть предусмотрены дополнительные технологические операции. Применение метода наиболее эффективно к ЛЭЦ серийного и массового производства.

Случайные погрешности параметров электронной аппаратуры можно описать законами их распределения или числовыми характеристиками (моментами распределения). Вероятностны характеристики погрешностей во многих случаях не известны и могут быть получены только экспериментально, что связано с определенными затратами.

Для расчетов допусков обычно пользуются методом моментов. Сущность этого метода состоит в том, что по известным моментам (числовым характеристикам) распределений первичных параметров с помощью вероятностной функции вычисляют моменты выходного параметра. Затем, делая некоторые предположения относительно вида законов распределения выходного параметра, «восстанавливают» его с учетом вычисленных моментов. Исходя из заданной вероятности выхода годных, назначается допуск на выходной параметр.

При расчете допусков вероятностным методом необходимо учитывать взаимную зависимость между первичными параметрами. Эта зависимость в электрорадиоэлементах может быть обусловлена как конструктивными факторам, так и особенностями процесса производства.

Таким образом, существующие методы определения погрешностей преобразования и допусков элементов ЛЭЦ связаны с применением сложных математических операций (расчет производных высокого порядка, разложение в ряд Тейлора и т.д.), что в случае сложных ЛЭЦ с большим количеством элементов существенно затрудняет допусковый анализ.

При этом получение приемлемых численных допусков не обеспечивает наилучшей эффективности процесса изготовления спроектированного изделия и зачастую требует дальнейшей оптимизации допусков на параметры элементов. Оптимизация допусков проводится с целью установления совокупности значений каждого конструктивного параметра по заданному теоретически обоснованному критерию. То есть, задача допускового анализа является по сути многовариантной.

Представление значений погрешностей преобразования, а также допусков элементов в аналитическом виде может помочь избежать

необходимости многократных повторных расчетов и позволит оценить как влияние изменения параметров этих элементов на номинальный коэффициент передачи, так и влияние на них изменения самого коэффициента передачи [94]. Однако методика получения символьных выражений для определения погрешности преобразования и допусков ЛЭЦ использующая преимущества схемного подхода до сих пор не создана.

Таким образом, **третьей задачей диссертации** является разработка методики получения общих аналитических выражений, позволяющих рассчитать погрешности преобразования ЛЭЦ и допуски на параметры элементов, не прибегая к многократному анализу схемы.

### 1.6. Выводы

Таким образом, в первой главе были обоснованы и сформулированы задачи диссертационной работы, проведен обзор наиболее распространенных методик синтеза и допускового анализа электрических цепей.

Анализ литературы посвященной синтезу ЛЭЦ позволил определить направление исследований диссертационной работы. В то время как вопросы аппроксимации характеристик ЛЭЦ достаточно полно изучены, общей теории структурного синтеза электрических цепей, несмотря на большое число публикаций, до сих пор не создано. Большинство известных методов синтеза требуют представления аппроксимированной функции в виде промежуточной избыточной математической модели (матрицы коэффициентов, графа, структурной схемы или множества структурных чисел). Промежуточные математические модели требуют затрат на их построение и ограничивают допустимый набор схемных элементов. Избыточность таких моделей обуславливает появление дубликаций – равных по величине, но противоположных по знаку подобных членов, в формируемых выражениях. Избыточные операции вычитания увеличивают погрешность при вычислениях.

Многие традиционные методы синтеза основаны на использовании базовых моделей (две формы Фостера, две формы Кауэра, симметричная Т-перекрытая схема с постоянным характеристическим сопротивлением, скрещенная (мостовая) схема с постоянным входным сопротивлением, схема полной или усеченной топологической структуры, обобщенные модели  $ARC$ –



цепей и т.д.), определяющих структуру реализуемой схемы. Кроме того, почти все известные методы приводят нас к некоторым частным структурам реализации цепей, в лучшем случае к частным классам структур. Другой проблемой является привязанность большинства методов к определенной элементной базе.

Таким образом, эффективной формализованной методики структурного синтеза ЛЭЦ, позволяющей реализовать на произвольной элементной базе полное множество эквивалентных схем на основе заданной схемной функции, минуя использование промежуточных моделей, и обеспечить выбор оптимальных структур, до сих пор не создано. Разработка такой методики является **первой задачей диссертации**, и ее целесообразно решать на основе схемного подхода В. Фойснера, поскольку отказ от промежуточной математической модели открывает новые возможности для структурного синтеза. Наиболее полно схемный подход развит в МСО.

В проектировании ЛЭЦ для эскизного анализа и синтеза принципов схемной реализации схем часто используются структурные схемы. При этом переход от структурных схем к схеме замещения цепи является эвристической процедурой и требует значительного опыта проектировщика. Кроме того, полученный результат, как правило, будет соответствовать исходной структурной схеме только при выполнении определенных условий согласования параметров (условий настройки). Необходимы методы, позволяющие перейти от известных структурных схем к ЛЭЦ, созданным на современной элементной базе, и обеспечивающие сохранение качеств и характеристик исходных структур без применения условий настройки.

**Второй задачей диссертации** является разработка методики реализации структурных схем ЛЭЦ на основе транскондуктивных усилителей.

Анализ опубликованных методов синтеза свидетельствует о том, что большинство из них оперируют с ограниченным числом структур. В результате, большая часть структур не применяется и их возможности не изучены. Топологические преобразования, инвариантные относительно параметров или части параметров исходной схемы, являются эффективным средством расширения классов эквивалентных электрических цепей, синтеза новых и оптимизации существующих схем. Однако применение известных преобразований не позволяет получить полного класса схем, инвариантных к

ССФ, и может привести к изменению элементной базы или возникновению сложных управляющих связей. Для получения полного множества структур, эквивалентных реализованной схеме по ССФ, необходимы новые преобразования, разработка и применение которых как для синтеза, так и для структурной оптимизации является **третьей задачей диссертации**.

Одним из важнейших показателей при анализе эквивалентных реализаций для выбора оптимальной служит устойчивость цепи и ее чувствительность к изменениям параметров пассивных и активных компонентов. Следовательно, желательно, чтобы методика структурного синтеза дополнялась эффективным аналитическим алгоритмом анализа влияния допусков элементов на коэффициент преобразования ЛЭЦ. Представление значений погрешностей преобразования, а также допусков элементов, в аналитическом виде может помочь избежать необходимости многократных повторных расчетов и позволит оценить как влияние изменения параметров этих элементов на номинальный коэффициент передачи, так и влияние на них изменения самого коэффициента передачи. Однако до сих пор не создана методика получения символьных выражений для определения погрешности преобразования и допусков ЛЭЦ на основе схемного подхода.

Таким образом, **четвертой задачей диссертации** является разработка общих аналитических выражений, позволяющих рассчитать погрешности преобразования ЛЭЦ и допуски на параметры элементов, не прибегая к многократному анализу схемы.

## ГЛАВА 2. СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО ИХ СХЕМНЫМ ФУНКЦИЯМ

Во втором разделе диссертационной работы решается *первая задача* диссертации – разработка на основе метода схемных определителей методик структурного синтеза электрических цепей по их символьным и полиномиальным схемным функциям.

### 2.1. Основы метода схемных определителей

**Формулы выделения параметров.** В основе МСО лежат формулы Фойснера для выделения параметров двухполюсных элементов [205, 206] и их обобщения [105, 109, 111, 129, 167, 170, 208].

В схемно-алгебраической форме формулы Фойснера имеют вид [63]:

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right|_R = R \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right| \quad (2.1) \quad \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right|_g = g \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right| + \left| \begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ \text{---} \end{array} \right| \quad (2.2)$$

В общем случае произвольный параметр может быть выделен с помощью следующего выражения [63]:

$$\Delta = \chi \Delta(\chi \rightarrow \infty) + \Delta(\chi = 0), \quad (2.3)$$

где  $\chi_i \in \{R, g, K, G, H, B\}$ ;  $\Delta(\chi \rightarrow \infty)$  – определитель первой производной схемы, полученной из исходной схемы в результате присвоения параметру  $\chi$  значения, стремящегося к бесконечности (сопротивление удаляется, проводимость заменяется на схеме идеальным проводником (стягивается), управляемые источники УИ заменяются на нулоры [190]);  $\Delta(\chi = 0)$  – определитель второй производной схемы, которая образована в результате нейтрализации выделяемого элемента, то есть принятия  $\chi = 0$  (сопротивление стягивается, проводимость удаляется, УИ нейтрализуется).

В качестве определителей будем рассматривать символьные определители, то есть аналитические выражения, в которых все параметры схемы представлены символами, а не числами [167, 170].

При замещении УИ его управляемая и управляющая ветвь заменяются на норатор и нуллятор соответственно. При нейтрализации управляемая ветвь напряжения и ветвь управляющего тока стягиваются, а управляемая ветвь тока и ветвь управляющего напряжения удаляются.

Идеальный проводник и разомкнутая ветвь являются частными случаями включения нуллора. Идеальный проводник эквивалентен однонаправленному параллельному соединению норатора и нуллатора, а разомкнутая ветвь – их встречному последовательному соединению. При изменении направления норатора или нуллатора знак определителя схемы, содержащей эти элементы, изменяется на противоположный.

Если конденсаторы задать емкостными проводимостями  $pC$ , а индуктивности – индуктивными сопротивлениями  $pL$ , то результатом разложения символьного определителя схемы по формулам (2.1)–(2.3) становится выражение, не содержащее дробей, что делает его простым и удобным в рассмотрении.

Элементы по формуле (2.3) выделяются рекурсивно до тех пор, пока не будет получена простейшая схема, определитель которой выводится из закона Ома (например, разомкнутое сопротивление или проводимость (рис. 2.1,а и б), замкнутое на себя сопротивление или проводимость (рис. 2.1,в и г), два несоединенных узла (рис. 2.1,д), одиночный узел (рис. 2.1,е), контур с нуллором (рис. 2.1,ж), разомкнутая ветвь с норатором и нуллором (рис. 2.1,з), контур с УИ (рис. 2.1,и–м)).

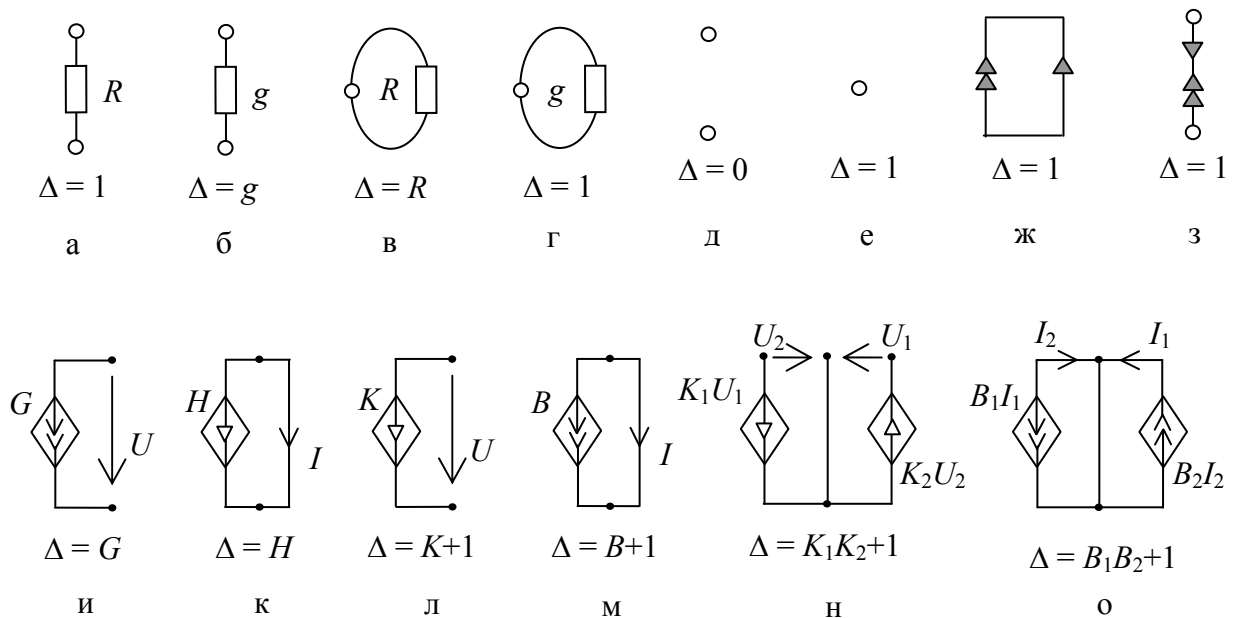


Рис. 2.1. Простейшие схемы и их определители

К описанному базису простейших схем целесообразно также добавить схемы на рис. 2.1,н и рис. 2.1,о, состоящие из двух контуров с ИНУН или

ИТУТ соответственно, так как нейтрализация одного из УИ приводит к получению схемы-узла. Аналогичным свойством обладают обобщения этих схем, которые состоят из  $m$  контуров с УИ ( $m > 2$ ) и имеют определители  $\Delta = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_m + 1$  и  $\Delta = B_1 \cdot B_2 \cdot \dots \cdot B_m + 1$  соответственно.

**Вырождение схем.** В системном определителе (матрице) схемы возможно появление строк, которые состоят из элементов, равных нулю. Соответствующая этому определителю схема называется вырожденной. Таким образом, определитель вырожденной схемы тождественно равен нулю. С физической точки зрения принимается, что вырожденной является схема, в которой развиваются бесконечно большие токи и напряжения или значения токов и напряжений оказываются неопределенными [109]. Так, внутренние сопротивления управляемой ветви напряжения и ветви управляющего тока равны нулю, поэтому в контуре, содержащем только управляемые ветви напряжения и ветви управляющих токов, создается бесконечно большой ток. С другой стороны, внутренние проводимости управляемой ветви тока и ветви управляющего напряжения равны нулю, поэтому на элементах сечения, образованного только управляемыми ветвями тока и ветвями управляющих напряжений, появляются бесконечно большие значения напряжений.

МСО предоставляет возможность устанавливать вырожденность схемы непосредственно по ее структуре и составу элементов во избежание излишних выкладок [109, 167, 170]. Ниже приведены условия вырождения схемы и нейтрализации элементов при замыкании и размыкании ветвей (табл. 2.1) и в контурах и сечениях (табл. 2.2).

Таблица 2.1. Условия вырождения схемы и нейтрализации элементов при замыкании и размыкании ветвей

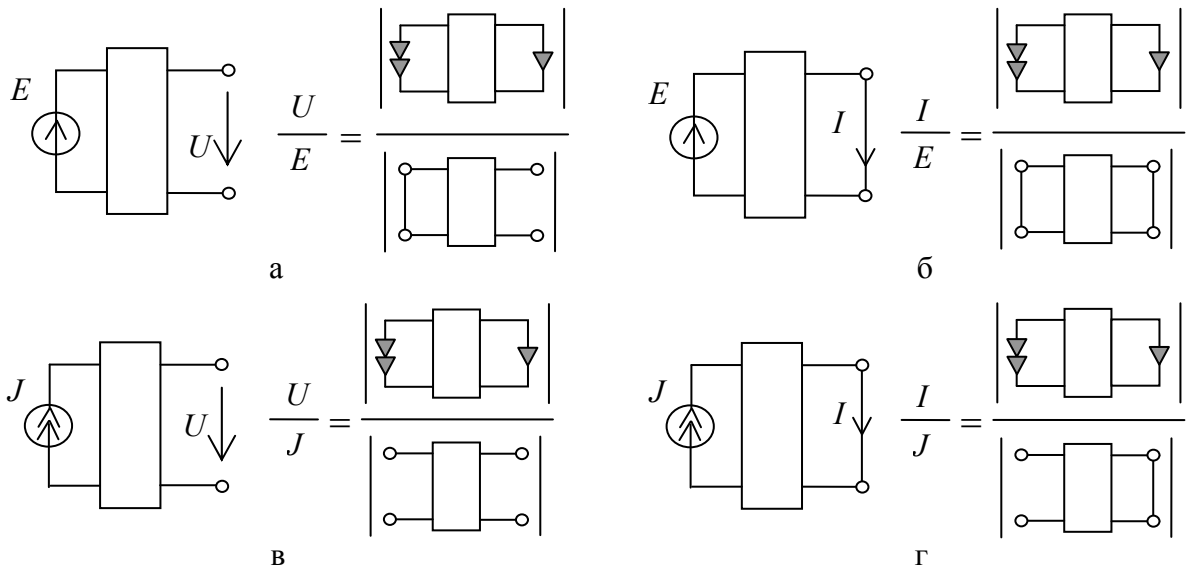
Элемент схемы	Петля	Разомкнутая ветвь
Сопротивление	Выделение	Нейтрализация
Проводимость	Нейтрализация	Выделение
Управляемая ветвь напряжения	Вырождение	Нейтрализация
Ветвь управляющего тока	Вырождение	Нейтрализация
Управляемая ветвь тока	Нейтрализация	Вырождение
Ветвь управляющего напряжения	Нейтрализация	Вырождение
Норатор	Вырождение	Вырождение
Нуллатор	Вырождение	Вырождение

Таблица 2.2. Следствия нахождения элементов схемы в контурах и сечениях

Элемент схемы	Инцидентность элемента			
	контур		сечению	
	из управляемой ветви напряжения или норатора	из ветви управляющего тока или нуллатора	из управляемой ветви тока или норатора	из ветви управляющего напряжения или нуллатора
Сопротивление	—		Стягивание	
Проводимость	Удаление		—	
Управляемая ветвь напряжения	Вырождение	—	Стягивание	—
Ветвь управляющего тока	—	Вырождение	—	Стягивание
Управляемая ветвь тока	Удаление	—	Вырождение	—
Ветвь управляющего напряжения	—	Удаление	—	Вырождение
Норатор	Вырождение	—	Вырождение	—
Нуллатор	—	Вырождение	—	Вырождение

**Схемно-алгебраические формулы получения ССФ.** Любая схемная функция может рассматриваться как отношение  $N/D$  [190]. Числитель  $N$  здесь является определителем схемы, в которой независимый источник и ветвь искомого отклика замещаются нуллом, а знаменатель  $D$  – определителем схемы с нейтрализованными входом и выходом.

На рис. 2.2 эти правила проиллюстрированы схемно-алгебраическими формулами (САФ) для шести известных схемных функций: коэффициента передачи по напряжению (рис. 2.2,а), передаточного сопротивления (рис. 2.2,б), передаточной проводимости (рис. 2.2,в), коэффициента передачи по току (рис. 2.2,г), входных проводимости (рис. 2.2,д) и сопротивления (рис. 2.2,е) соответственно [170].



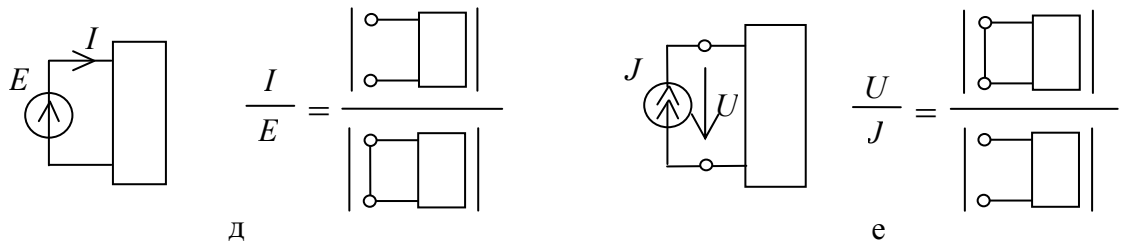


Рис. 2.2. Схемно-алгебраические формулы символьных схемных функций

## 2.2. Алгоритм восстановления электрических цепей по их символьным схемным функциям и его программная реализация

**Алгоритм восстановления ЛЭЦ по ССФ.** Формулы Фойснера (2.1)–(2.2) являются ключом не только к решению задачи анализа и диагностики ЛЭЦ, но и к решению обратной задачи – восстановления схемы на основе ее определителя. Успешное восстановление схемы по заданному выражению определителя открывает новые возможности для структурного синтеза ЛЭЦ.

Предлагаемый алгоритм восстановления схемы по ССФ основан на повторной частичной свертке знаменателя схемной функции до получения простейшей схемы и последующего ее наращивания до искомой схемы [50, 51, 54, 60]. Порядок выделения элементов произвольный. Исходным выражением для работы алгоритма является развернутое выражение определителя, в котором раскрыты все скобки.

Пусть  $N_n/D_n$  – символьная схемная функция, на основе которой требуется реализовать схему, состоящую из  $n$  элементов:  $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_m, \chi_n$  (сопротивление, проводимость или УИ).

1. Выделить параметр  $\chi_1$  из знаменателя ССФ. Результатом станут выражения:  $D_{(n-1)a}$ , соответствующее схеме с определителем  $D_n$ , в которой, согласно (2.3),  $\chi_1 \rightarrow \infty$ , и  $D_{(n-1)b}$ , соответствующее схеме с определителем  $D_n$ , в которой  $\chi_1=0$ . Для дальнейшей работы алгоритма рекомендуется выбирать выражение, содержащее большее число невыделенных параметров. Продолжать выделение параметров  $\chi_2, \chi_3, \dots, \chi_m$  до тех пор, пока не будет получена формула  $D_{(n-m)}$ , соответствующая определителю простейшей схемы.

2. Реализуется перебор всех возможных вариантов подключения элементов, выделенных на шаге 1, к простейшей схеме, соответствующей определителю  $D_{(n-m)}$  (рис. 2.1). Всего используются два способа подключения: перебор всех возможных вариантов с расщеплением узлов и

перебор всех пар узлов. Элементы последовательно подключаются в порядке, обратном порядку их выделения на предыдущем шаге:  $\chi_m, \dots, \chi_2, \chi_1$ . Определитель каждой схемы, полученной в результате включения элемента  $\chi_i$ , сравнивается с соответствующим выражением  $D_{(n-m+i)}$ , полученном на шаге 1 при выделении этого элемента, и если они не равны, то полученная структура считается ошибочной, если совпадают, то верной. Новые элементы следует подключать только к верным схемам до тех пор, пока не будет получено множество схем, инвариантных относительно выражения  $D_n$ .

3. К каждой схеме из полученного на предыдущем шаге множества структур, инвариантных относительно  $D_n$ , подключаются норатор и нуллятор всеми возможными способами. Определитель каждой невырожденной схемы, образованной в результате подключения элементов нуллора, сравнивается с выражением  $N_n$ , если они не равны, то схема считается неверной, если равны, то верной. Во множестве полученных верных схем нораторы заменяются на независимые источники ЭДС или тока, а нуллаторы на ветви искомого отклика по току или по напряжению, в соответствии с видом заданной ССФ.

Если существует хотя бы одна схема, соответствующая заданной ССФ, она будет получена в результате выполнения алгоритма. Если существует множество эквивалентных схем, инвариантных относительно заданной схемной функции, то все они также будут синтезированы. Предложенный алгоритм реализован Ю.В. Токаревым в программе SymSin [56].

Ниже обсуждаются два способа подключения элементов [55]: 1) перебор всех возможных вариантов с расщеплением узлов; 2) перебор всех пар узлов.

**Перебор всех возможных вариантов с расщеплением узлов.** Обусловлен заменой элемента идеальным проводником с последующим его стягиванием – объединением узлов (формулы (2.1) и (2.2)). Таким образом, обратный процесс подключения элемента должен сопровождаться расщеплением одного из имеющихся узлов  $a$  на два:  $a_1$  и  $a_2$ . Обозначим  $A$  множество элементов, соединенных с расщепляемым узлом  $a$ ,  $|A|=k$ . Необходимо рассмотреть каждое подмножество (всего  $2^k$  подмножеств) множества  $A$  ( $B \subset A$ ) путем замены у элементов  $B$  узла  $a$  на узел  $a_1$ . У оставшихся элементов  $A \setminus B$  узел  $a$  заменяется на узел  $a_2$ . На рис. 2.3,а и рис. 2.3,в, показаны примеры расщепления узла и подключения двухполюсника и управляемой ветви напряжения УИ соответственно. Испытываемый элемент



$X_i$  подключается между узлами  $a_1$  и  $a_2$ . Варианты расщепления при  $B=A$  показаны на рис. 2.3,б и рис. 2.3,г при подключении двухполюсника и ветви управляющего тока УИ  $X_i$ .

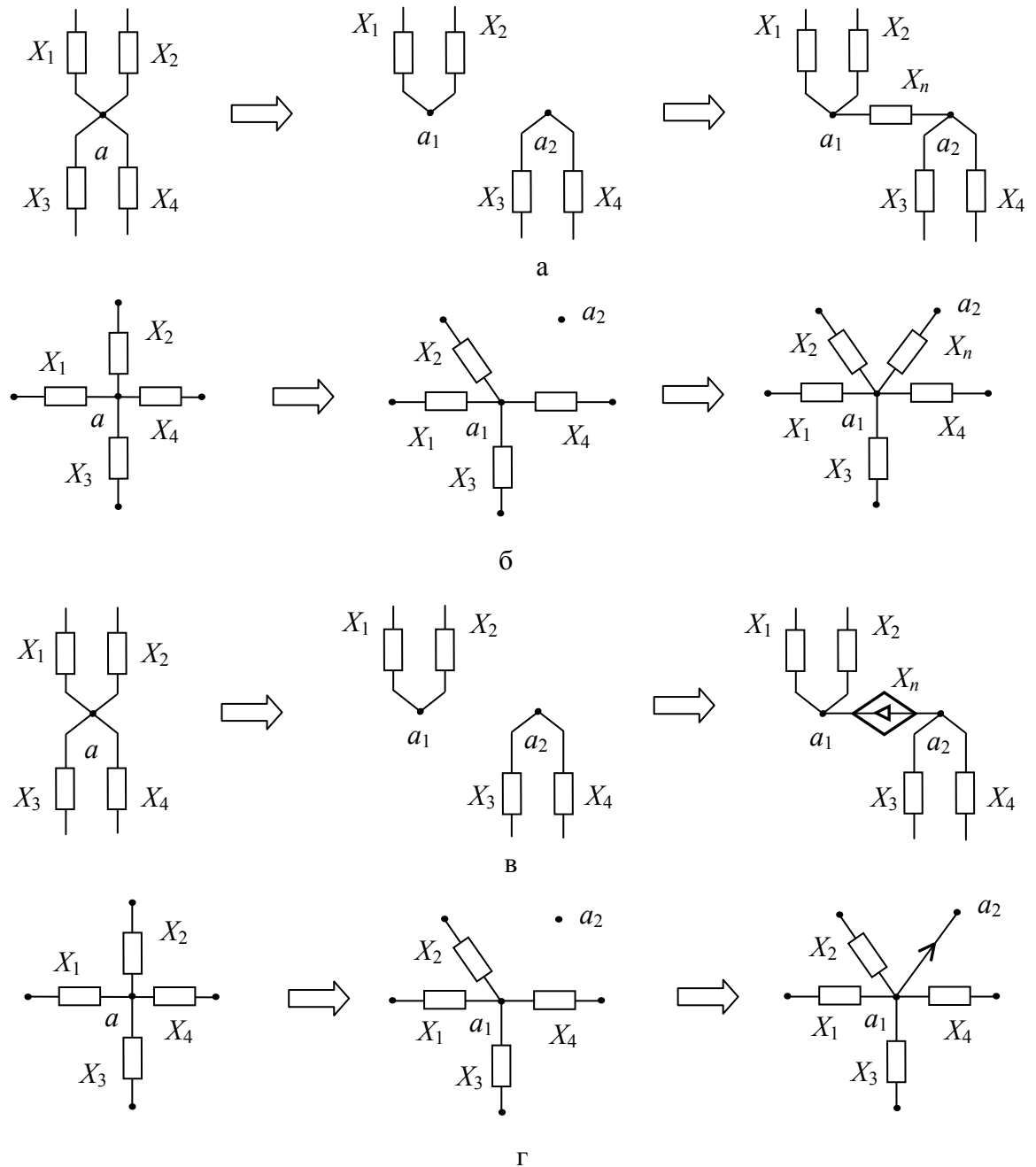


Рис. 2.3. Примеры подключения двухполюсника (а, б) и УИ (в, г)

**Перебор всех пар узлов.** При удалении элемента структура схемы относительно узлов остается неизменной (сохраняются старые и не добавляются новые узлы). Следовательно, при подключении элемента, который был удален, необходимо и достаточно перебрать все пары существующих узлов, которые он может соединять. Элемент может быть замкнут на узле, образуя петлю, потому учитываются пары, образованные

узлами с одинаковым номером. Например, пусть схема состоит из четырех узлов с номерами 1, 2, 3 и 4. Тогда добавляемый элемент может соединять пары узлов: (1, 1), (1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 2), (2, 3), (2, 4), (3, 3), (3, 4), (4, 4).

**Отсутствие в подвыражениях параметров, которые не были выделены.** В ходе разложения определителя возможны случаи, когда в полученных выражениях  $D_{(n-i)}$  отсутствует один или несколько параметров (множество  $\tilde{X} \subset X$ ), которые еще не были выделены из  $D_{(n-1)}, D_{(n-2)}, \dots, D_{(n-m)}$ . Это значит, что соответствующие элементы были соединены с некоторым элементом  $X_i$  таким образом, что при выделении  $X_i$  из схемы они оказались нейтрализованы. Поэтому для синтеза схемы  $D_{(n-1)}$  следует получить семейство схем  $D_{(n-2)}$ , в которых элементы из  $X$  будут подключены таким образом, что их наличие в схеме не будет влиять на выражение определителя. В табл. 2.2 даны следствия расположения элементов схемы в контурах и сечениях, учитывая которые, можно установить возможные причины отсутствия в подвыражениях параметров, которые не были выделены, и упростить процедуру структурного синтеза.

**Пример восстановления схемы по ее схемной функции.** Выполним восстановление схемы замещения операционного преобразователя [32] по заданному коэффициенту передачи по напряжению в полиномиальной форме

$$N = p^2(L_1 c_1(R_2 R_3 B_1(K_1 + 1) + R_1(-R_2 K_1 + R_3))), \quad (2.4)$$

$$D_8 = p^2(C_1(R_1(R_2 L_1 + R_3 L_1))) + p(R_2 R_3 K_1 c_1 R_1 - R_3 B_1 L_1 + C_1(R_1(R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4)) + (R_1 + R_2)L_1 + R_3 L_1) + (-R_3 B_1 R_4 + R_2 R_3 K_1 + (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_3 R_4) \quad (2.5)$$

Из выражений (2.4) и (2.5) следует, что искомая схема состоит из восьми элементов: ИНУН с параметром  $K_1$ , ИТУТ с параметром  $B_1$ , пяти сопротивлений  $R_1, R_2, r_1, r_2, pL_1$  и одной проводимости  $pC_1$ . Для выполнения алгоритма восстановления в (2.4)–(2.5) необходимо раскрыть скобки.

$$N = pC_1 pL_1 B_1 R_2 r_1 K_1 + pC_1 pL_1 B_1 R_2 r_1 + pC_1 pL_1 R_1 r_1 - pC_1 pL_1 K_1 R_1 R_2, \quad (2.6)$$

$$D_8 = -B_1 r_1 r_2 - B_1 r_1 pL_1 + K_1 r_1 R_2 R_1 pC_1 + K_1 r_1 R_2 + pC_1 R_1 R_2 r_1 + pC_1 R_1 R_2 r_2 + pC_1 R_1 R_2 pL_1 + pC_1 R_1 r_1 r_2 + pC_1 R_1 r_1 pL_1 + R_1 r_1 + R_1 r_2 + R_1 pL_1 + R_2 r_1 + R_2 r_2 + R_2 pL_1 + r_1 r_2 + r_1 pL_1. \quad (2.7)$$

На первом шаге алгоритма реализуется знаменатель ССФ. Для этого проведем повторную частичную свертку выражения (2.7) до получения простейшей схемы. Начиная с  $pC_1$ , получаем:

$$D_7 = -B_1 r_1 r_2 - B_1 r_1 p L_1 + K_1 r_1 R_2 + R_1 r_1 + R_1 r_2 + R_1 p L_1 + R_2 r_1 + R_2 r_2 + R_2 p L_1 + r_1 r_2 + r_1 p L_1. \quad (2.8)$$

Выделяем  $r_1$  и получаем:

$$D_6 = -B_1 r_2 - B_1 p L_1 + K_1 R_2 + R_1 + R_2 + r_2 + p L_1. \quad (2.9)$$

Выделяем  $B_1$ :

$$D_5 = K_1 R_2 + R_1 + R_2 + r_2 + p L_1. \quad (2.10)$$

Из  $D_5$  выделяем  $R_1$ :

$$D_4 = K_1 R_2 + R_2 + r_2 + p L_1. \quad (2.11)$$

Теперь из  $D_4$  выделяем  $p L_1$ , получаем

$$D_3 = K R_2 + R_2 + r_2. \quad (2.12)$$

Из  $D_3$  выделяем  $r_2$ :

$$D_2 = K_1 R_2 + R_2. \quad (2.13)$$

Наконец, из  $D_2$  выделяем параметр УИ и получаем  $D_1 = R_2$ .

Таким образом, в результате свертки выражения (2.7) был получен определитель простейшей схемы (рис. 2.4,а). Согласно шагу 2 предложенного алгоритма восстановления, к простейшей схеме подключаем элементы в порядке, обратном порядку их выделения на предыдущем шаге, сравнивая определители полученных схем на совпадение с выражениями (2.9)–(2.13). В ходе выполнения алгоритма при подключении элементов вероятно получение большого числа эквивалентных схем. Поскольку приводить здесь все возможные схемные решения нецелесообразно, для иллюстрации процесса восстановления на каждом этапе схемной реализации мы ограничимся изображением одной схемы из множества возможных.

Подключаем всеми возможными способами к простейшей схеме на рис. 2.4,а ИНУН и находим две схемы с одинаковым определителем, соответствующим выражению (2.13). Одна из этих схем изображена на рис. 2.4,б. Теперь к полученным схемам подключаем элемент  $r_2$  для реализации формулы (2.12). Очередное множество из двух схем удалось получить из правой схемы на рис. 2.4,б, одна из которых представлена на рис. 2.4,в. Подключаем к ним  $p L_1$  и находим шесть схем, инвариантных к определителю (2.11). На рис. 2.4,г изображена одна из них. Теперь проведем подключение элемента  $R_1$ . В результате получим множество из 12 схем с одинаковым определителем (2.10), одна из которых представлена на рис. 2.4,д.

Для реализации (2.9) к каждой из найденных 12 схем подключается элемент  $B_1$ , что приводит к получению неоднозначного решения из 66 схем.

На рис. 2.4,е приведена одна из них. В свою очередь, в каждую из синтезированных схем подключается  $r_1$ , результатом чего становится семейство из 50 схем, инвариантных относительно определителя (2.8), одна из которых изображена на рис. 2.4,ж. Наконец, подключение всеми возможными способами проводимости  $pC_1$  приводит к получению множества из 24 схем, соответствующих выражению (2.8), одна из которых представлена на рис. 2.4,з.

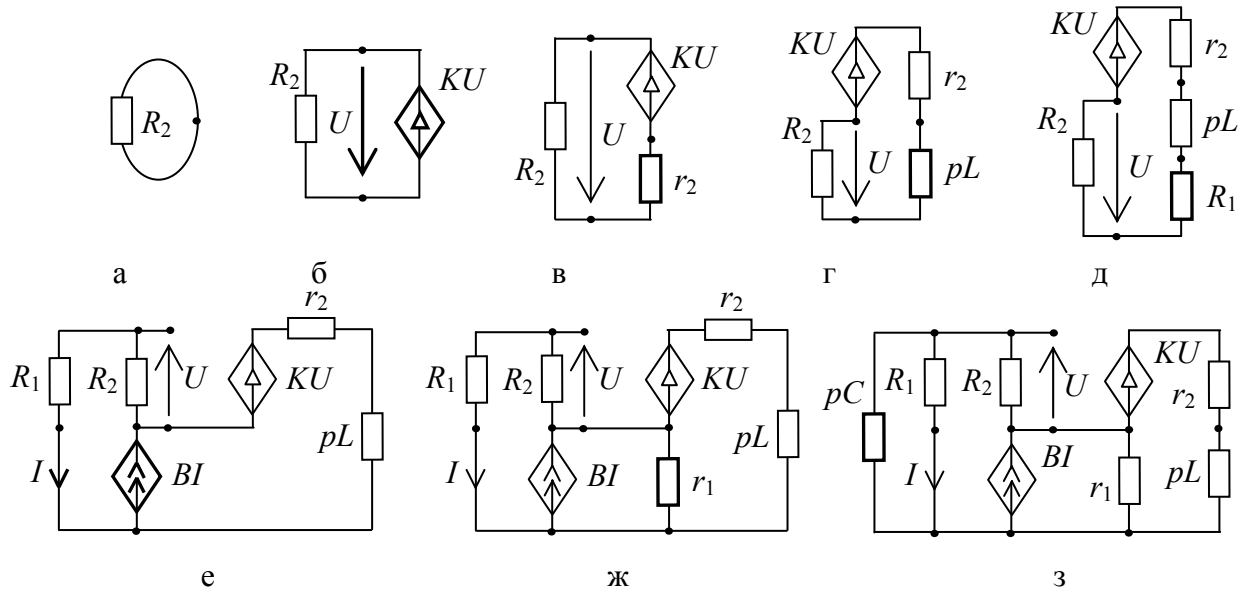


Рис. 2.4. Схемы, полученные в ходе восстановления выражений (2.7–2.13)

Теперь переходим к реализации схемы, соответствующей числителю ССФ (2.7). Для этого необходимо подключить всеми возможными способами ориентированный нулор к каждой из полученных 24 схем, сравнивая каждый раз определитель на совпадение с (2.7). Поскольку заданная ССФ представляет собой коэффициент передачи по напряжению, то, согласно схемно-алгебраической формуле на рис. 2.2,а, возможны следующие способы подключения нуллора: перебор всех возможных вариантов с расщеплением узлов для подключения норатора и перебор всех пар узлов для подключения нуллатора. После нахождения схемы, представленной на рис. 2.5,а, следует заменить нулор на независимый источник и ветвь искомого отклика по напряжению, как показано на рис. 2.5,б.

Алгоритм структурного синтеза завершен. Таким образом, мы осуществили структурный синтез множества схем, одна из которых изображена на рис. 2.5,б, инвариантных к заданной ССФ (2.7)–(2.8).

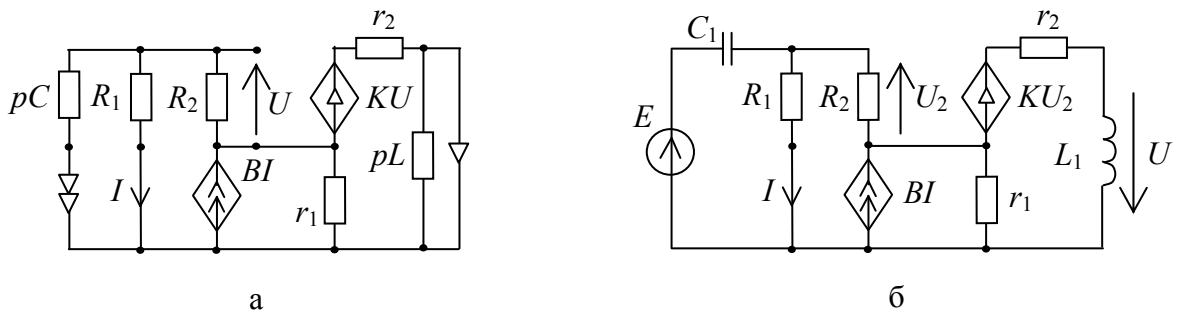


Рис. 2.5. Схемы, соответствующие выражению (2.7) (а) и ССФ (2.7)-(2.8) (б)

### Компьютерная реализация алгоритма восстановления.

Автоматизировать процесс восстановления схем по заданному выражению ССФ позволяют программы SymSin [56] (автор программы – Ю. В. Токарев). Программа написана на языке Delphi 7 [25]. Для нахождения определителя схемы в составе SymSin используется компьютерная программа символьного анализа и диагностики CirSymW, разработанная В. В. Филаретовым и входящая в систему схемотехнического моделирования SCAD, и свободно распространяется через Интернет (<http://intersyn.narod.ru>).

Состав программы: модуль структурного синтеза схем *SymSin.exe*; модуль графического интерфейса *SymSinW.exe* (рис. 2.6); динамическая библиотека по расчету определителей *CirToOut.dll*; файл настроек *SymSin.ini*.

Минимальные системные требования: процессор с тактовой частотой 1.8 ГГц, 64 Мб оперативной памяти, 8Мб свободного места на жестком диске, ОС Windows 98/2000/Me/XP.

Программа SymSin позволяет получить полное множество эквивалентных схем, инвариантных относительно символьной схемной функции. В зависимости от вида входных данных в программе предусмотрены следующие режимы работы: восстановление схем по заданному схемному определителю; восстановление схем по заданной передаточной характеристике; восстановление схем по заданной входной характеристике; восстановление полного множества схем эквивалентных заданной схеме.

Символьные выражения схемного определителя, числителя и знаменателя ССФ, которые могут быть заданы как в развернутом (бесскобочном) виде, так и в свернутом, вводятся в соответствующие многострочные рабочие поля программы. Программа автоматически удалит из введенных данных все символы, которые не являются буквами латинского

алфавита, цифрами, знаками сложения, умножения, или скобками. Пользователь может редактировать выражение, вставлять и копировать любые части выражения в буфер памяти. Также предусмотрена возможность загрузки символьного выражения из файла.

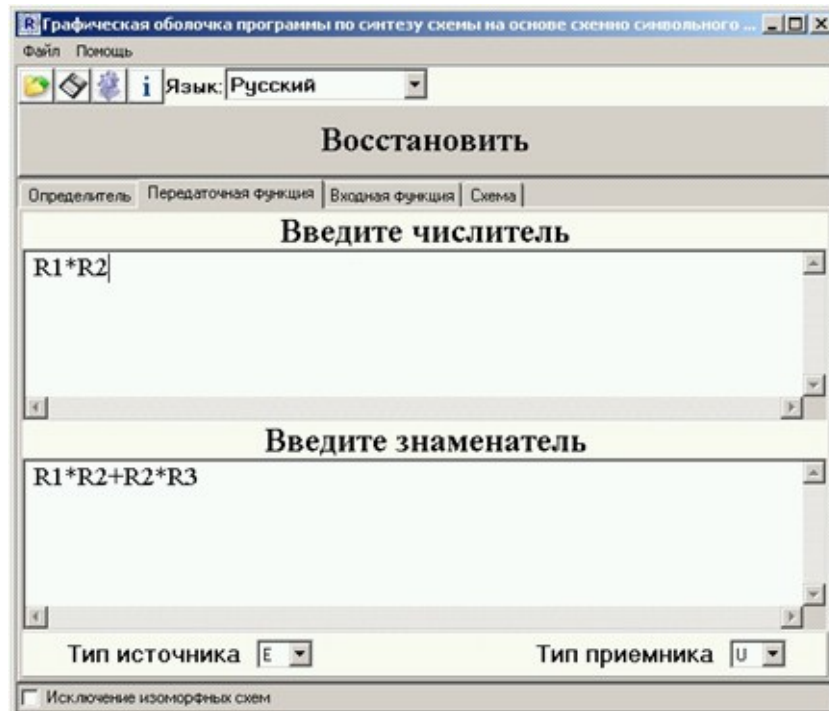


Рис. 2.6. Окно графической оболочки

Для получения множества эквивалентных структур по заданной схеме следует ввести ее в рабочее поле программы в формате *cir*-файла, то есть, в стандартном формате описания ЛЭЦ, принятом в программах Pspice-DesignLab [142]. Программа SymSin автоматически анализирует заданную схему и предлагает пользователю выбор характеристик, инвариантность которых должно обеспечивать восстановление.

Синтезированные в результате работы программы схемы сохраняются в формате *cir*-файлов, которые пригодны для дальнейшего использования в программах схемотехнического моделирования. Так, в системе SCAD реализована возможность графического отображения схем, полученных с помощью программы SymSin.

**Тестирование программы SymSin.** Было проведено тестирование разработанной программы восстановления ЛЭЦ по их ССФ [50, 63]. Тесты проводились на компьютере с конфигурацией: процессор: *Intel Pentium 4* с тактовой частотой 2,8 ГГц, оперативная память: 1024 Мб.

Программа *SymSin* была протестирована на полных пассивных схемах с 3–8 узлами (полные схемы с 5–7 узлами представлены на рис. 2.7, а–в). Результаты тестирования отражены в табл. 2.3.

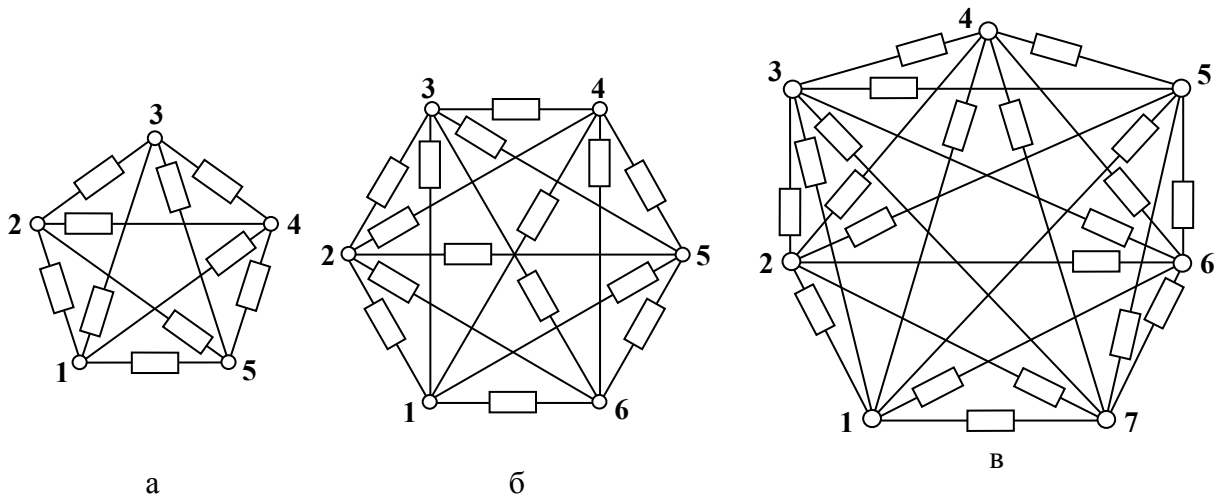


Рис. 2.7. Полные графы с пятью (а), шестью (б) и семью (в) узлами

Таблица 2.3. Результаты тестирования программы *SymSin* на полных пассивных схемах (рис. 2.7)

Кол-во узлов	Кол-во одночленов	Кол-во полученных схем	Время выполнения алгоритма, с	Время до нахождения первой схемы, с
3	3	1	1	1
4	16	1	1	1
5	125	1	1	1
6	1296	1	1	1
7	16807	1	6	1
8	262144	1	232	171

Представляет практический интерес тестирование программы на классических лестничных схемах (рис. 2.8, а) и цепных (рис. 2.8, б) [50, 166]. Результаты тестирования программы *SymSin* отражены в табл. 2.4. и табл. 2.5 соответственно.

Результаты тестирования программы *SymSin* показывают, что восстановление разреженных структур, анализ которых является наиболее простой задачей, оказывается значительно более трудоемким процессом, чем реализация полных схем. Связано это с тем, что в случае с разреженными структурами велико количество вариантов подключения элементов, которые необходимо рассмотреть. Дело в том, что лестничные и цепные схемы, а

также производные от них схемы содержат последовательно или параллельно соединенные двухполюсники. Перестановка таких элементов не отражается на выражении определителя, но структурно каждая такая перестановка приводит к получению новой схемы. При этом решение задачи восстановления схемы по заданной ССФ оказывается неоднозначным.

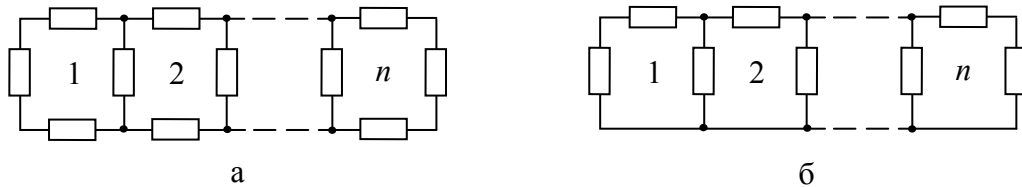


Рис. 2.8. Модели цепных (а) и лестничных (б) схем

Таблица 2.4. Результаты тестирования программы SymSin на лестничных схемах (рис. 2.8,а)

Кол-во звеньев	Кол-во одночленов	Кол-во полученных схем	Время выполнения алгоритма, с	Время до нахождения первой схемы, с
2	15	18	1	1
3	56	108	1	1
4	209	648	14	1
5	780	3888	41	1
6	2911	23328	830	1

Таблица 2.5. Результаты тестирования программы SymSin на цепных схемах (рис. 2.8,б)

Кол-во звеньев	Кол-во одночленов	Кол-во полученных схем	Время выполнения алгоритма, с	Время до нахождения первой схемы, с
4	55	8	1	1
5	144	16	1	1
6	377	32	4	1
7	987	64	25	1
8	2584	128	52	2
9	6765	256	307	5
10	17711	512	1784	18

Программа *SymSin* была протестирована на полных шести и семи узловых активных схемах с ИТУН. ИТУН подключались четырьмя различными способами, изображенными на рис. 2.9,а–в, и рис. 2.10. Результаты тестов описаны в таблице 2.6.



Таблица 2.6. Результаты тестирования программы SymSin  
на полных активных схемах

Тип схемы	Кол-во одночленов	Кол-во полученных схем	Время выполнения, с
Рис. 2.9,а	1740	2	11
Рис. 2.9,б	2868	2	32
Рис. 2.9,в	1628	2	11
Рис. 2.10	38118	2	520

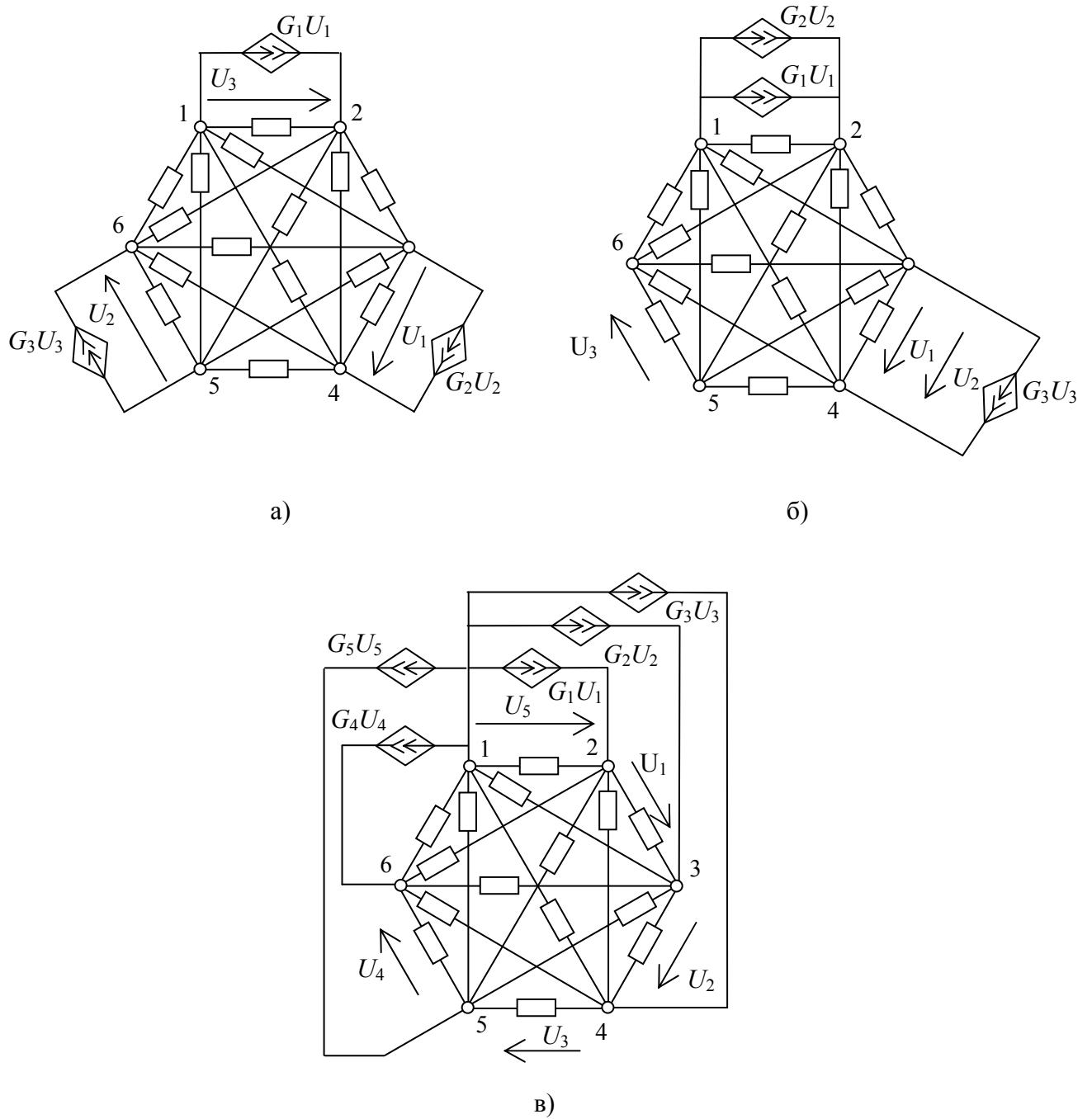


Рис. 2.9. Полные активные схемы на шести узлах

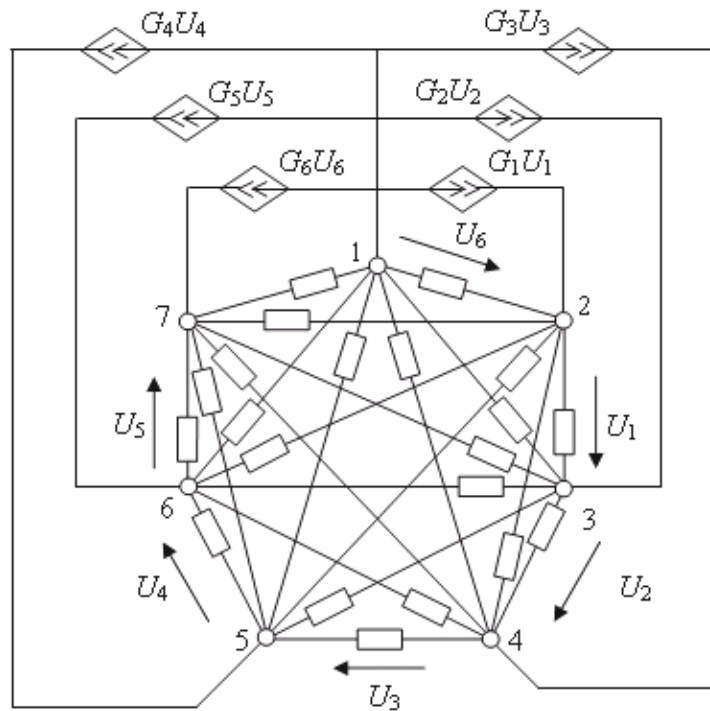


Рис. 2.10. Полная активная схема на семи узлах

### 2.3. Исключение изоморфных структур в процессе синтеза

**Установление изоморфизма порожденных структур.** При структурном синтезе электрических и электронных цепей требуется исключать из рассмотрения схемы, которые отличаются от полученных ранее лишь различным начертанием (нумерацией узлов) [67, 68]. Предложенный алгоритм восстановления ЛЭЦ на основе ССФ позволяет получить полное множество схем, которое во многих случаях может содержать структуры, образованные элементарными эквивалентными преобразованиями. Такие схемы можно считать изоморфными, в процессе восстановления их требуется исключать во избежание избыточности конечного результата и для выявления неизоморфных структур, представляющих практический интерес.

Для решения этой задачи предлагается использовать метод определения изоморфизма графов на основе распределения показателей участия их ребер. Метод установления реберного изоморфизма оперирует с неориентированными графами [165]. Структурой графа является линейное отображение схемы соединений элементов в ЛЭЦ. Все элементы схемы, как двухполюсники, так и многополюсники (ветви управляемых и управляющих ветвей УИ), представляются на графе ненаправленными дугами.

**Определение изоморфизма на основе распределения показателей участия их ребер.** Два графа  $G$  и  $G'$  изоморфны (или конгруэнтны), если существует взаимно однозначное соответствие между вершинами  $G$  и  $G'$  и взаимно однозначное соответствие между ребрами  $G$  и  $G'$ , сохраняющее соотношение инцидентности [174].

Алгоритмы установления изоморфизма [14, 103, 138] и другие позволяют сократить перебор по сравнению с полным перебором  $q!$  матриц (множеств) смежности, где  $q$  – число вершин испытываемых графов. Однако эти алгоритмы являются экспоненциальными по трудоемкости, что обусловлено значительной долей операций, типа прямого перебора. Так, для каждого из них может быть найдена пара графов, неизоморфизм которых устанавливается только в результате перебора [104]. Вычислительная трудоемкость задачи установления изоморфизма побуждает использовать в приложениях перечисление только неизоморфных графов, что более сложно методически [164].

Известен метод, основанный на недоказанном предположении *Улама* [165], который позволяет свести задачу установления изоморфизма исходных графов к задачам установления изоморфизма двух множеств из  $q$  графов меньшей размерности ( $q-1$  вершин). Эти графы образованы поочередным удалением вершин с инцидентными ребрами из исходных графов. Рекурсивное применение такой процедуры приводит к тривиальным графам.

В предлагаемом методе кроме удаления вершин и ребер при определении изоморфизма используется другое преобразование графа – стягивание ребра. Оно позволяет легко выявить ребра, имеющие изоморфное расположение. Операцию стягивания ребра будем обозначать нижним индексом (номером этого ребра) при символе исходного графа.

Для установления изоморфизма графов введем следующее предположение. Пусть графы  $G$  и  $G'$  имеют по  $n$  ребер  $i, i \in I$ , где  $I = \{1, 2, \dots, n\}$ . Для каждого  $i$  графы  $G_i$  и  $G'_i$  изоморфны тогда и только тогда, когда изоморфны первоначальные графы.

Таким образом, имея набор непомеченных графов  $G_i$ , можно утверждать, что любой граф с  $n$  ребрами, из которого, если стягивать каждый раз лишь по одному ребру, получаются указанные графы и только они,

изоморфен  $G$ . Следовательно, набор графов  $G_i$  несет полную информацию о графе  $G$ , то есть является его системой инвариантов.

Предложенная система инвариантов, подобно системе инвариантов *Улама*, является, по крайней мере в частных случаях, избыточной. Дело в том, что для идентификации некоторых промежуточных графов достаточно использовать их числовые характеристики, например число деревьев. Различие значений таких интегральных (в смысле [138]) характеристик позволяет выявить отличия в расположении вершин или подмножеств вершин испытываемых графов. Очевидно, применяя интегральные характеристики, можно исключить комбинаторно-логические операции, связанные со сравнительным анализом графов.

Систему инвариантов  $G = \{G_i, i \in I\}$  удобно задать набором интегральных характеристик  $T_i$ , где  $T_i$  – число деревьев графа  $G_i$ . Для исходного графа  $G$   $T_i$  является показателем участия  $i$ -го ребра, то есть числом деревьев, которые можно образовать на этом графе с участием ребра  $i$ . Количество деревьев находится как определитель целочисленной матрицы, полученной путем несложных преобразований матрицы инцидентий графа [134]. Указанный набор характеристик

$$G = \{T_i, i \in I\} \quad (2.14)$$

называют распределением показателей участия ребер (ПУР) графа  $G$  [68].

**Свойства показателей участия ребер.** Рассмотрим некоторые свойства ПУР и их распределений.

Свойство 1. ПУР ребер дерева одинаковы и равны единице.

Свойство 2. ПУР последовательно соединенных (то есть входящих в простую цепь [174]) ребер равны.

Свойство 3. ПУР кратных ребер равны.

Свойство 4. ПУР висячих ребер (мультиребер) графа одинаковы и равны числу его деревьев (мультидеревьев).

Под  $K$ -мультидеревом понимается подграф с двумя вершинами, содержащий  $K$  кратных ребер. В качестве ребер мультидерева используются мультиребра.

Свойства 1–4 вытекают из определения ПУР.

Свойство 5. Распределение ПУР графа  $G$ , образующего  $T$  деревьев, подчиняется соотношению:

$$\sum_{i=1}^n T_i = (q-1)T. \quad (2.15)$$

Рассмотрим полное (с повторениями) множество ребер  $R \supset I$ , участвующих в образовании множества помеченных деревьев графа  $G$ . Очевидно,  $|R| = (q-1)T$ . Последовательно удаляем элементы из множества  $R$ , начиная с  $T_1$  элементов, имеющих номер 1, и кончая  $T_n$  элементами с номером  $n$ . В результате получим  $R \equiv \emptyset$ . Это доказывает свойство 5. Обратим внимание на то, что формула (2.15) позволяет вычислить количество деревьев графа  $G$  с  $q$  вершинами, зная количества деревьев у  $n$  графов  $G_i$  ( $i \in I$ ), имеющих по  $q-1$  вершин.

Свойство 6. ПУР ребер полного графа равен  $2q^{q-3}$  [165].

Этот результат получается из формулы (2.14) с учетом того, что любые два ребра из  $q(q-1)/2$  ребер полного графа подобны, а также  $T = q^{q-2}$  [174].

Приведенные свойства показывают, что распределение ПУР, в отличие от распределения степеней вершин, весьма полно (если не однозначно) характеризует структурные свойства исследуемого графа. Это дает основание предположить, что представление (2.14) является системой инвариантов графа, не имеющего висячих ребер (мультиребер). Данное предположение может быть опровергнуто посредством конструктивного перечисления неизоморфных графов. При этом требуется выявить некоторый граф  $H$ , в результате поочередного стягивания двух ребер  $m$  и  $l$  которого возникают неизоморфные графы  $H_m$  и  $H_l$ , имеющие одинаковое число деревьев. Отметим, что множество неизоморфных графов с числом вершин, меньшим семи, не содержит графа  $H$  [174]. Таким образом, если к рассматриваемому классу графов не принадлежит граф  $H$ , то тождественность распределений ПУР является достаточным условием для изоморфизма любой пары графов из этого класса.

Представим испытываемые графы двумя множествами  $G=(X,U)$ ,  $G'=(X',U')$ , где  $X, X'$  – множества вершин, а  $U$  и  $U'$  – множества ребер, задаваемых парами вершин (бинарными отношениями). Каждому элементу множеств  $U$  и  $U'$  сопоставим ПУР и будем рассматривать соответствующие распределения  $P$  и  $P'$  ПУР. Под показателем участия вершины будем понимать множество ПУР

инцидентных ей ребер. Распределения показателей участия вершин из множеств  $X$  и  $X'$  обозначим соответственно  $B$  и  $B'$ .

Изложенное выше позволяет сформулировать следующие критерии реберного и вершинного изоморфизма.

Критерий реберного изоморфизма: графы  $G$  и  $G'$  изоморфны лишь в том случае, если они имеют тождественные распределения  $P=P'$ , а соответствия между равными ПУР этих распределений определяют подстановку (подстановки) изоморфизма для ребер  $F(U)=U'$ .

Критерий вершинного изоморфизма: графы  $G$  и  $G'$  изоморфны лишь в том случае, если они имеют тождественные распределения  $B=B'$ , а соответствия между совпадающими показателями участия вершин этих распределений определяют подстановку (подстановки) изоморфизма для вершин  $W(X)=X'$ .

Допустим, что рассматриваемые графы принадлежат к классу графов  $H$ . Тогда предложенные критерии формулируют весьма жесткие необходимые условия реберного и вершинного изоморфизма, которые позволяют отбраковать подавляющее число графов, претендующих на изоморфизм.

Критерии реберного и вершинного изоморфизма, в отличие от известных критериев изоморфизма, предусматривают непосредственное получение всего множества подстановок, переводящих граф  $G$  в  $G'$ . При нахождении множества подстановок изоморфизма для ребер достаточно перебрать все возможные пары ребер с одинаковыми ПУР, имеющимися в распределениях  $P$  и  $P'$ . Определение множества подстановок изоморфизма для вершин требует перебора всех пар вершин с совпадающими показателями участия, имеющимися в распределениях  $B$  и  $B'$ . Нетрудно убедиться, что число подстановок изоморфизма  $Q$  в некотором распределении показателей участия ребер или вершин подчиняется соотношению:

$$Q = \prod_{i=1}^r d_i!, \quad (2.16)$$

где  $r$  – количество различных показателей участия (классов показателей участия);  $d_i$  – число одинаковых показателей участия  $i$ -го класса.

**Пример установления изоморфизма транзитивных графов на основе распределения ПУР.** Рассмотрим группу претендующих на изоморфизм однородных графов  $G$ ,  $G'$  и  $G''$  (рис. 2.11). Проведем исследование этих графов на соответствие критериям заданным критериями реберного и вершинного изоморфизма. Для этого получим распределение ПУР для каждого графа с занесением результата в табл. 2.7.

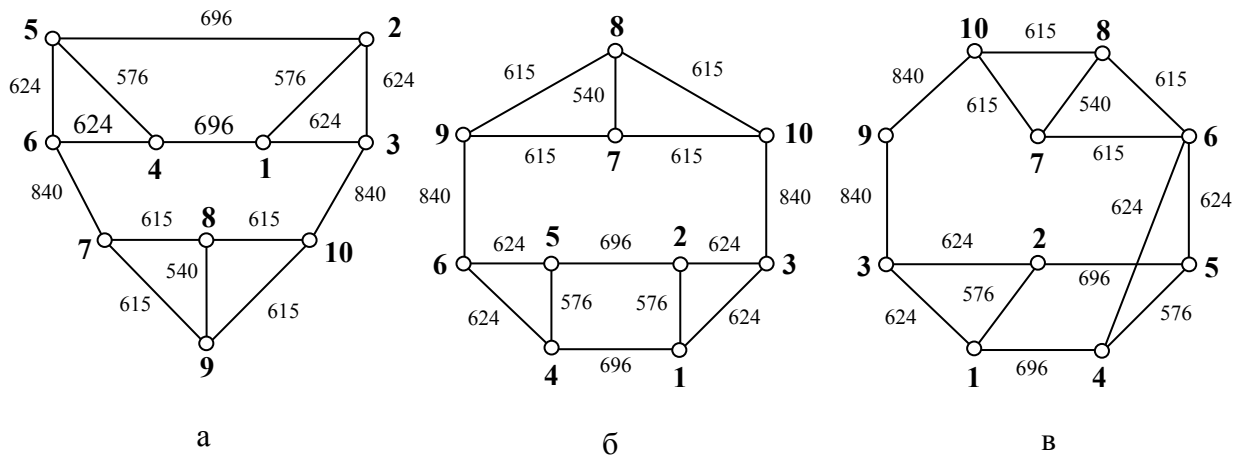


Рис. 2.11. Графы, претендующие на изоморфизм  $G$  (а),  $G'$  (б),  $G''$  (в)

Таблица 2.7. Распределение ПУР однородных графов (рис. 2.11)

Бинарные отношения графа $G$	Бинарные отношения графа $G'$	Бинарные отношения графа $G''$	ПУР
9 - 10	7 - 10	7 - 10	615
8 - 10	10 - 8	10 - 8	615
3 - 10	6 - 9	3 - 9	840
9 - 8	7 - 8	7 - 8	540
9 - 7	9 - 7	6 - 7	615
8 - 7	9 - 8	6 - 8	615
7 - 6	3 - 10	9 - 10	840
6 - 4	6 - 4	6 - 4	624
6 - 5	6 - 5	6 - 5	624
5 - 4	5 - 4	5 - 4	576
1 - 4	1 - 4	1 - 4	696
2 - 5	2 - 5	2 - 5	696
1 - 3	1 - 3	1 - 3	624
1 - 2	1 - 2	1 - 2	576
3 - 2	3 - 2	3 - 2	624

Как видно из табл. 2.7, полученные распределения показателей участия  $P=P'=P''$  тождественны друг другу. Соответствия между равными ПУР этих распределений определяют подстановку (подстановки) изоморфизма для

ребер, следовательно, по критерию реберного изоморфизма графы  $G$ ,  $G'$  и  $G''$  являются изоморфными.

Теперь получим распределение показателей участия вершин графов с занесением результатов в табл. 2.8.

Таблица 2.8. Распределение показателей участия вершин графов (рис. 2.11)

Номер вершины	Показатели участия вершин графа $G$	Показатели участия вершин графа $G'$	Показатели участия вершин графа $G''$
1	576, 624, 696	576, 624, 696	576, 624, 696
2	576, 624, 696	576, 624, 696	576, 624, 696
3	624, 624, 840	624, 624, 840	624, 624, 840
4	576, 624, 696	576, 624, 696	576, 624, 696
5	576, 624, 696	576, 624, 696	576, 624, 696
6	624, 624, 840	624, 624, 840	615, 615, 624, 624
7	615, 615, 840	540, 615, 615	540, 615, 615
8	540, 615, 615	540, 615, 615	540, 615, 615
9	540, 615, 615	615, 615, 840	840, 840
10	615, 615, 840	615, 615, 840	615, 615, 840

Как следует из табл. 2.8,  $B=B' \neq B''$ , то есть, критерию вершинного изоморфизма удовлетворяют лишь графы  $G$  и  $G'$ . Следовательно, графы  $G$  и  $G'$  являются полностью изоморфными.

**Исключение изоморфных структур при восстановлении схем по их ССФ.** Предложенный метод установления изоморфизма может быть использован для исключения изоморфных структур, получаемых при выполнении предложенного алгоритма восстановления ЛЭЦ по их ССФ. Отметим, что критерий вершинного изоморфизма позволяет установить изоморфизм графов, отличающихся друг от друга фактически лишь различной нумерацией узлов, то есть графов, изоморфизм которых очевиден. Следовательно, применение этого критерия не приведет к значительному сокращению количества вариантов схем, которые требуется исследовать на каждом этапе восстановления схемы. В то же время, использование критерия реберного изоморфизма позволяет установить изоморфизм структур, образованных простейшими эквивалентными преобразованиями, что является часто возникающей задачей в структурном синтезе.

Проиллюстрируем это на нескольких примерах.



Пример 2.2. Пусть граф на рис. 2.11 является графом пассивной резистивной цепи. Рассчитаем с помощью формулы (2.1) или программы SCAD символьное выражение схемного определителя:

$$\begin{aligned} \Delta = & (R_1((R_4+R_5)(R_2+R_6)+R_2R_6)+R_5(R_2(R_4+R_6)+R_4R_6))(((R_{11}+R_{12})(R_{13}+ \\ & +R_{15}+R_{14})+(R_{13}+R_{15})R_{14})(R_{10}+R_8+R_9)+((R_{13}+R_{15})+R_{14})(R_{10}(R_8+R_9)))+ \\ & +((R_1+R_2)(R_4+R_5+R_6)+R_4(R_5+R_6))((R_{10}+R_8+R_9)(R_{11}((R_{14}+R_{15})(R_{12}+R_{13})+ \\ & +R_{12}R_{13})+R_{15}(R_{12}(R_{13}+R_{14})+R_{13}R_{14}))+R_{10}(R_8+R_9))((R_{13}+R_{14})(R_{11}+R_{15})+ \\ & +R_{11}R_{15})+(R_{10}R_8)(R_{14}(-(R_{11}+R_{15}))-R_{11}(R_{13}+R_{15}))+R_8R_{10})(R_{14}(-(R_{11}+R_{15}))- \\ & -R_{11}(R_{13}+R_{15}))+((R_{10}+R_9)(R_3+R_7+R_8)+(R_3+R_7)R_8)((R_{11}+R_{12})(R_{13}+R_{15}+R_{14})+ \\ & +(R_{13}+R_{15})R_{14})+(R_{10}((R_3+R_7)(R_8+R_9)+R_8R_9))((R_{13}+R_{15})+R_{14})). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Программа *SymSin* по выражению (2.17) позволяет получить 12 схем, инвариантных относительно заданного определителя. Распределения показателей участия ребер для этих схем приведены в табл. 2.8.

Таблица 2.8. Распределение показателей распределения ребер для схем, полученных по выражению (2.17)

Схемы, полученные по выражению (2.17)												ПУР
№1	№2	№3	№4	№5	№6	№7	№8	№9	№10	№11	№12	
9 10	7 10	7 10	7 10	7 10	7 10	6 10	9 10	6 10	3 10	3 10	7 10	615
8 10	10 8	10 8	10 8	10 8	10 8	6 8	8 10	6 8	3 8	3 8	10 8	615
3 10	6 9	3 9	3 9	6 9	10 9	3 9	3 10	7 9	7 9	6 9	10 9	840
9 8	7 8	7 8	7 8	7 8	7 8	10 8	9 8	10 8	10 8	10 8	7 8	540
9 7	9 7	6 7	9 7	3 7	3 7	10 7	9 7	10 7	10 7	10 7	6 7	615
8 7	9 8	6 8	9 8	3 8	3 8	8 7	8 7	8 7	8 7	8 7	6 8	615
7 6	3 10	9 10	10 6	10 9	9 6	9 7	3 7	3 9	9 6	7 9	3 9	840
6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	6 4	624
6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	6 5	624
5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	5 4	576
1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	1 4	696
2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	2 5	696
1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	1 3	624
1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	1 2	576
3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	3 2	624

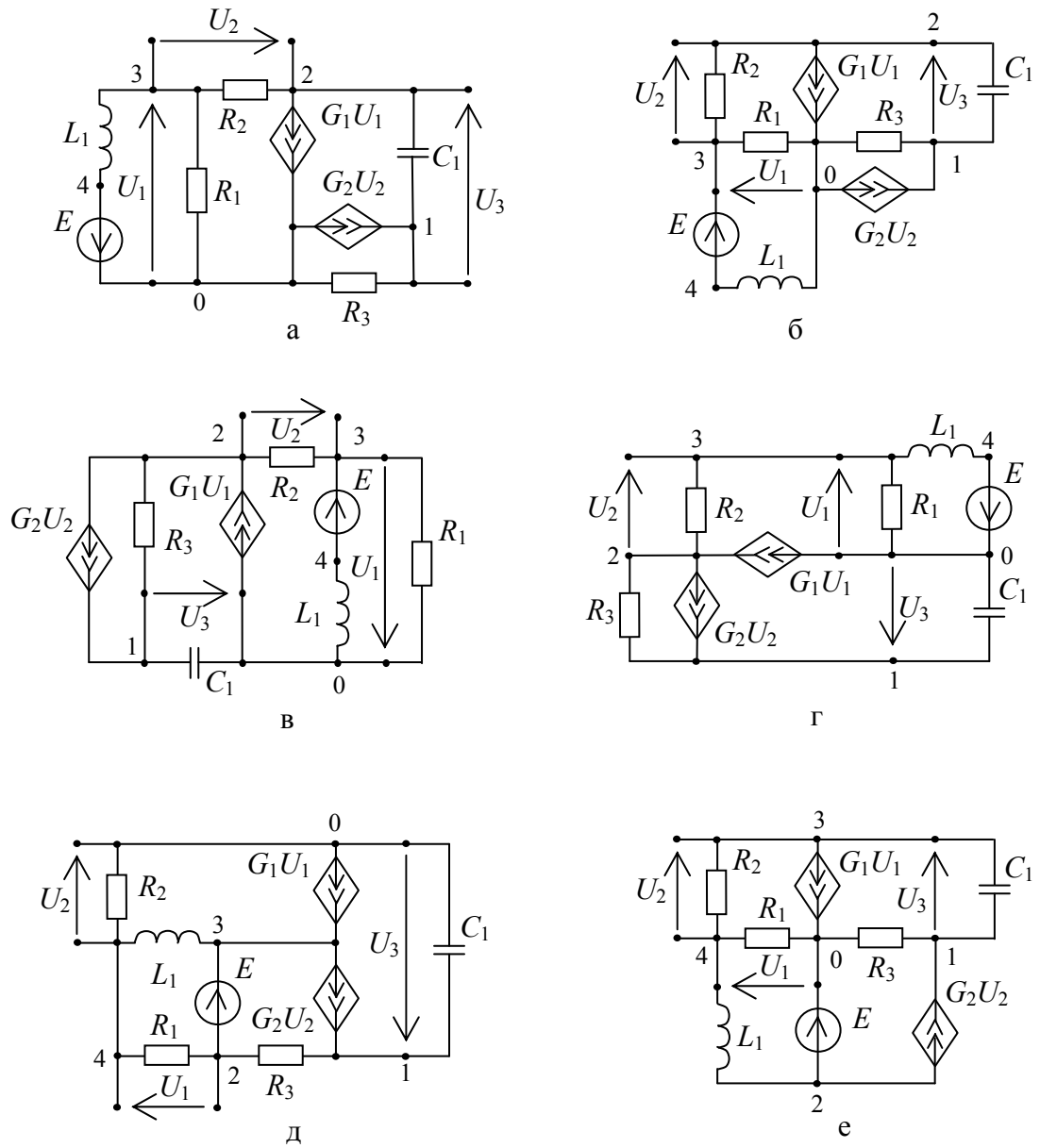
Как видно из табл. 2.8, все полученные графы имеют одинаковые распределения показателей участия ветвей, что является достаточным условием для установления изоморфизма исследуемых структур. Следовательно, каждая из 12 полученных структур может являться единственным возможным решением задачи восстановления неизоморфных схем на основе заданного выражения символьного определителя.

Пример 2.3. Пусть ССФ операционного преобразователя на базе источников тока, управляемых напряжением (рис. 2.12, а) [33], задана, согласно методу схемных определителей, отношением  $N/D$ :

$$N = (R_2(R_3G_1(G_2R_4+1)+1)) \quad (2.18)$$

$$D = (-R_1R_2G_1(g_1(R_4)+1)+R_4R_3g_1G_2(R_1+R_2)+(R_1(R_2+R_4)+R_2R_4)(g_1)+(R_1+R_2)(g_1(R_3)+1)) \quad (2.19)$$

С помощью программы *SymSin* было получено 7 схем, инвариантных к ССФ (2.18)–(2.19), представленных на рис. 2.12, а–е.



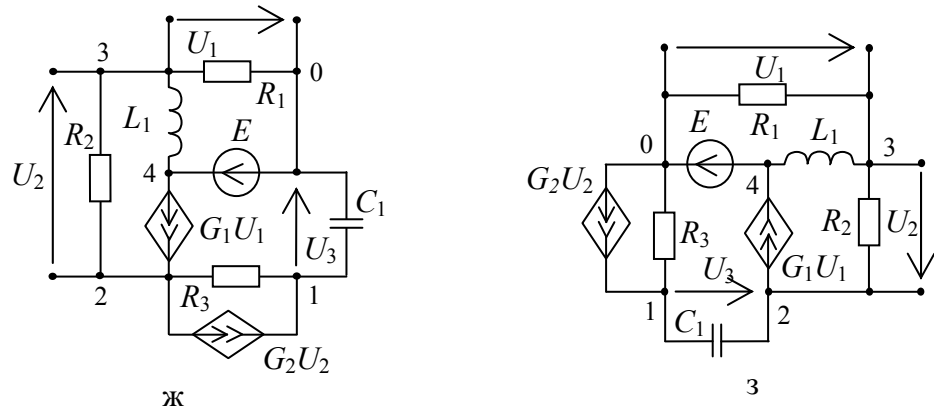


Рис. 2.12. Схемы, инвариантные к ССФ (2.18)–(2.19)

Распределения показателей участия ребер полученных схем представлены в табл. 2.9 и табл. 2.10.

Таблица 2.9. Распределение показателей участия ребер для схем на рис. 2.12,а–г

Элементы	Схема а	Схема б	Схема в	Схема г	ПУР
$R_3$	0 1	0 1	1 2	1 2	37
$G_2$	0 1	0 1	1 2	1 2	37
$C_1$	1 2	1 2	0 1	0 1	37
$R_2$	2 3	2 3	2 3	2 3	36
$U_2$	2 3	3 2	2 3	2 3	36
$L_1$	3 4	0 4	0 4	3 4	64
$G_1$	0 2	2 0	0 2	0 2	36
$E$	0 4	4 3	4 3	4 0	64
$U_3$	1 2	1 2	1 0	0 1	37
$R_1$	0 3	0 3	0 3	0 3	32
$U_1$	0 3	0 3	3 0	0 3	32

Таблица 2.10. Распределение показателей участия ребер для схем на рис. 2.12,д–з

Элементы	Схема д	ПУР	Схема е	ПУР	Схема ж	Схема з	ПУР
$R_3$	1 2	70	0 1	58	1 2	0 1	49
$G_2$	1 3	64	1 2	72	2 1	0 1	49
$C_1$	0 1	51	1 3	49	0 1	1 2	49
$R_2$	0 4	50	3 4	46	2 3	2 3	44
$U_2$	0 4	50	4 3	46	2 3	3 2	44
$L_1$	3 4	59	2 4	67	3 4	3 4	60
$G_1$	0 3	59	0 3	51	4 2	2 4	64
$E$	2 3	64	0 2	64	0 4	4 0	64
$U_3$	0 1	51	1 3	49	1 0	1 2	49
$R_1$	2 4	51	0 4	43	0 3	0 3	44
$U_1$	2 4	51	0 4	43	0 3	0 3	44

Анализ результатов позволяет установить, что схемы на рис. 2.12,а–д имеют одинаковые распределения ПУР, то есть эти пять схем соответствуют критериям реберного изоморфизма. Распределения показателей участия ребер остальных схем на рис. 2.12,ж–е отличны как друг от друга, так и от схем на рис. 2.12,а–д. Таким образом, множество полученных схем можно сократить с восьми до четырех путем сохранения только одной из изоморфных структур с идентичными распределениями ПУР и исключения остальных. Предложенный подход к исключению изоморфных схем реализован в программе SymSin [56].

#### 2.4. Структурный синтез электрических цепей на основе полиномиальных функций

**Реализация схем на основе ПСФ.** Основным недостатком предложенной методики восстановления ЛЭЦ, существенно ограничивающим его применение, являются жесткие требования к реализуемой функции – это должна быть ССФ, параметры которой выражены в явном символьном виде, однозначно определяющем количество и тип элементов в синтезируемой цепи. В то же время на практике, как правило, перед разработчиком стоит задача схемной реализации не ССФ, а полиномиальной функции вида (1.1). Кроме того, поскольку в общем случае для реализации произвольной ССФ метод использовать нельзя [63], его применение оказывается целесообразно лишь для расширения классов эквивалентных схем существующих ЛЭЦ.

Повторная частичная свертка знаменателя  $D_k$  для функции вида (1.1), может быть представлена в следующей форме:

$$D_k = b_k p^k + D_{k-1}, \quad D_{k-1} = b_{k-1} p^{k-1} + D_{k-2}, \quad \dots, \quad D_1 = b_1 p + D_0, \quad D_0 = b_0, \quad (2.20)$$

где  $D_0, D_1, \dots, D_{k-1}$  – определители подсхем структуры соответствующей  $D_k$ .

Поскольку схемная функция (1.1) является полиномиальной, то элементный базис синтезируемой структуры будет априори содержать реактивные элементы, от числа которых зависит степень полинома, в соответствии с формулами [10]:

$$n = m_1 - m_2 - m_3, \quad (2.21) \quad k = l_1 - l_2 - l_3, \quad (2.22)$$

где  $m_1$  ( $l_1$ ) – число реактивных элементов в схемном выражении числителя (знаменателя);  $m_2$  ( $l_2$ ) – число независимых емкостных контуров в схемном

выражении числителя (знаменателя);  $m_3 (l_2)$  – число независимых индуктивных сечений в схемном выражении числителя (знаменателя).

Разложение (2.20) будет соответствовать последовательному исключению емкостей  $C$  и индуктивностей  $L$  из схемного выражения  $D_k$ , в результате которого останется либо выражение  $D_1$ , являющееся определителем схемы с одним реактивным элементом, либо  $D_0$  – определитель схемы, состоящей из резисторов и УИ. Схему, соответствующую результату разложения (2.20) будем называть начальной схемой. При известном элементном базисе имеет смысл последовательное наращивание начальной схемы до схем, соответствующих выражениям  $D_1, D_2, \dots, D_k$ . После получения схемного выражения знаменателя функции (1.1) к нему можно подключить нулор и перейти к схеме числителя.

Выбор начальной схемы для реализации произвольной функции вида (1.1) следует проводить согласно следующим правилам.

**Правило 1.** Если в заданной функции вида (1.1) коэффициенты  $b_0 \neq 0, b_1 \neq 0$ , то выражение  $D_0$  можно рассматривать как определитель схемы, содержащей в себе резисторы, УИ или нулоры [72]. В этом случае начинать наращивание целесообразно с одной из схем на рис. 2.1.

**Правило 2.** Если коэффициенты  $b_0 \neq 0, b_1=0$ , выражению  $D_1$  будут соответствовать простейшие схемы с реактивными элементами на рис. 2.13,а и рис. 2.13,б.

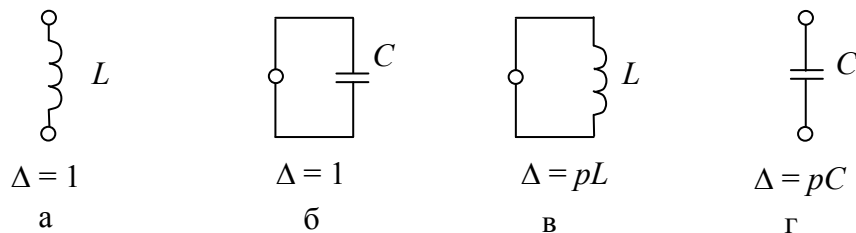


Рис. 2.13. Простейшие схемы и их определители при  $b_0 \neq 0, b_1=0$  (а, б), и при  $b_0=0, b_1 \neq 0$  (в, г)

**Правило 3.** Если  $b_0 = 0, b_1 \neq 0$ , то в качестве начальной схемы для наращивания (соответствующей  $D_1$ ) может быть выбрана одна из схем на рис. 2.13,в и рис. 2.13,г. В общем случае, если  $b_0=0, \dots, b_{k-1}=0$ , то выражению  $D_k$  будет соответствовать совокупность из  $k$  разомкнутых емкостных ветвей или индуктивных контуров. Отметим, что в этом случае начальная схема не будет простейшей.

Проверку на соответствие определителей схем, получаемых в ходе наращивания, выражениям  $D_1, D_2, \dots, D_{k-1}, D_k$  удобно проводить путем сравнения коэффициентов соответствующих полиномов с учетом их знака. Например, выражению  $D_2 = b_2 p^2 + b_1 p - b_0$  будет соответствовать схема, в определителе которой коэффициенты  $b_0 < 0, b_1 > 0, b_2 > 0$ . Для выражения  $D_2 = b_2 p^2 + b_0$  коэффициенты определителя схемы должны быть следующие  $b_0 > 0, b_1 = 0, b_2 > 0$ . Если коэффициенты совпадают, полученное схемное решение будет считаться корректным, если нет, то некорректным. Для получения символьных выражений коэффициентов ПСФ можно воспользоваться программой CIRSYMW, которая входит в систему схемотехнического моделирования SCAD.

Согласно (2.21)–(2.22), схемы, определители которых эквивалентны выражениям  $D_1, D_2, \dots, D_k$ , будут содержать в себе реактивные элементы, количество которых не может быть меньше порядкового номера соответствующего выражения (максимальной степени полинома выражения). Отметим, что при наращивании реактивные элементы могут включаться в схему таким образом, что их добавление не будет влиять на степень полинома определителя. Это становится возможным при выполнении следующих условий: 1) ветвь индуктивного сопротивления разомкнута (рис. 2.13,а); 2) катушка индуктивности включена в индуктивное сечение; 3) емкостная проводимость замыкается в контуре (рис. 2.13,б); 4) конденсатор включен в емкостной контур; 5) ветвь индуктивного сопротивления включена последовательно с элементами нуллора; 6) ветвь емкостной проводимости включена параллельно с элементами нуллора.

Очевидно, что подключение к схеме сопротивления, проводимости, УИ не приводит в общем случае к изменению степени полинома определителя, при условии, что определитель существует, то есть, схема не вырождена. Исключением являются случаи, когда введение в схему нового резистивного или активного элемента приводит к нарушению условий 1-6 включения реактивных элементов, не влияющих на степень полинома.

Сформулируем некоторые свойства полиномиальных функций, имеющие значение для предложенной методики структурного синтеза.

Свойство 1. Если степень полинома числителя  $n$  больше степени полинома знаменателя  $k$  схемной функции на число равное  $x$ , то схема, соответствующая  $D_k$ , будет содержать в себе  $x$  реактивных элементов, включение которых удовлетворяет условиям 1-6. При получении схемного выражения числителя (1.1)  $N_n$  условия 1-6 будут нарушаться в результате введения элементов нуллора.

Свойство 2. Если степень полинома числителя  $n$  меньше степени полинома знаменателя  $k$  схемной функции на число равное  $x$ , то схема, соответствующая  $D_k$ , будет содержать в себе  $x$  реактивных элементов, которые при получении схемного выражения числителя (1.1)  $N_n$  в результате подключения нуллора нейтрализуются, либо подпадают под условия 1-6.

Свойство 3. Порядковый номер полученного при частичной свертке (2.21) выражения, по которому проводится проверка, будет равен числу реактивных элементов, подключенных к схеме. Если в схеме, к которой подключается резистивный или активный элемент, нет реактивных элементов, удовлетворяющих условиям 1-6, то полученные в результате невырожденные схемы считаются корректными.

Таким образом, для структурного синтеза схем на основе ПСФ может быть использован тот же подход, что и для восстановления ЛЭЦ по ССФ. Особенности реализации схемы по выражению вида (1.1) обуславливаются характерными свойствами полиномиальных схемных функций.

**Получение оптимальных технологичных схемных решений.** В ходе наращивания простейшей схемы может быть получено множество эквивалентных схем, соответствующих  $D_2$ . Очередной элемент должен быть подключен к каждой из них, что может привести к образованию нового множества структур с определителем  $D_3$ . Очевидно, что новый элемент должен подключаться к каждой схеме полученного множества и т.д. Реализация данного подхода, с одной стороны, гарантирует получение полного множества схем, соответствующих заданной схемной функции, с другой стороны, приводит к проблеме обработки и сортировки, что резко усложняет задачу синтеза сложных схем. Полученное множество будет включать в себя изоморфные структуры, а также структуры, не ведущие к цели. После удаления из множества этих типов структур необходимо

выделить в образовавшемся подмножестве потенциально пригодных структур только эффективные.

Для получения оптимального результата синтеза, исключения в ходе наращивания непатентоспособных схемных решений и сокращения пространства перебора способов включения элемента целесообразно использовать следующие рекомендации:

1) последовательное наращивание схемы элементами заданного базиса целесообразно проводить в зависимости от критериев оптимальности: а) минимальное количество элементов, б) минимальное количество  $C$ , в) минимальное количество  $L$ , г) минимальное количество реактивных элементов, д) минимальное количество активных элементов;

2) следует исключать из полученного множества схем, инвариантных относительно заданной схемной функции, непатентоспособные схемные решения, в том числе

– структуры, содержащие так называемые «шарнирные узлы», то есть такие схемы, которые могут быть разделены на две несвязные подсхемы в результате бисекции по одному узлу [63];

– структуры, содержащие разомкнутые ветви или замкнутые контура с двухполюсником;

– структуры с активными элементами, в которых управляемая и управляющая ветвь УИ не имеют общей точки;

3) в ходе наращивания, после подключения очередного элемента, из полученного множества схем-претендентов следует исключать изоморфные структуры [67, 68];

4) при переходе от схемы, соответствующей  $D_k$ , к схеме числителя схемной функции, элементы нуллора следует подключать таким образом, чтобы они имели общую точку. Если схема содержит в себе активные элементы, то норатор и нуллятор следует соединять с общей точкой УИ;

5) составить и рассчитать компонентные уравнения [140] для определения численных значений параметров элементов полученных схемных решений;

6) провести схемно-алгебраический анализ чувствительности полученных ЛЭЦ [70, 79];



7) рассчитать входные и выходные сопротивления схем полученного множества. Расчет может быть выполнен с помощью модуля Selector программы структурной оптимизации Switcher [77], входящей в систему схемотехнического проектирования SCAD;

8) провести анализ частотных характеристик полученных схемных решений [57, 64] с помощью программного модуля GraphiX [58].

**Алгоритм структурного синтеза электрических цепей на основе ПСФ.** Пусть  $N_n/D_k$  – заданная ПСФ, на основе которой требуется реализовать схему заданного элементного базиса, где  $n$  – порядок полинома числителя,  $k$  – порядок полинома знаменателя элементов. Алгоритм структурного синтеза состоит из следующих шагов [78]:

1. Согласно рекомендации 1, определить критерий оптимальности схемной реализации. Провести повторную частичную свертку знаменателя  $D_k$  функции согласно с (2.20), получить выражения  $D_0, D_1, \dots, D_{k-1}$ . Выбрать начальную схему в соответствии с правилами 1–3.

2. Реализовать множество схем, соответствующих знаменателю схемной функции, посредством последовательного наращивания простейшей схемы элементами выбранного базиса, с учетом выбранного критерия оптимальности и рекомендации 2 (если целью является получение технологичного решения). Поочередное подключение разнотипных элементов является рекомендуемым порядком наращивания. Получаемые в ходе наращивания схемы следует проверять на соответствие выражениям  $D_1, D_2, \dots, D_{k-1}$ , согласно свойству 3 и рекомендации 2. Если подключение очередного элемента не привело к получению ни одной корректной схемы, следует попробовать подключение элемента другого типа.

3. С учетом свойств 1 и 2, а также рекомендации 4, подключить нулор к каждой реализованной на предыдущем шаге схеме, для получения множества схем, соответствующих числителю  $N_n$ . Исключить, если необходимо, нетехнологичные структуры согласно рекомендации 2. Заменить нораторы на независимые источники эдс или тока, а нулаторы на ветви управляющего тока или напряжения, в соответствии с видом заданной схемной функции. Выбрать из полученного множества лучшие схемные решения с учетом рекомендаций 5–8.

Результатом выполнения алгоритма становится полное множество схем, инвариантных относительно заданной полиномиальной функции. Представленный алгоритм был реализован в компьютерной программе InterSyn [62], входящей в систему SCAD.

Рассмотрим несколько примеров схемной реализации ПСФ с помощью предложенного алгоритма.

Пример 2.4. По функции нормированного сопротивления (1.7) синтезировать схему двухполосника  $LC$ -структуры [10].

В качестве критерия оптимальности выберем минимальное количество схемных элементов. Выделим из знаменателя функции (1.8) определители подсхем  $D_0=0$ ,  $D_1=D_2=1$ ,  $D_3=b_2p^2 + D_1$ ,  $D_4=b_4p^4 + D_3$ . Так как коэффициент  $b_0 \neq 0$ , то согласно свойству 1 начнем наращивание со схемы на рис. 2.14,а.

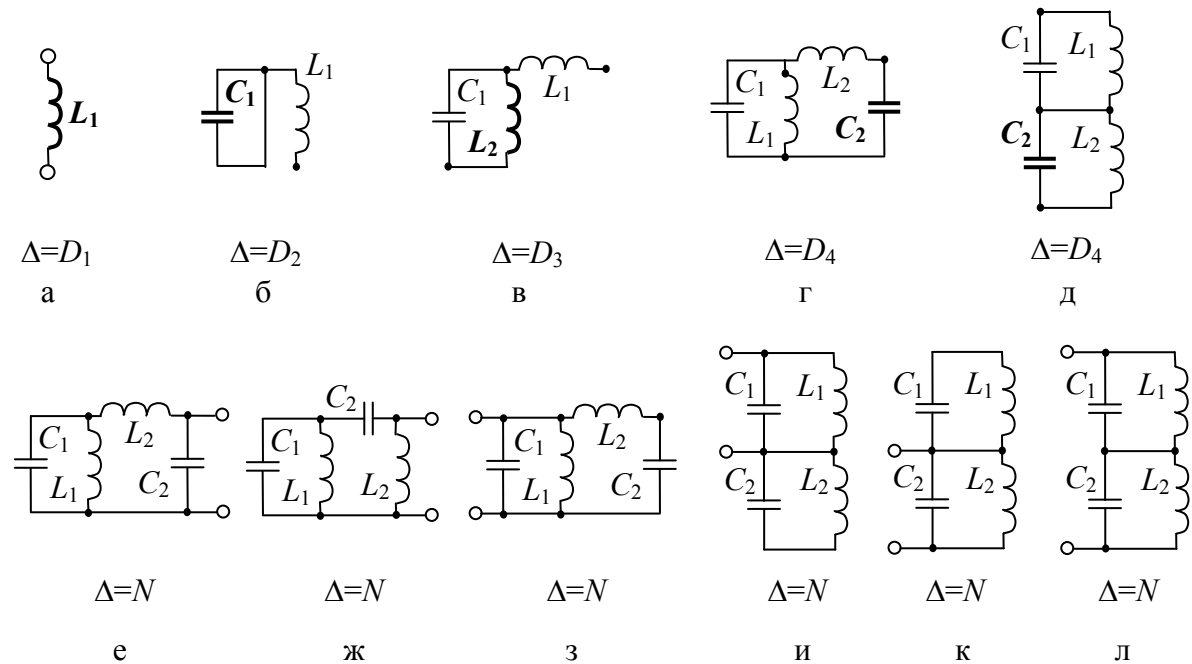


Рис. 2.14. Наращивание схемы по функции (1.8)

Поскольку  $D_1=D_2=1$ , то к простейшей схеме следует подключить замкнутый контур с конденсатором  $C_1$ , как показано на рис. 2.14,б, чтобы определитель схемы не изменился. Следуя указаниям алгоритма, далее подключаем в контур с конденсатором  $C_1$  катушку  $L_2$ , получаем схему на рис. 2.14,в, соответствующую выражению  $D_3$ . Подключить конденсатор  $C_2$ , чтобы после добавления нового элемента определитель схемы соответствовал  $D_4$ , можно двумя способами, как показано на рис. 2.14,г и д.

Подключение нуллора к схемам на рис. 2.14,г и рис. 2.14,д, согласно свойству 2, приводит к получению эквивалентных структур на рис. 2.14,е–з и рис. 2.14,и–л соответственно. Следуя рекомендации 2, мы должны исключить из полученного множества схемы на рис. 2.14,и и рис. 2.14,к. Таким образом, решением задачи структурного синтеза по функции (1.8) становится шесть схем. Отметим, что полученный результат включает в себя как две формы Фостера (рис. 2.14,з и рис. 2.14,и), так и новые структуры (рис. 2.14,е–ж), которые не могут быть получены классическими методами.

Пример 2.5. По функции нормированного сопротивления (1.8) синтезировать схему двухполосника  $LC$ -структуры [10].

Проанализируем заданную функцию. Определим согласно рекомендации 1 минимальное количество схемных элементов в качестве критерия оптимальности. Поскольку схема реализуется в  $LC$ -базисе, количество элементов схемы будет равно максимальной степени функции (1.7). Степень полинома числителя  $n$  схемной функции на единицу больше степени знаменателя  $k$  и равна четырем. Следовательно, согласно свойству 2, в схемном выражении знаменателя должен быть реактивный элемент, удовлетворяющий одному из условий 1-6.

Руководствуясь алгоритмом структурного синтеза, выделим в соответствии с (2.20) подвыражения  $D_0=0$ ,  $D_1=D_2=b_1p$ ,  $D_3=D_4=b_3p^3 + D_2$  из знаменателя заданной функции (1.7). Поскольку коэффициент  $b_0 = 0$ , то согласно свойству 1 начинать наращивание можно со схемы на рис. 2.15,а.

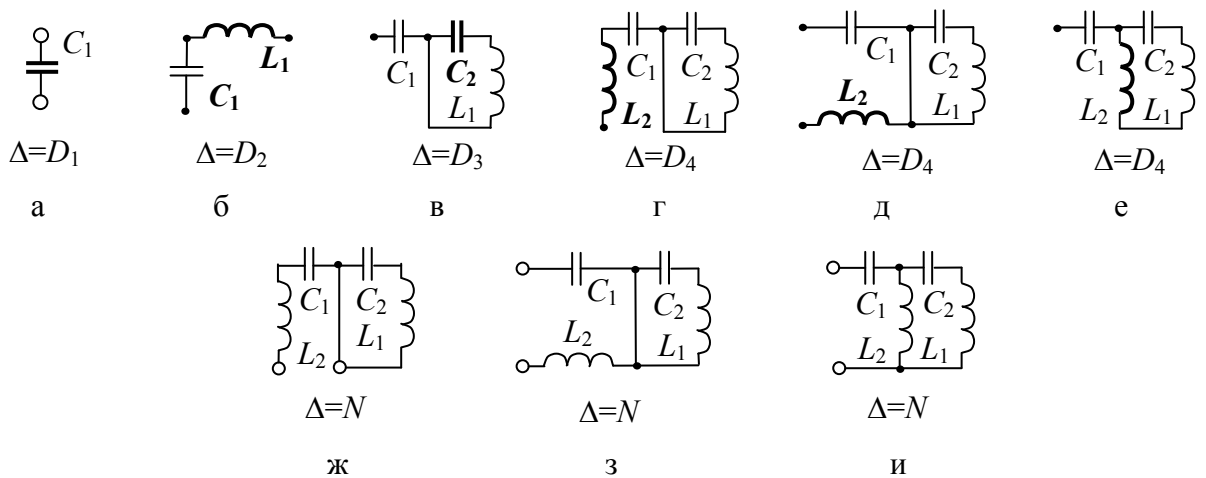


Рис. 2.15. Наращивание схемы по функции (1.7)

Так как соотношение числа конденсаторов к числу индуктивностей в условии задачи не определено, то по второму шагу алгоритма подключаем к простейшей схеме индуктивность  $L_1$  таким образом, чтобы полученная схема соответствовала  $D_2$ . Отметим, что выражение определителя базовой схемы не должно измениться,  $D_1=D_2$ , следовательно, включение ветви индуктивного сопротивления  $L_1$  должно удовлетворять одному из условий 1-6. Очевидно, что это может быть только первое условие (рис. 2.15,б).

Далее подключаем всеми возможными способами конденсатор  $C_2$ , сравнивая каждый раз определитель полученной схемы на соответствие с выражением  $D_3$ , и получаем в результате схему на рис. 2.15,в. Наконец, четвертый элемент  $L_1$  должен быть подключен таким образом, чтобы соблюдалось равенство  $D_3=D_k$ . Это возможно при вариантах включения, удовлетворяющих условию 1 (рис. 2.15,г–д) или 2 (рис. 2.15,е).

Все три полученные схемы будут соответствовать знаменателю функции (1.7), поэтому следует рассмотреть возможность подключения нуллора, для нахождения структуры числителя, к каждой из них, с учетом свойства 1. В результате были получены схемные реализации функции (1.7) на рис. 2.15,ж–и. Отметим, что схема на рис. 2.15,ж может быть исключена согласно рекомендации 2, поскольку эта схема содержит так называемый «шарнирный узел». То есть, ССФ этой схемы только формально соответствует заданной схемной функции, но при эквивалентном сокращении членов ССФ выражения числителя и знаменателя необратимо исказятся. Следовательно, только схемы на рис. 2.15,з и рис. 2.15,и будут являться решением задачи синтеза по заданным условиям. Отметим, что полученные схемные реализации представляют из себя две классические формы Кауэра [10].

Пример 2.6. Реализуем передаточную функцию (1.15) звена  $ARC$ -фильтра высокой частоты [10].

Следуя указаниям алгоритма структурного синтеза, выберем минимальное количество активных элементов в качестве критерия оптимальности. Выделим из знаменателя функции (1.15) определители подсхем  $D_0=1$ ,  $D_1=b_1p+D_0$ ,  $D_2=b_2p^2+D_1$ . Коэффициент  $b_0 \neq 0$ , значит, согласно свойству 1 начинать наращивание можно со схемы на рис. 2.16,а.

При реализации схемных функций активных электрических цепей в ходе наращивания может возникнуть довольно большое количество возможных

путей для получения искомой структуры, поскольку каждому выражению  $D_2, D_3, \dots, D_{k-1}$  может соответствовать сразу несколько схем. Если ставится цель получить полное множество схем, соответствующих заданной функции, требуется исследовать каждый из этих путей. Для данного примера ограничимся рассмотрением только одного из множества возможных путей реализации функции (1.15).

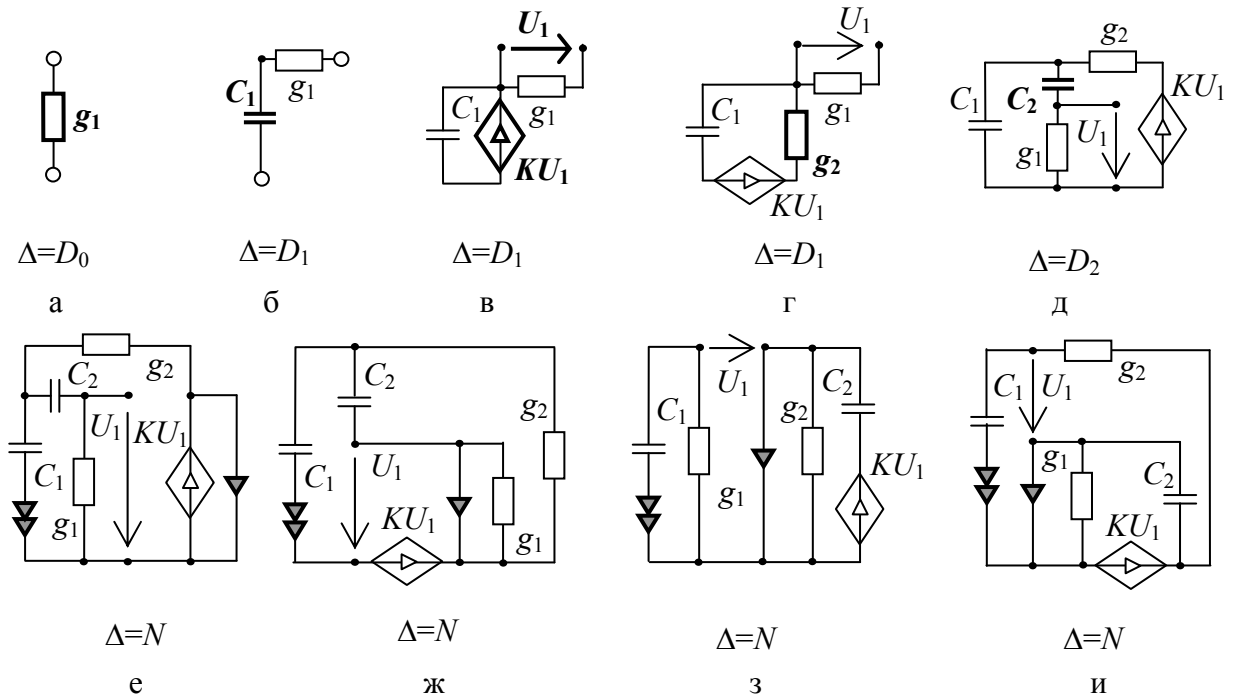


Рис. 2.16. Нарращивание схемы по функции (1.15)

Подключаем к простейшей схеме разомкнутую ветвь емкостной проводимости  $C_1$  (рис. 2.16,б). Затем, добавляем источник напряжения, управляемый напряжением  $K_1$ , как показано на рис. 2.16,в. Очередным элементом, который следует добавить к схеме, является проводимость  $g_2$ . Один из возможных способов включения представлен на рис. 2.16,г. Подключение второго конденсатора позволяет получить схему, соответствующую знаменателю  $D_2$  (рис. 2.16,д). Теперь остаётся подключить в соответствии с третьим шагом алгоритма нулор таким образом, чтобы определитель полученной схемы соответствовал знаменателю  $N$ . На рис. 2.16,е показан один из возможных способов включения нуллора. Проведя формальную замену норатора на источник ЭДС и нуллатора на ветвь отклика по напряжению, мы получим оптимальное решение задачи схемной реализации функции (1.15). Аналогичный результат дает применение метода компонентных уравнений [135].

Подчеркнём, что полученное решение является оптимальным, но не единственно возможным. Так, с помощью программы InterSyn может быть получено множество из двух десятков эквивалентных схем, с одинаковым количеством элементов, инвариантных относительно заданной ПСФ (1.15). Некоторые из них представлены на рис. 2.16, ж–и. Очевидно, что если при выполнении алгоритма следовать рекомендации 2, то эти схемы в ходе наращивания должны были быть исключены.

## 2.5. Выводы

Во второй главе диссертации решена задача создания эффективной методики прямой реализации ЛЭЦ на основе символьной или полиномиальной схемной функции, минуя использование промежуточных математических моделей.

Предложена методика восстановления ЛЭЦ по их ССФ, в основе которой лежат формулы В. Фойснера для выделения двухполюсных элементов и их обобщения, которые использовались ранее только для анализа и диагностики ЛЭЦ. Предложенная методика может применяться при создании схем электрических моделей неэлектрических (механических, тепловых и т.д.) систем. Разработан рекурсивный алгоритм восстановления схем по заданной ССФ, который реализован в компьютерной программе SymSin, предназначенной для расширения классов эквивалентных схем ЛЭЦ.

Предложенная методика построения схемы по заданной ССФ была обобщена на ПСФ и реализована в программе InterSyn. В отличие от классических методов схемной реализации, основанных на использовании изначально заданных структур, разработанный алгоритм структурного синтеза позволяет использовать произвольную активную элементную базу и обеспечивает порождение всех возможных схем ЛЭЦ, инвариантных к заданной полиномиальной схемной функции.

Предусмотрена возможность исключения изоморфных и нетехнологичных (непатентоспособных) схемных решений непосредственно в процессе синтеза, что позволяет сократить трудоемкость алгоритма.

### ГЛАВА 3. РЕАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ ТРАНСКОНДУКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В третьем разделе диссертационной работы решается *вторая задача* диссертации – разработка метода реализации структурных схем линейных электрических цепей на основе метода схемных определителей. Для этого следует исследовать связь между структурной схемой и сигнальным графом и рассмотреть возможность решения системы уравнений, описывающей структурную схему, в схемно-алгебраическом виде.

#### 3.1. Структурная схема и ее сигнальный граф

**Представление структурных схем электрических цепей в виде сигнальных графов.** Известно, что произвольную структурную схему электронного устройства можно отобразить с помощью сигнального графа [133, 180, 225]. Сигнальный граф представляет собой условное графическое изображение системы уравнений, представленной в причинно-следственной форме. Переменные системы уравнений (напряжения, токи) отображаются вершинами графа, а коэффициенты уравнений – дугами графа. Каждая дуга имеет направление и характеризуется коэффициентом передачи (весом дуги).

Отображение структурных схем электрических цепей сигнальными графами является изоморфным, если структурная схема изображается не упрощенно, то есть в ней учтены блоки с единичными передачами (рис. 1.6). При этом передаточные функции структурных схем (сигнальных графов) легко получаются с помощью формулы

$$S_{\alpha\beta} = \sum_e \frac{P_e \Delta_e}{\Delta}, \quad (3.1)$$

где  $\Delta$  – определитель сигнального графа;  $P_e$  – передача  $e$ -го пути от истока  $x_\alpha$  к вершине  $x_\beta$ ;  $\Delta_e$  – определитель подграфа, образованного путем удаления из сигнального графа всех дуг и вершин, вошедших в  $e$ -й путь. С помощью формулы (3.1) легко проверить выражения (1.20)–(1.24). Для автоматизации получения передаточных функций сигнальных графов может быть использована программа SyGraph [59].

Определитель сигнального графа вычисляется по следующей формуле:

$$\Delta = 1 - \sum^{e_1} L_i + \sum^{e_2} L_i L_j - \sum^{e_3} L_i L_j L_e + \dots, \quad (3.2)$$

где  $L_i$  – передача  $i$ -го контура сигнального графа;  $e_1$  – число всех контуров сигнального графа;  $L_i L_j$  – произведение передач двух непересекающихся контуров;  $e_2$  – общее число сочетаний из всех контуров по два непересекающихся контура;  $L_i L_j L_e$  – произведение передач трех непересекающихся контуров графа;  $e$  – общее число таких сочетаний и т.д.

Примечательна история разработки сигнального графа и формулы его передачи. Считается, что метод сигнального графа разработал С. Дж. Мейсон в 1953–1956 годах [133, 225]. Действительно, после опубликования работ Мейсона этот метод получил известность среди специалистов. Однако в силу изоморфизма структурной схемы и графа эвристическое значение метода сигнального графа заключается именно в формуле (3.1), которая была выведена под названием «правило циклов» на полтора десятилетия раньше Мейсона создателем математической теории информации К. И. Шенноном [28]. Советский исследователь И. И. Гальперин также претендует на авторство этой формулы [43], которая была получена им почти одновременно с Шенноном.

В общем виде система уравнений сигнального графа имеет вид [225]

$$X = A X + B X_0, \quad (3.3)$$

где  $X$  – вектор неизвестных переменных размерности  $n$ ,  $X_0$  – вектор известных переменных размерности  $m$ ,  $A = [a_{ij}]$  – матрица коэффициентов передачи дуг  $n \times n$  и  $B = [b_{ij}]$  – матрица единичных коэффициентов передачи от источников  $n \times m$ .

В неявной форме выражение (3.3) представляется в виде

$$[\mathbf{1} - A] X = B X_0, \quad (3.4)$$

где  $\mathbf{1}$  – единичная матрица.

Отметим, что единицы на главной диагонали матрицы в выражении (3.4) предполагают наличие в сигнальном графе петель с весом, равным единице. Однако для этого типа графа изображение таких петель не требуется.

**Сигнальный граф усилителя с обратной связью.** Проиллюстрируем системы уравнений (3.3) и (3.4) в простейшем случае сигнального графа. На рис. 3.1,а изображена классическая структурная схема усилительного



устройства Блэка с отрицательной обратной связью [186]. Здесь УП – усилительный преобразователь с коэффициентом усиления  $K$ , ОП – обратный преобразователь со стабильным коэффициентом передачи  $\beta < 1$ .

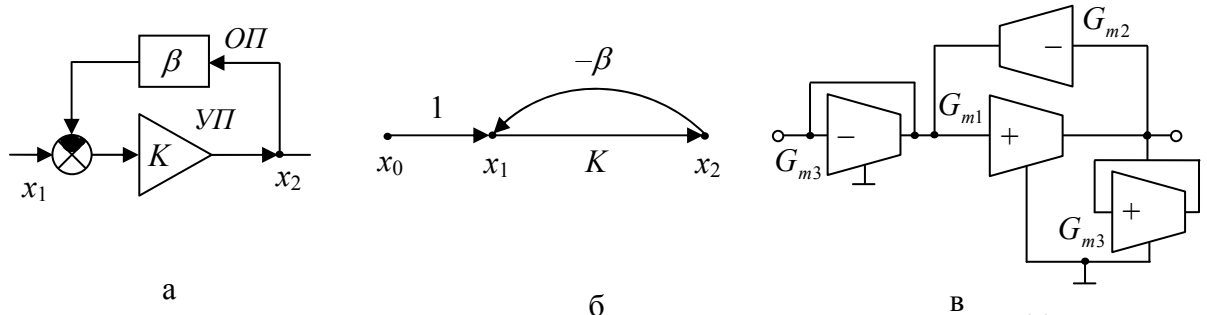


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя Блэка с обратной связью (а), ее сигнальный граф (б) и транскондуктивная реализация (в)

На рис. 3.1,б представлен сигнальный граф структурной схемы Блэка при подаче на вход единичного напряжения для нахождения передаточной функции (переменные  $x_1$  и  $x_2$  также имеют размерность напряжения). Этот граф отображает следующую систему уравнений, приведенных к причинно-следственной форме:

$$x_1 = 1 - \beta x_2, \quad x_2 = Kx_1, \quad (3.5)$$

или в матричном виде, согласно системе (3.4),

$$\begin{bmatrix} 1 & \beta \\ -K & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Коэффициент передачи сигнального графа рис. 3.1,б, согласно формуле (3.1), будет равен:  $S = K/(1 + K\beta)$ . Такой же результат дает решение системы уравнений (3.6) по правилу Крамера

$$x_2 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & 1 \\ -K & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & \beta \\ -K & 1 \end{vmatrix}} = \frac{K}{1 + K\beta}. \quad (3.7)$$

Очевидно, что отображение структурных схем электрических цепей матрицами (3.4) с единицами на главной диагонали позволяет применить для анализа обычный матричный аппарат. В то же время применение аппарата метода схемных определителей позволяет решить любую квадратную матрицу порядка  $n$  в схемно-символьном виде, путем представления ее схемой замещения на ИТУН [22, 168].

### 3.2. Решение системы уравнений в схемно-символьном виде

**Схемное отображение определителей матриц алгебраических дополнений.** Матрицу  $[1-A]$  в (3.4) можно отобразить схемой с  $n+1$  узлами [21, 22]. Нумерация узлов схемы соответствует нумерации строк (столбцов) матрицы, а дополнительному узлу присвоен номер 0. Каждый диагональный элемент матрицы (равный единице) отображается на схеме посредством ИТУН вида  $(i,0)(i,0)$ , где в первой паре скобок указаны узлы управляемой ветви ИТУН, а во второй – узлы управляющей ветви ИТУН. Ориентация управляемой и управляющей ветви соответствует порядку следования номеров узлов пары. ИТУН вида  $(i,0)(i,0)$  эквивалентен проводимости, равной единице, которая включена между узлами  $i$  и 0. Каждый недиагональный элемент матрицы отображается одним ИТУН, то есть элементу  $a_{ij}$  соответствует ИТУН вида  $(i,0)(j,0)$ . Значение параметра ИТУН считается равным значению отображаемого с помощью него элемента матрицы, которая может иметь произвольную физическую природу.

Подсоединение к схеме, отображающей матрицу, направленного нумерованного взвешенного нуллора, управляемая ветвь которого включена между узлами  $i$  и 0, а управляющая ветвь – 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. Такие элементы позволяют отображать дуги сигнального графа, имеющие веса, стремящиеся к бесконечности, то есть задающие идеальные операционные усилители. Для выделения (стягивания) нуллора используется формула [169]

$$\Delta = \pm \Delta_n, \quad (3.8)$$

где  $\Delta_n$  – определитель схемы, полученной из первоначальной схемы в результате следующих преобразований: 1) стягивания управляемой ветви (управляющей ветви) выделяемого нуллора таким образом, чтобы управляемые ветви (управляющие ветви), которые инцидентны одному из узлов – опорному узлу этой управляемой ветви (управляющей ветви), переключились на другой его узел; 2) объединения опорных узлов выделяемого нуллора. Для раскрытия алгебраических дополнений матриц важно, чтобы объединенному узлу полученной схемы был присвоен номер опорного узла управляемой ветви нуллора. Положительный (отрицательный)

знак перед  $\Delta_n$  выбирается в случае противоположной (одинаковой) ориентации управляемой и управляющей ветви в первоначальной схеме по отношению к опорным узлам выделяемого нуллора.

Если в качестве опорного узла используется общий узел управляемой и управляющей ветви выделяемого нуллора, то преобразование 2 в операции стягивания опускается, а данное выше правило выбора знака инвертируется, то есть знак перед  $\Delta_n$  считается положительным (отрицательным) при одинаковой (противоположной) ориентации норатора и нуллатора, соответствующего нуллора по отношению к общему опорному узлу в первоначальной схеме. При раскрытии алгебраических дополнений матриц необходимо, чтобы узел с номером 0 не использовался в качестве опорного узла выделяемых нуллоров.

Случаи нахождения симметричного и несимметричного алгебраического дополнения матрицы второго порядка показаны на рис. 3.2 и рис. 3.3. В первом случае норатор и нуллатор параллельны, а в качестве опорного узла используется их общий узел с номером 1, и определитель соответствующей схемы берется с положительным знаком. Во втором случае в качестве опорных узлов используются различные узлы норатора и нуллатора, поэтому определитель соответствующей схемы берется с отрицательным знаком.

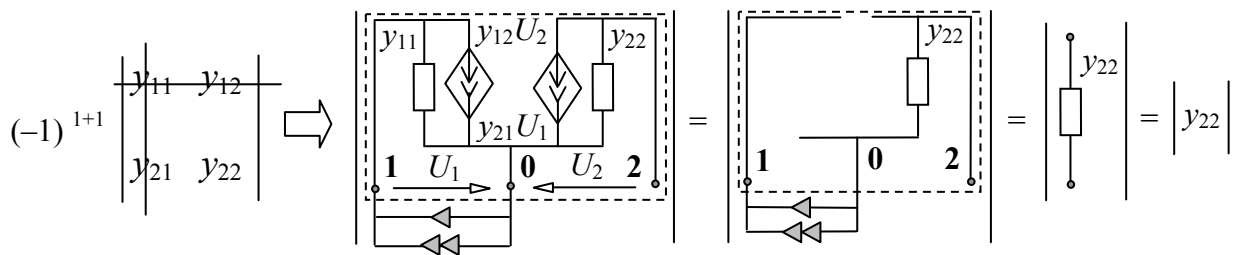


Рис. 3.2. Получение алгебраического дополнения  $\Delta_{11}$  для матрицы второго порядка

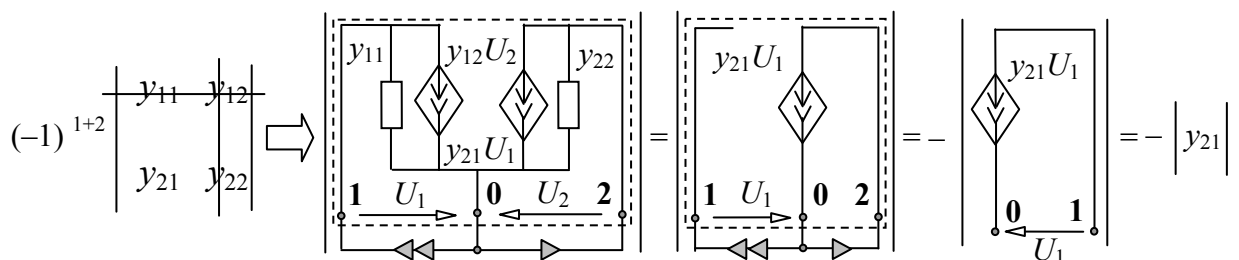


Рис. 3.3. Получение алгебраического дополнения  $\Delta_{12}$  для матрицы второго порядка

Нахождение однократных алгебраических дополнений матриц более высокого порядка выполняется аналогично. На рис. 3.4 и рис. 3.5 рассмотрено получение положительного и отрицательного алгебраических дополнений матрицы третьего порядка. Отметим, что в ходе преобразований узел норатора (узел 3 на рис. 3.4, узел 2 на рис. 3.5) становится новым объединенным узлом.

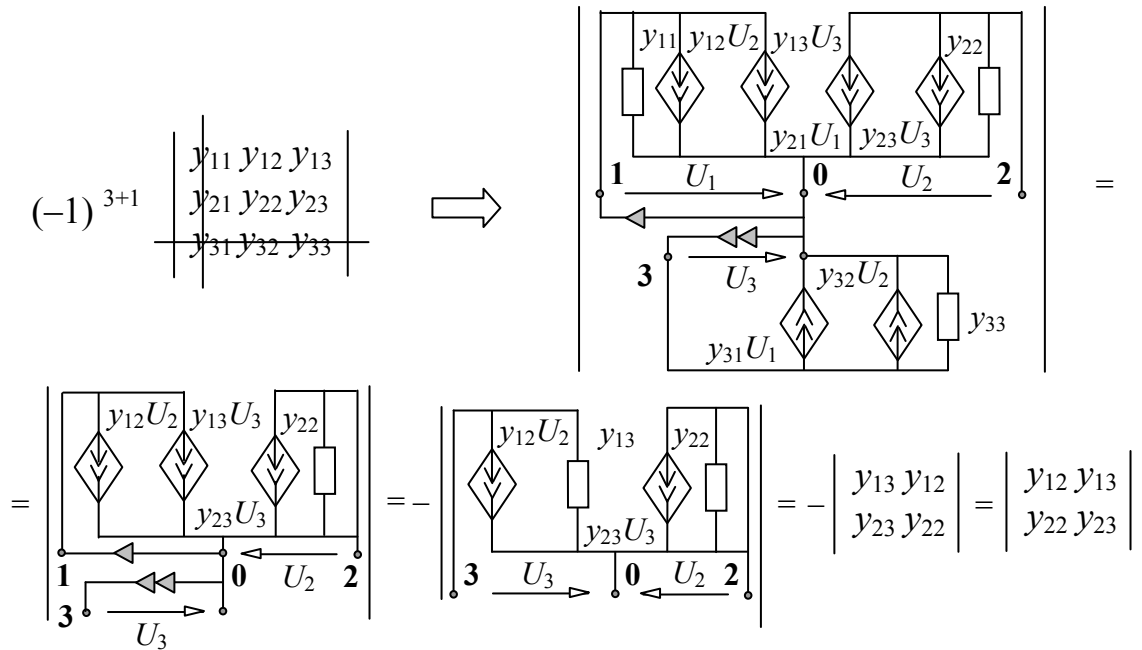


Рис. 3.4. Получение алгебраического дополнения  $\Delta_{31}$  для матрицы третьего порядка

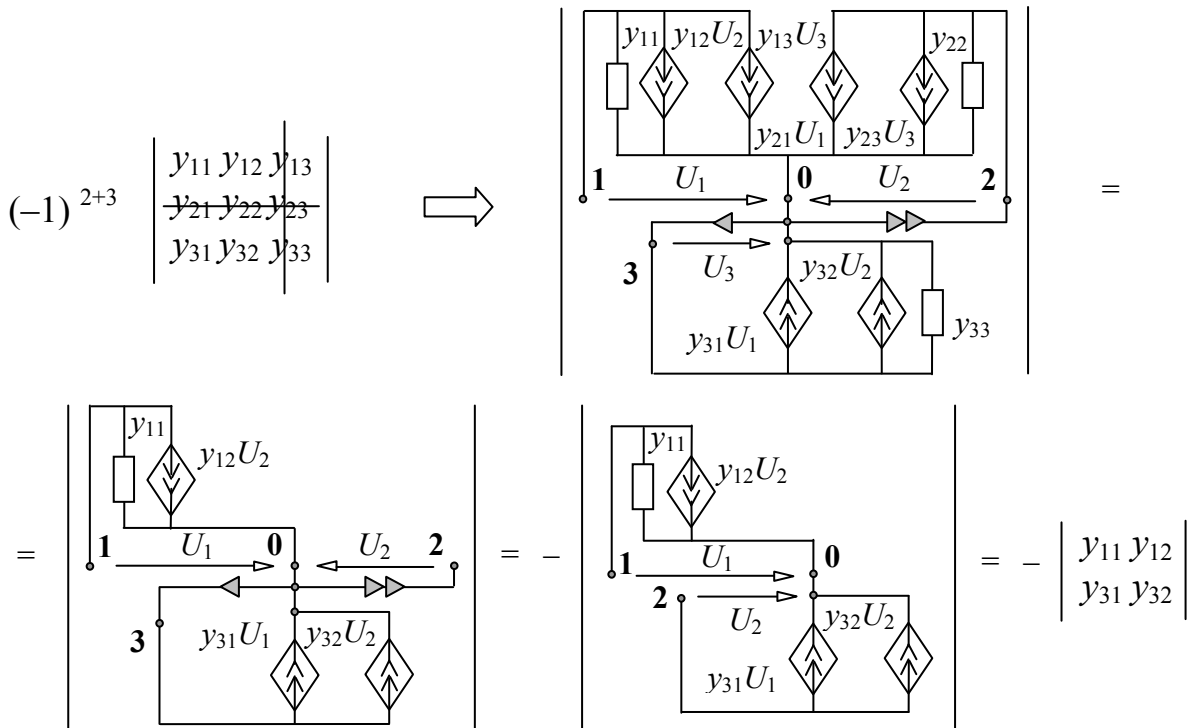


Рис. 3.5. Получение алгебраического дополнения  $\Delta_{23}$  для матрицы третьего порядка

Для иллюстрации схемного отображения матрицы приведем решение системы (3.6), раскрывая определители выражения (3.7) в схемно-алгебраическом виде:

$$x_2 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & & \\ & -Kx_1 & \\ & 1x_2 & \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & & \\ & \beta x_2 & \\ & -Kx_1 & \end{vmatrix}} = \frac{\begin{vmatrix} 1 & & \\ & -K & \\ & -K & \end{vmatrix}}{1 \cdot 1 + \begin{vmatrix} \beta & & \\ & -K & \\ & -K & \end{vmatrix}} = \frac{(-1) \begin{vmatrix} 1 & & \\ & -K & \\ & -K & \end{vmatrix}}{1 + (-1) \begin{vmatrix} \beta & & \\ & -K & \\ & -K & \end{vmatrix}} = \frac{K}{1 + K\beta}. \quad (3.9)$$

Было бы желательно решить систему уравнений в символьном виде, минуя использование правила Крамера, на основе ее представления электрической цепью.

**Схемное отображение системы уравнений.** Обратим внимание на то, что элемент  $a_{12}$  в матрице числителя (3.7) имеет статус неудаляемого элемента, поскольку его удаление приводит к вырождению матрицы. Этому элементу в числителе выражения (3.9) соответствует ИТУН  $1x_2$ , фактически являющийся нуллором (удаление ИТУН  $1x_2$  приводит к вырождению схемы числителя). Покажем, что нахождение  $x_2$  по правилу Крамера в (3.9) соответствует нахождению  $x_2$  в схеме рис. 3.6,а, являющейся схемным отображением системы уравнений (3.5) ( $U=x_2, J=1$ ).

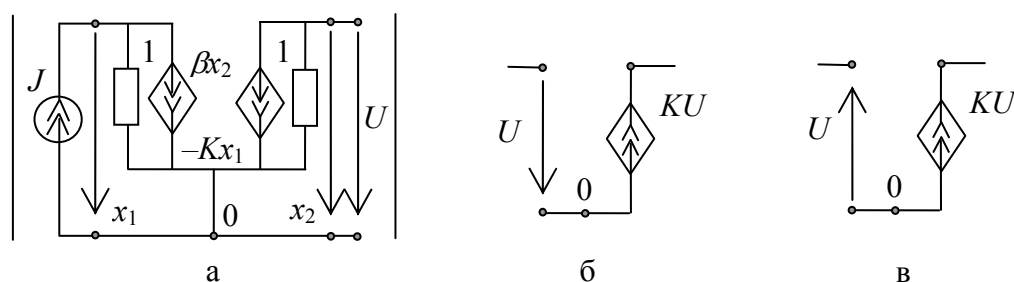


Рис. 3.6. Отображение системы (3.5) (а),  
инвертирующего усилителя (б), неинвертирующего усилителя (в)

Для схемы рис. 3.6,а на основе метода схемных определителей символьное выражение отклика находится как отношение  $N/D$  (рис. 2.3). Следовательно,

$$N = \left| \begin{array}{ccc} 0 & 1 & 1 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ x_1 & \beta x_2 & x_2 \\ \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ 0 & -Kx_1 & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 0 & 1 & 0 \end{array} \right| = \left| \begin{array}{ccc} 0 & -K & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 0 & -K & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 0 & 1 & 0 \end{array} \right| = (-1) \left| \begin{array}{ccc} 0 & -K & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 0 & 0 & -K \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 0 & 1 & -K \end{array} \right| = K. \quad (3.10)$$

$$D = \left| \begin{array}{ccc} 1 & 1 & 1 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ x_1 & \beta x_2 & x_2 \\ \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ 0 & -Kx_1 & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 1 & 1 & 0 \end{array} \right| = 1 + \left| \begin{array}{ccc} \beta & -K & \beta \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \beta & -K & \beta \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \beta & -K & -K \end{array} \right| = 1 + (-1) \left| \begin{array}{ccc} \beta & -K & \beta \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \beta & -K & -K \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \beta & -K & -K \end{array} \right| = 1 + K\beta. \quad (3.11)$$

В общем случае каждый ненулевой  $i$ -й элемент вектора  $BX_0$  в системе уравнений (3.4) отображается на схеме источником тока вида  $(0,i)$ , то есть направленным от узла 0 к узлу  $i$ . Ветвь отклика с искомым напряжением направлена от соответствующего узла к узлу с номером 0.

Таким образом, схемное отображение системы уравнений, позволяя избежать применения правила Крамера, обеспечивает ее решение в аналоговом виде. В качестве моделирующего элемента предлагается использовать не операционные усилители, как в традиционном аналоговом моделировании [158], а транскондуктивные усилители.

### 3.3. Транскондуктивный усилитель как перспективный элемент электронной аппаратуры

Транскондуктивность, известная также как взаимная проводимость, – свойство некоторых электронных компонентов. Термин «транскондуктивность» является сокращением от английских терминов «transfer conductance». Транскондуктивность управляет током на двух выходных точках четырехполюсника через напряжение, подаваемое на две входных точки, как если бы электропроводность передавалась со входа на выход четырехполюсника.

Транскондуктивный усилитель является источником тока, управляемым напряжением, и обладает следующими свойствами: 1) входной и выходной импеданс велики, в идеале стремятся к бесконечности; 2) имеет широкую полосу рабочих частот; 3) транскондуктивные усилители, как правило, являются регулируемыми. Как и операционные усилители, транскондукторы строятся по дифференциальной схеме и могут обладать балансным выходом.

$G_m$  – параметр управления транскондуктивных усилителей, размерность которого соответствует проводимости. Транскондукторы позволяют реализовать высокоточные усилительные устройства, полностью совместимые с МОП–технологией. В отличие от традиционных операционных усилителей, у которых, как правило, уже на частоте порядка 500 кГц реальный коэффициент усиления уменьшается вдвое по сравнению с номинальным, транскондуктивные усилители способны стабильно функционировать и обеспечивать высокий коэффициент усиления даже на частотах до нескольких сот мегагерц.

Выходной ток  $I_{вых}$  связан с входным дифференциальным напряжением  $\Delta U_{вх}$  через передаточную проводимость усилителя соотношением:

$$I_{вых} = G_m \Delta U_{вх} \quad (3.12)$$

В зависимости от способа включения транскондуктор может работать либо как усилитель (рис. 3.7,а и рис. 3.7,б), либо как резистор (рис. 3.7,в) [106, 218]. Это определяет специфику схемотехники ТУ. В отличие от обычных операционных усилителей напряжения, транскондуктивные усилители способны устойчиво функционировать и обеспечивать высокий коэффициент усиления на частотах в сотни мегагерц. Транскондукторы позволяют реализовать высокоточные усилительные устройства, полностью совместимые с МОП–технологией [251].

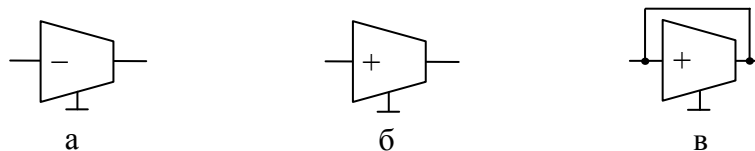


Рис. 3.7. Транскондуктивный усилитель

Первые усилители подобного типа появились в 1969 году [173]. Возможность применения транскондукторов в широком круге различных устройств дала толчок к проведению соответствующих работ в исследовательских центрах таких фирм, как Harris (<http://www.harris.com>), Linear Technology (<http://www.linear.com>), Burr–Brown (<http://www.burr-brown.com>). В результате появились устройства типа CA3080, CA3080A, CA3094 (Harris), LT1228 (Linear Technology), OPA660, (Burr–Brown) [218, 251].

Метод транскондуктивной реализации предполагает отображение структурной схемы устройства в виде сигнального графа Мейсона [225], и последующую изоморфную реализацию элементов соответственно включенными транскондукторами.

### **3.4. Алгоритм транскондуктивной реализации и его программная реализация**

**Алгоритмы транскондуктивной реализации сигнального графа и структурной схемы.** Произвольный сигнальный граф можно представить в виде схемы на ИТУН или на транскондукторах (с появлением некоторой инструментальной погрешности), минуя отображение матрицей. При этом дуги сигнального графа с положительными весами отображаются неинвертирующими усилителями (рис. 3.7,б), дуги с отрицательными весами – инвертирующими усилителями (рис. 3.7,а), а диагональные элементы матрицы (вершины сигнального графа) – резисторами, построенными путем замыкания входа и выхода у неинвертирующих усилителей (рис. 3.7,в).

Схемное отображение системы уравнений предполагает, что транскондуктивная реализация подключается к источнику тока, как показано на рис. 3.6. Для получения потенциальных схем, соответствующих схемам на рис. 1.5,а–д, необходимо воспользоваться эквивалентным преобразованием источника тока к источнику ЭДС, что в случае транскондуктивной реализации приводит к появлению нового входного узла. Между первоначальным и новым входными узлами включается проводимость в 1 См – транскондуктор, реализованный как единичная проводимость (рис. 3.7,в).

Сигнальный граф реализуется схемой на базе транскондуктивных усилителей в соответствии с табл. 3.1 (второй и третий столбцы) согласно алгоритму [42]: 1) проставляются основные узлы, соответствующие вершинам сигнального графа; 2) помещается новая входная вершина, обусловленная преобразованием источника тока к источнику ЭДС; 3) между входной вершиной и новой входной вершиной помещается транскондуктивный усилитель, последовательно включенный как единичная проводимость (строка 3 табл. 3.1); 4) помещаются неинвертирующие транскондукторы, соответствующие дугам сигнального графа с положительными параметрами (строка 1 табл. 3.1); 5) помещаются

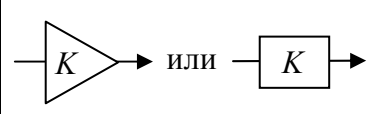
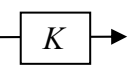
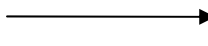
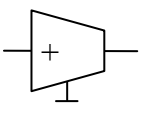
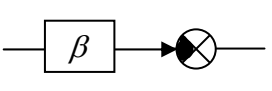
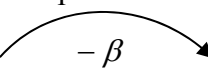
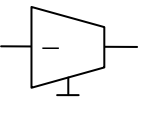


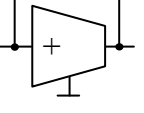


инвертирующие транскондукторы, соответствующие дугам сигнального графа с отрицательными параметрами (строка 2 табл. 3.1); б) между основными узлами (за исключением нового входного) и базисным узлом помещаются транскондукторы, включенные как проводимости, соответствующие вершинам сигнального графа (строка 3 табл. 3.1).

Воспользовавшись приведенным алгоритмом, выполним транскондуктивную реализацию структурной схемы Блэка (рис. 3.5,а). Результат реализации представлен на рис. 3.5,в, где  $G_{m1}=K$ ,  $G_{m2}=-\beta$ ,  $G_{m3}=1$ .

Этап отображения структурной схемы в виде графа в методе транскондуктивной реализации является промежуточным и необходимым, прежде всего, для понимания предлагаемого метода. Для построения схемы на транскондуктивных усилителях достаточно самой структурной схемы, элементы которой напрямую реализуются соответственно включенными транскондукторами, согласно третьему столбцу табл. 3.1.

Таблица 3.1. Транскондуктивная реализация элементов сигнального графа и структурных схем

Номер элемента	Элементы структурной схемы	Элементы сигнального графа	Реализация на транскондуктивных усилителях
1	 или 	Дуга с положительным параметром $K$ 	Неинвертирующий усилитель 
2	Цепь обратной связи 	Дуга с отрицательным параметром $-\beta$ 	Инвертирующий усилитель 
3	Сумматор или узел 	Вершина 	Резистор 

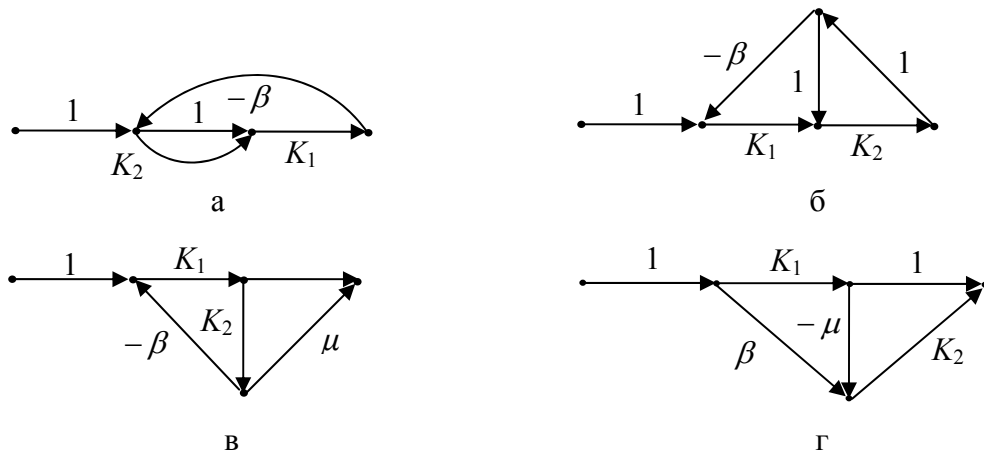
В этом случае алгоритм транскондуктивной реализации, в соответствии с табл. 3.1 (первый и третий столбцы), будет следующим: 1) проставляются основные узлы, соответствующие узлам и сумматорам структурной схемы; 2) помещается новый входной узел, обусловленный преобразованием источника тока к источнику ЭДС; 3) между входным узлом или сумматором структурной схемы и новым входным узлом помещается транскондуктивный

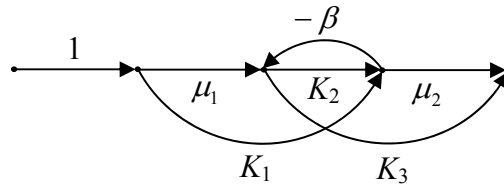
усилитель, последовательно включенный как единичная проводимость (строка 3 табл. 3.1); 4) помещаются неинвертирующие транскондукторы, соответствующие блокам передачи с положительными параметрами (строка 1 табл. 3.1); 5) помещаются инвертирующие транскондукторы, соответствующие блокам передачи с отрицательными параметрами, то есть подключенным к вычитающему входу сумматора (строка 2 табл. 3.1); 6) между основными узлами (за исключением нового входного) и базисным узлом помещаются транскондукторы, включенные как проводимости, соответствующие узлам или сумматорам (строка 3 табл. 3.1).

Таким образом, предложенный метод позволяет создавать схемы на современной элементной базе, коэффициент передачи которых будет идентичным коэффициенту передачи исходной структуры. 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.

Важно подчеркнуть, что предложенный метод обеспечивает сочетание конструкторско-технологических и структурных методов повышения точности электронных устройств. Метод ориентирован на построение высокоточных усилителей на основе транскондукторов.

**Примеры транскондуктивной реализации.** Рассмотрим структурные схемы усилительных устройств на рис. 1.5,а–д. Представим эти схемы в виде сигнальных графов, как это показано на рис. 3.8,а–д. На рис. 3.8,а–г учтено, что структурные схемы на рис. 1.5,а–г содержат блок передачи, коэффициент которого равен единице.

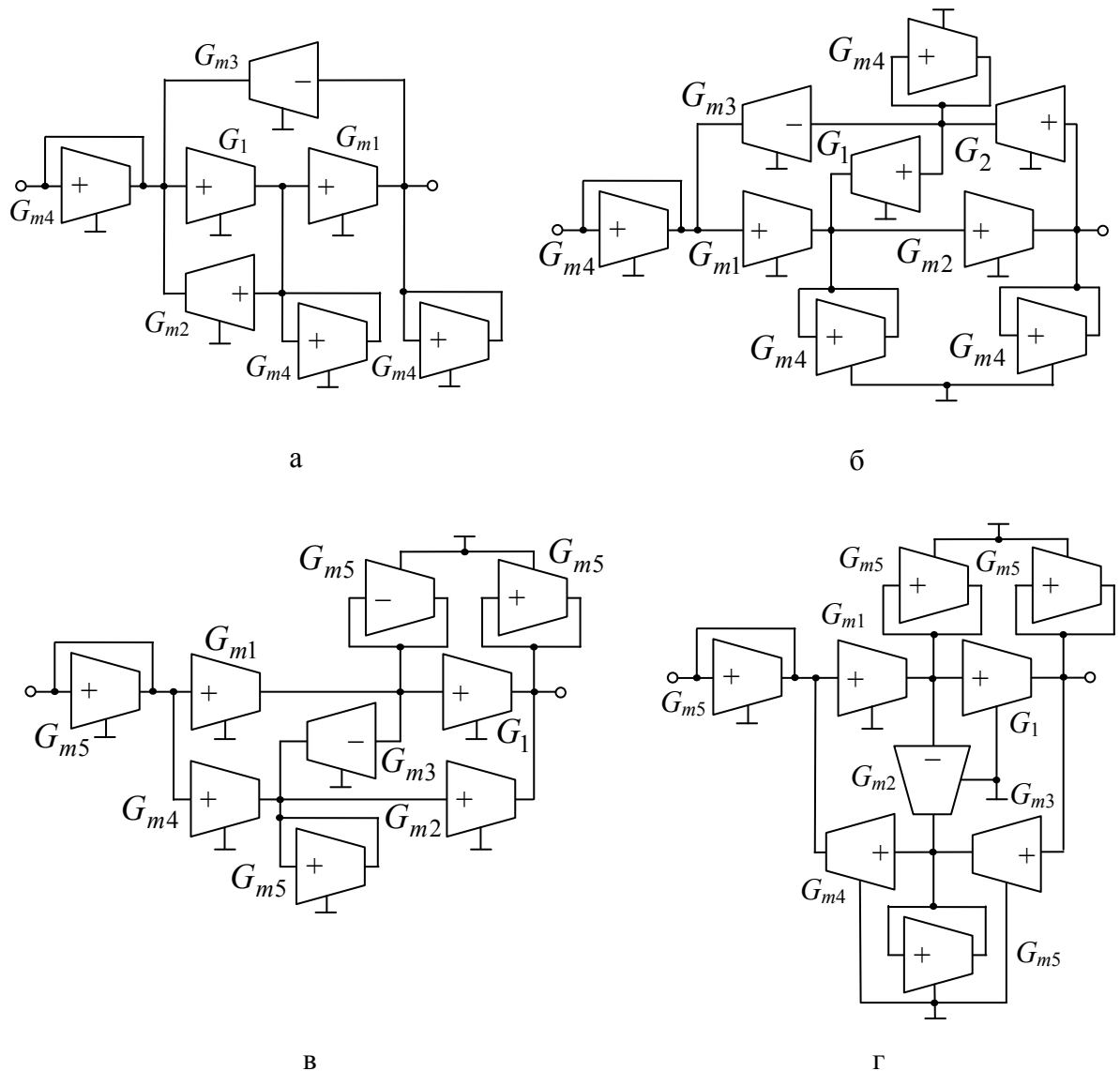




д

Рис. 3.8. Сигнальные графы усилителей (рис. 1.5)

На рис. 3.9,а–д представлены транскондуктивные реализации структурных схем усилителей на рис. 1.5,а–д. Найдем коэффициенты передачи реализованных схем, используя метод схемных определителей или программу SCAD, и сравним результат с коэффициентами усиления исходных структур.



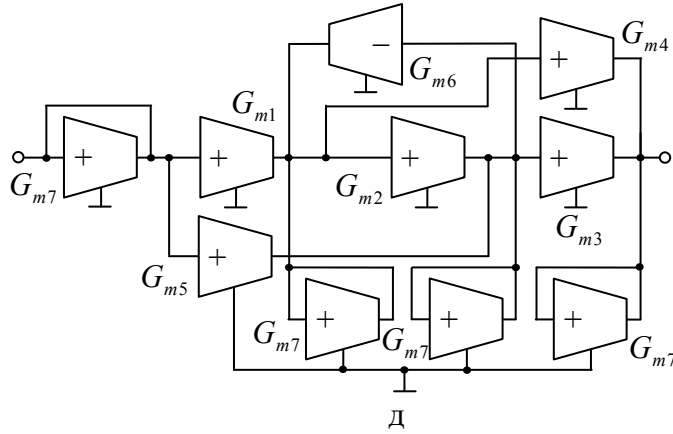


Рис. 3.9. Транскондуктивная реализация структурных схем усилителей (рис. 1.5)

Для схем на рис. 3.9, а–д получаем соответственно:

$$U = \frac{G_1 G_{m1} G_{m4}}{G_{m4} - G_1 (G_{m2} G_{m4} - G_{m1} G_{m3})}, \quad (3.13)$$

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

$$U = \frac{G_{m1} G_{m2} G_{m4}}{G_2 G_{m1} G_{m2} G_{m3} - G_1 G_2 G_{m2} G_{m4} + G_{m4}}, \quad (3.14)$$

где  $G_{m1} = K_1$ ,  $G_{m2} = K_2$ ,  $G_{m3} = \beta$ ,  $G_{m4} = g = 1$ ,  $G_1 = 1$ ,  $G_2 = 1$ ;

$$U = \frac{G_1 G_{m1} G_{m5} G_{m5} + G_{m2} ((G_{m4} G_{m5} - G_{m1} G_{m3}) G_{m5})}{G_{m5}}, \quad (3.15)$$

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

$$U = \frac{G_1 G_{m1} G_{m5} + G_{m1} G_{m2} G_{m3} G_{m5}}{G_{m1} G_{m2} G_{m4} G_{m5} + G_{m5}}, \quad (3.16)$$

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

$$U = \frac{G_{m5} ((G_{m7} G_{m7} + G_{m2} G_{m4}) G_{m7}) + G_{m3} ((G_{m4} G_{m7} - G_{m6} G_{m1}) G_{m7})}{G_{m2} (G_{m6} G_{m7}) + G_{m7}}, \quad (3.17)$$

где  $G_{m1} = K_1$ ,  $G_{m2} = K_2$ ,  $G_{m3} = K_3$ ,  $G_{m4} = \mu_1$ ,  $G_{m5} = \mu_2$ ,  $G_{m6} = \beta$ ,  $G_{m7} = g = 1$ .

Полученные выражения (3.13)–(3.17) совпадают с формулами (1.20)–(1.24) для коэффициентов передачи усилителей на рис. 1.5, а–д.

Для автоматизации процесса получения транскондуктивных реализаций по структурным схемам электрических цепей была разработана компьютерная программа SchemeConverter (автор Д. И. Стенюшкин) [61].

Входными данными для работы программы SchemeConverter является исходная структурная схема, построенная средствами графического интерфейса. Полученная в результате схема на транскондуктивных усилителях представляется в формате cir-файла, пригодного для дальнейшего использования в программах схемотехнического моделирования, например, в системе SCAD.

Программа SchemeConverter проста в освоении и обладает интуитивным и дружелюбным к пользователю интерфейсом. Предусмотрена возможность сохранения структурной схемы, реализованной средствами программы в графическом BMP-формате.

Программа SchemeConverter написана на языке программирования высокого уровня Delphi с использованием среды разработки Borland Delphi 7 [25]. Предусмотрена полная совместимость с системой SCAD. Программа предназначена для работы под управлением операционной системы Microsoft Windows XP. Программный продукт SchemeConverter распространяется свободно через сеть Интернет <http://intersyn.narod.ru> [47].

**Получение схем транскондуктивной реализации усилителей с помощью программы SchemeConverter.** Программа SchemeConverter запускается на исполнение файлом «SchemeConverter.exe». Основную часть окна программы занимает поле построения, в котором строится структурная схема. В верхней части окна расположена панель инструментов, в нижней – строка состояния, в которой отображается текущий режим работы.

Построение структурной схемы усилителя производится с помощью инструментов, расположенных на панели инструментов. Нажатие на кнопку «Узел» позволяет перейти в режим задания узлов структурной схемы. Узлы задаются щелчком левой кнопкой мыши в любом месте поля построения. Нажатие на одну из кнопок «Блок» позволяет добавить в схему усилительный блок или блок обратной связи. В процессе добавления блока в строке состояния отражается подсказка о текущей операции. Начальный и конечный узлы структурной схемы задаются с помощью инструментов «Исток» и «Сток» соответственно щелчком на одном из узлов схемы. Выбранный объект можно удалить или изменить его метку (если выбран один из блоков). Эти операции осуществляются нажатием кнопок панели инструментов «Удалить» и «Редактировать метку» соответственно.

Для получения транскондуктивной реализации на основе построенной структурной схемы следует нажать кнопку «Конвертировать». Результат преобразования сохраняется на диске компьютера в стандартном sig-файле.

**Примеры транскондуктивной реализации с помощью программы SchemeConverter.** Проведем транскондуктивную реализацию структурных схем, представленных на рис. 1.5,а–д с помощью SchemeConverter.

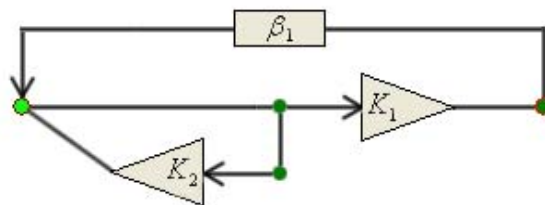


Рис. 3.10. Реализация структурной схемы усилителя (рис. 1.5,а) с комбинированной обратной связью средствами программы SchemeConverter

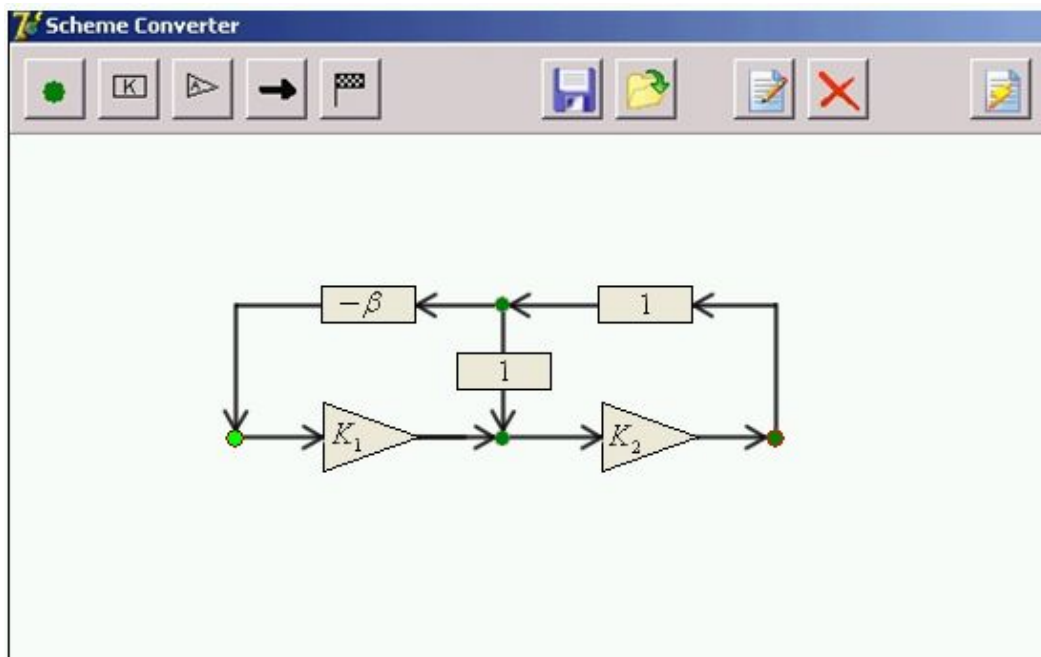


Рис. 3.11. Реализация структурной схемы усилителя (рис. 1.5,б) с комбинированной обратной связью средствами программы SchemeConverter

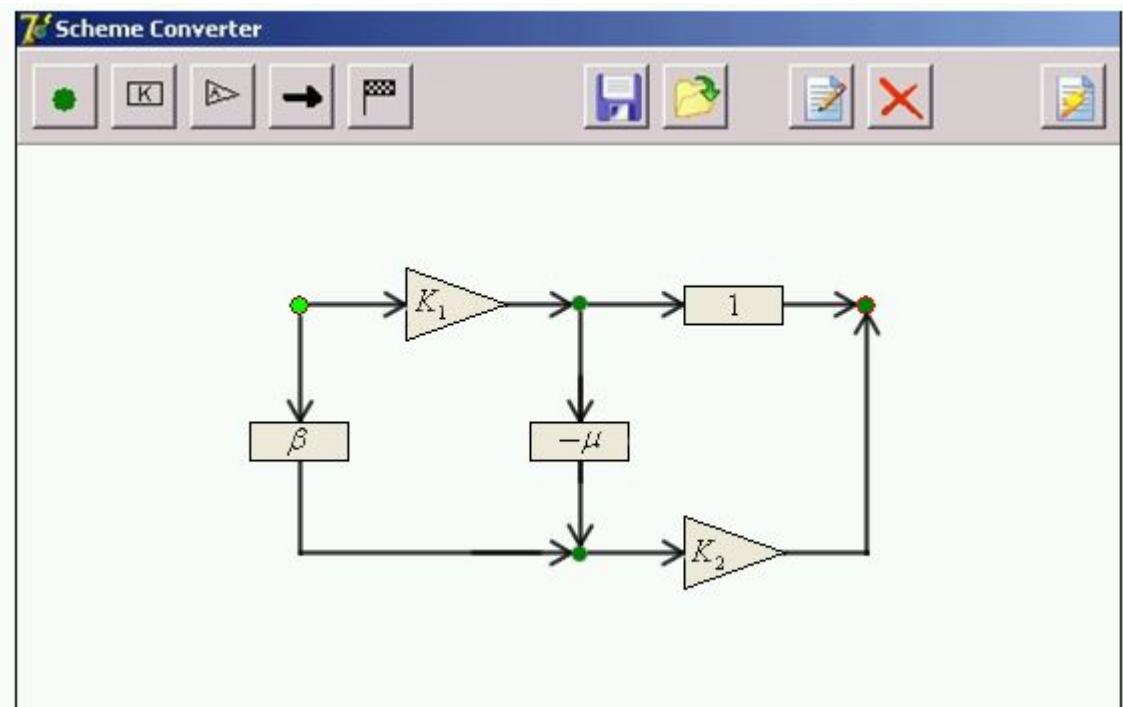


Рис. 3.12. Реализация структурной схемы усилителя (рис. 1.5,в) с аддитивной коррекцией средствами программы SchemeConverter

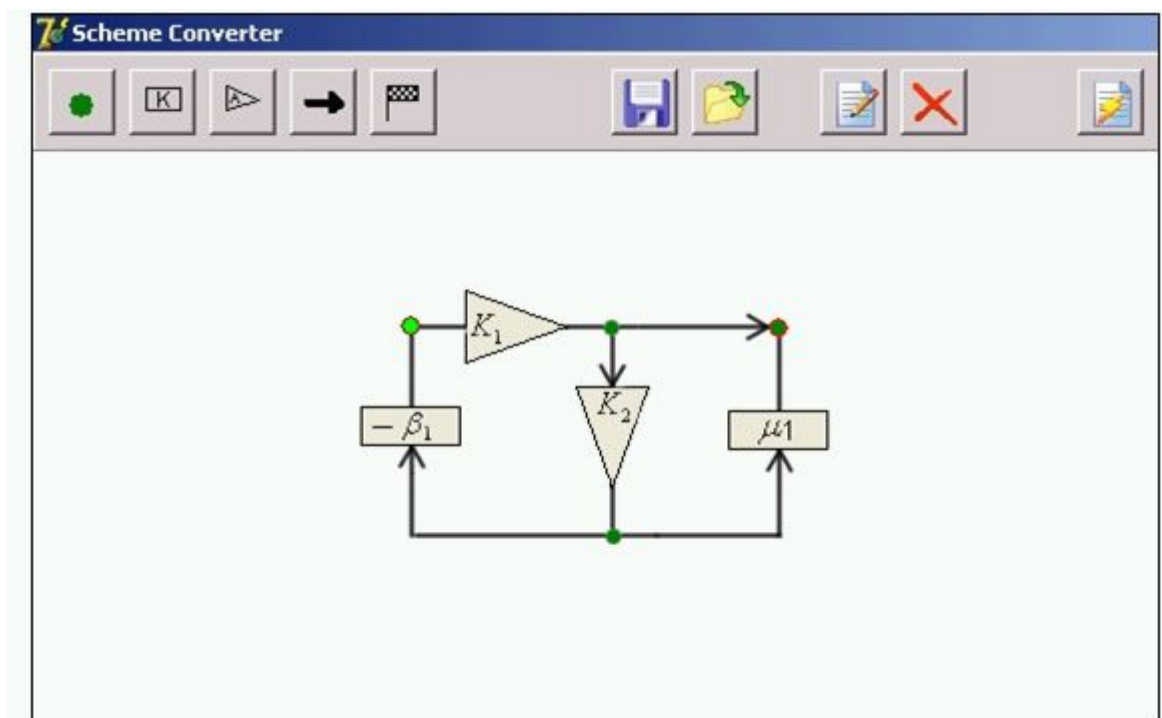


Рис. 3.13. Реализация структурной схемы усилителя (рис. 1.5,г) с аддитивной коррекцией средствами программы SchemeConverter

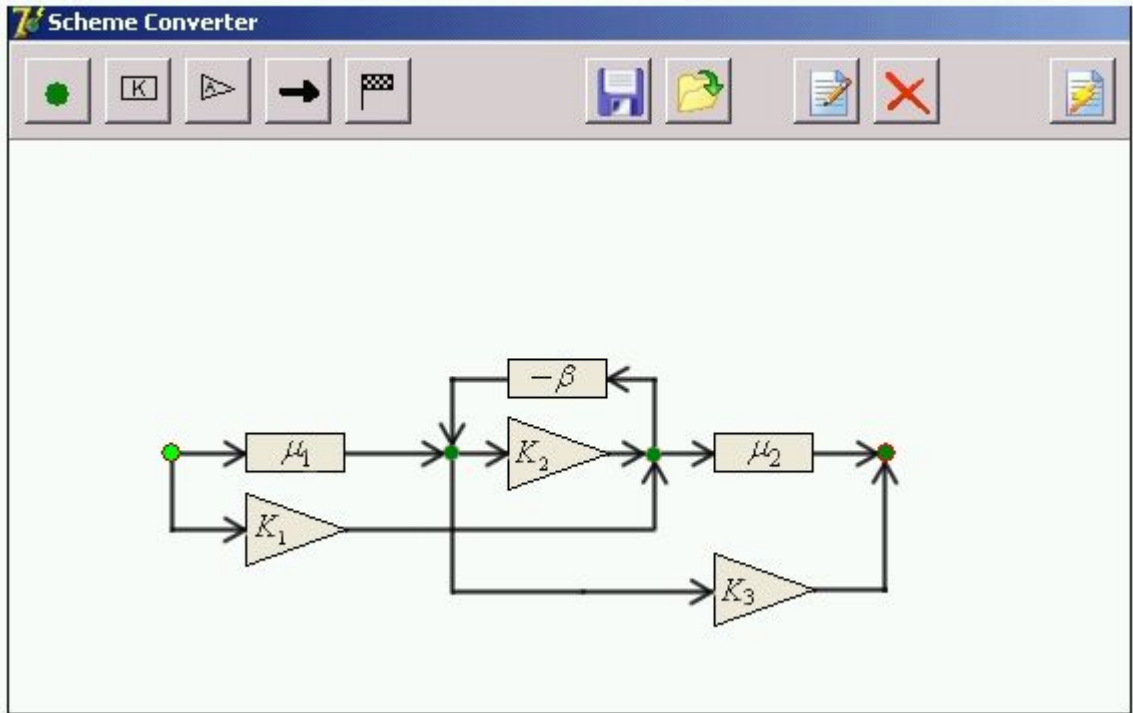


Рис. 3.14. Реализация структурной схемы усилителя (рис. 1.5,д) с аддитивной коррекцией средствами программы SchemeConverter

Результатом транскондуктивной реализации структурных схем на рис. 1.5,а–д с помощью SchemeConverter будут *cir*-файлы, которые могут быть использованы в системе SCAD (рис. 3.15–3.19)

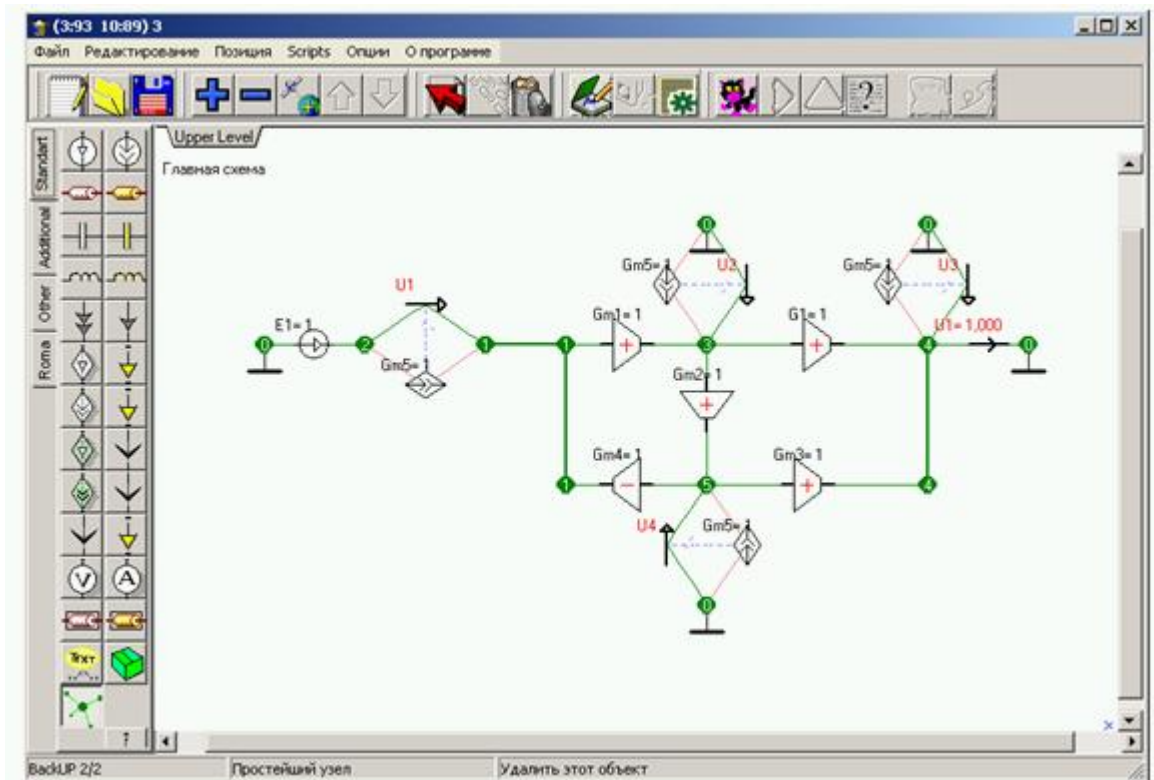


Рис. 3.15. Транскондуктивная реализация структурной схемы (рис. 1.5,а) усилителя с комбинированной обратной связью, восстановленная в системе SCAD



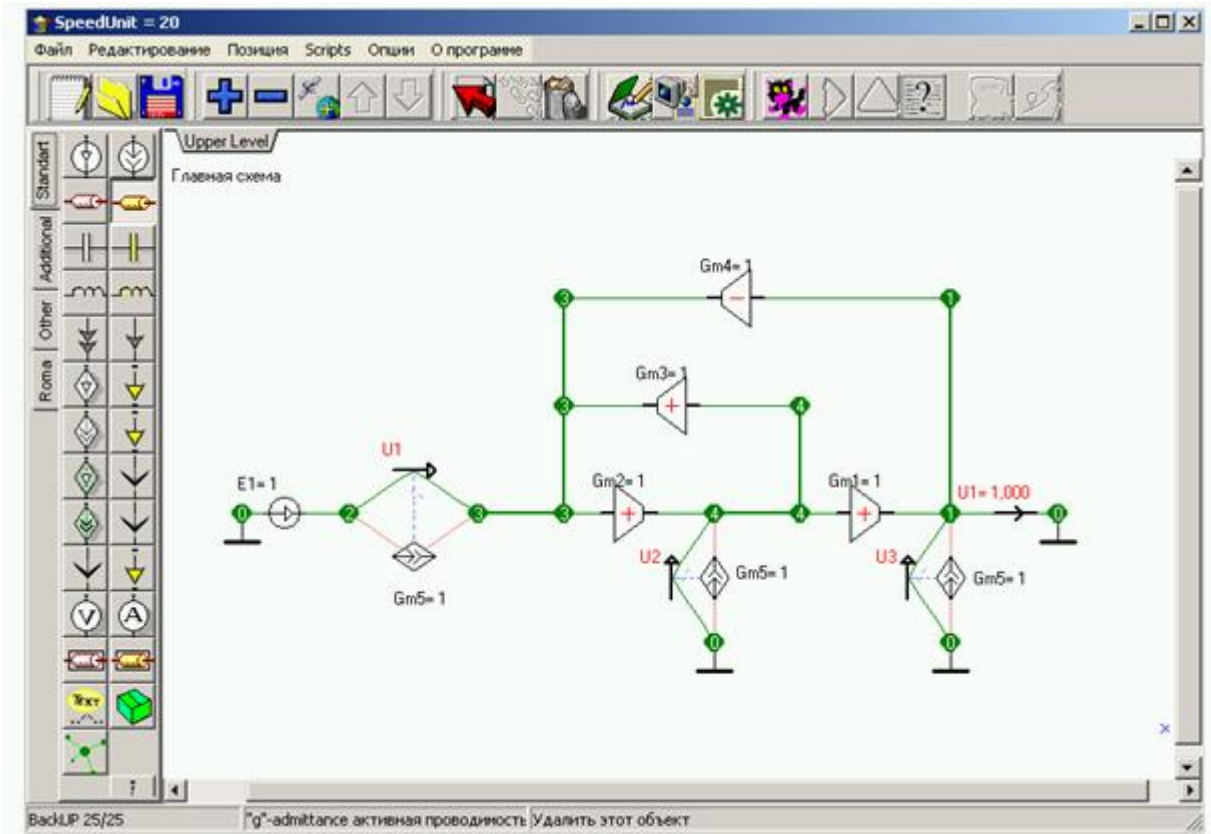


Рис. 3.16. Транскондуктивная реализация структурной схемы (рис. 1.5,б) усилителя с аддитивной коррекцией, восстановленная в системе SCAD

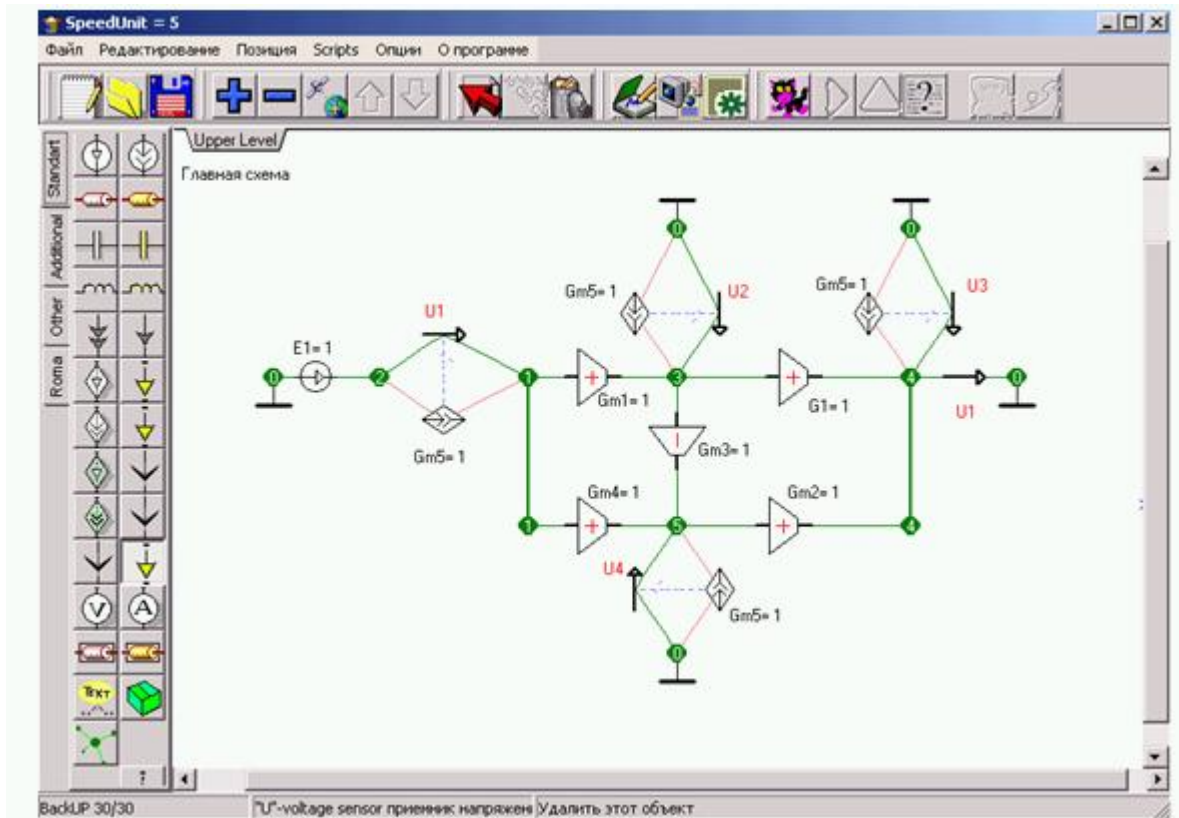


Рис. 3.17. Транскондуктивная реализация структурной схемы (рис. 1.5,в) усилителя с аддитивной коррекцией, восстановленная в системе SCAD

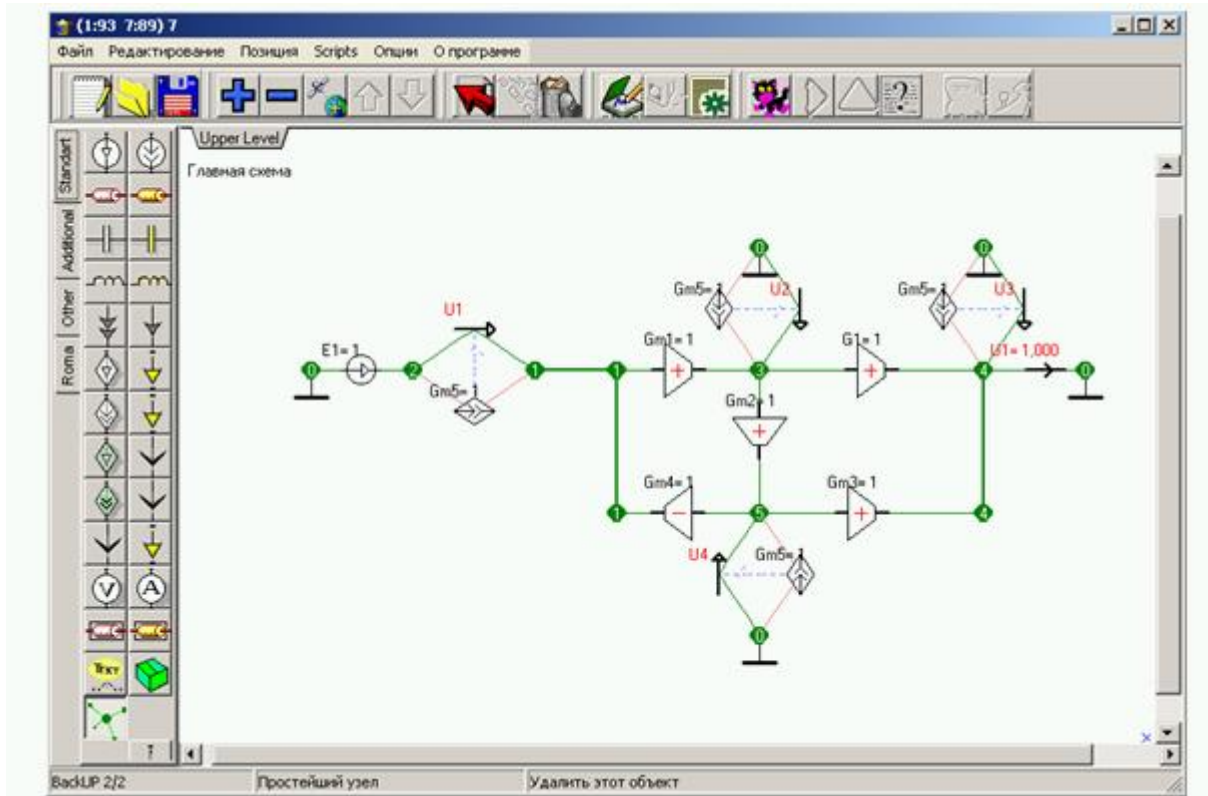


Рис. 3.18. Транскондуктивная реализация структурной схемы (рис. 1.5,г) усилителя с аддитивной коррекцией, восстановленная в системе SCAD

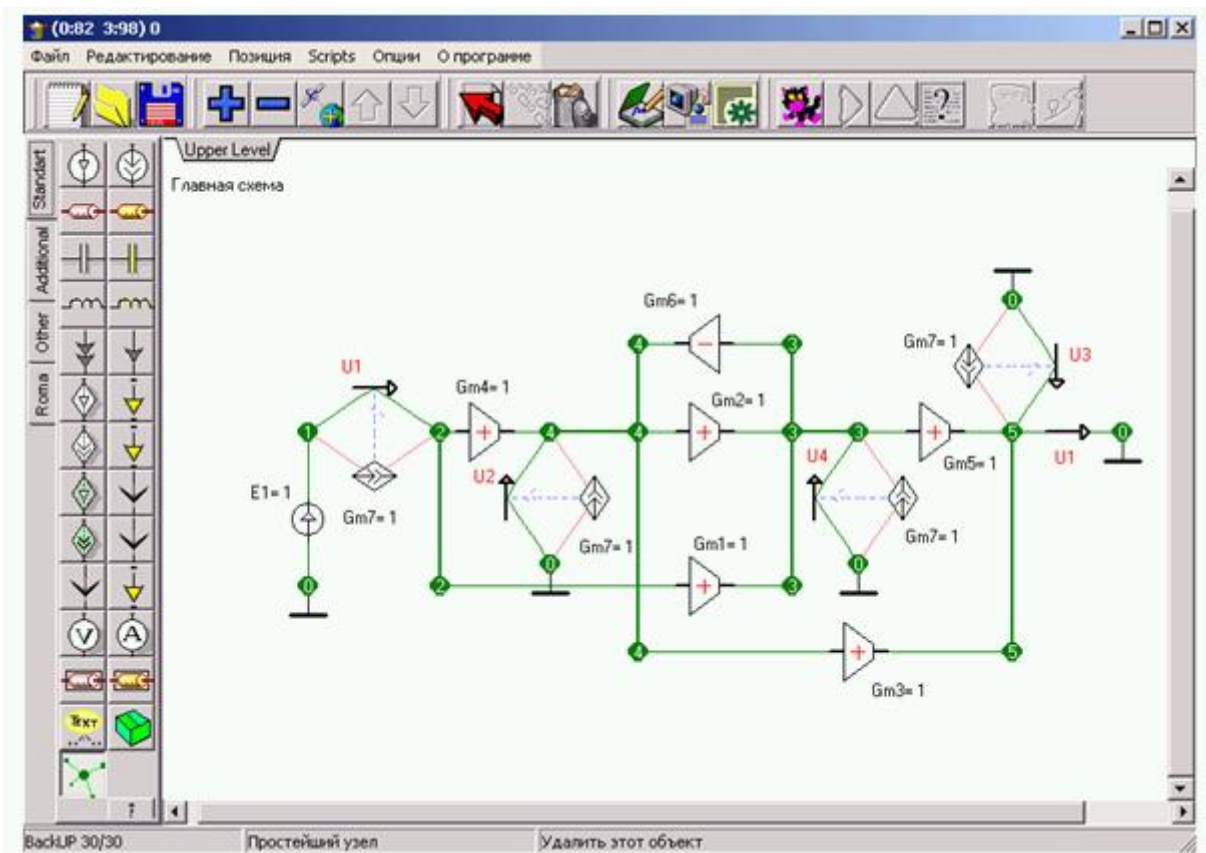


Рис. 3.19. Транскондуктивная реализация структурной схемы (рис. 1.5,д) усилителя с аддитивной коррекцией, восстановленная в системе SCAD

### 3.5. Выводы

В третьей главе представлен метод реализации структурных схем на основе новой элементной базы – транскондуктивных усилителей. Это позволяет реализовать удачные схемы минувших лет на новом технологическом уровне, без усложнения и ухудшения параметров, предъявляя соответствующие требования к элементной базе. В отличие от традиционных методов, предложенный метод позволяет получить коэффициент передачи схемы на транскондукторах, полностью идентичный коэффициенту передачи исходной блок-схемы, без применения условий настройки.

Предложенный алгоритм транскондуктивной реализации позволяет формализовать процедуру перехода от структурной схемы к схеме на транскондукторах. Обсуждаются особенности его применения для проектирования высокоточных усилительных устройств на основе транскондукторов.

Отображение элементов матрицы и вектора правой части схемами на транскондуктивных усилителях позволяет решать системы линейных алгебраических уравнений произвольной физической природы без применения правила Крамера, 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. Предложенный подход к решению линейных уравнений 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, и др.

Для автоматизации процесса получения транскондуктивных реализаций по структурным схемам ЛЭЦ разработана программа SchemeConverter. Входными данными для работы программы является исходная структурная схема, построенная средствами интерфейса пользователя. Полученная в результате схема на транскондуктивных усилителях представляется в формате cir-файла, который пригоден для дальнейшего использования в программах схемотехнического моделирования, например, в системе SCAD.

## 4. СИМВОЛЬНЫЙ ДОПУСКОВЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

В четвертом разделе схемный подход В. Фойснера и аппарат МСО используются для решения *третьей задачи* диссертации: разработки аналитических формул для погрешностей преобразования ЛЭЦ и допусков элементов.

### 4.1. Схемный подход к формированию дробных выражений схемных функций

**Схемно-алгебраическая интерпретация и обобщение формул Миддлбрука.** Обычно ССФ представляется в дробно-рациональном виде. Однако для проектирования линейных электрических цепей целесообразно использовать выражение ССФ в виде функции преобразования [36, 89]:

$$S = S_0(1 + \gamma), \quad (4.1)$$

где  $S_0$  – номинальный коэффициент передачи,  $\gamma$  – относительная мультипликативная погрешность. Если обе величины  $S_0$  и  $\gamma$  представлены в виде функций, то они образуют так называемое дробное выражение ССФ, поскольку второй сомножитель в символьном виде также строится на основе дробно-рациональных выражений.

Представление ССФ в виде (4.1) позволяет выделить выражение погрешности преобразования ЛЭЦ, что является важным для допускового анализа. Популярным методом формирования дробных выражений ССФ является методика, разработанная Р.Д. Миддлбруком [227, 228, 249, 250] и названная автором «теоремой экстра элемента» (под «экстра элементом» здесь понимается выделяемый элемент, от английского слова «extraction», то есть «выделение»). Подход Миддлбрука к символьному анализу цепей получил довольно широкое распространение среди специалистов, в том числе и в России [89], и вошел в учебные курсы ряда университетов: Колорадо ([http://ece.colorado.edu/~ecen5807/course\\_material](http://ece.colorado.edu/~ecen5807/course_material)), Вирджиния (<http://www.vt.edu>), Кембридж (<http://www.cambridge.org>).

На основе МСО была разработана схемно-алгебраическая интерпретация и обобщение формул выделения Миддлбрука [73, 79].

Обоснование методики формирования дробных выражений ССФ, представленное в оригинале у авторов [227, 228, 249, 250], базируется на теореме билинейной трансформации Боде [187] и выполняется на основе  $a$ -параметров  $2 \times 2$ -полосников, не является строгим, поскольку не использует понятие нуллора. Здесь мы представим строгую схемно-алгебраическую интерпретацию формул Миддлбрука.

Нахождение коэффициента передачи  $S$  ЛЭЦ по Миддлбруку проходит в три этапа: 1) в исходной схеме рассматриваются узлы и сечения, которым инцидентно минимальное количество элементов, выбирается элемент  $\chi$ , принадлежащий множеству  $\chi_i \in \{R, g, L, C, K, G, H, B\}$ , параметр которого задается стремящимся или к бесконечности  $\chi \rightarrow \infty$  или к нулю  $\chi \rightarrow 0$ . Формируется номинальная передаточная функция  $S_0 = N^\chi / D^\chi$  или  $S'_0 = N_\chi / D_\chi$  соответственно, где  $N^\chi$  и  $D^\chi$  – определители схем, в которых элемент  $\chi \rightarrow \infty$ ;  $N_\chi$  и  $D_\chi$  – определители схем, в которых элемент  $\chi \rightarrow 0$ ; 2) находится функция  $Z^{(\chi)} = N_\chi / N^\chi$  или  $Z_0^{(\chi)} = N^\chi / N_\chi$ ; 3) вычисляется функция  $Z^{(\chi)} = D_\chi / D^\chi$  или  $Z'^{(\chi)} = D^\chi / D_\chi$ . Тогда искомая функция  $S$  может быть найдена по одной из формул:

$$S = S_0 \frac{\chi + Z_0^{(\chi)}}{\chi + Z^{(\chi)}}, \quad (4.2)$$

$$S = S'_0 \frac{1 + \chi Z_0^{(\chi)}}{1 + \chi Z'^{(\chi)}}. \quad (4.3)$$

В оригинальной работе [227] приводятся по две формулы, аналогичные по смыслу выражениям (4.2) и (4.3), для параметров пассивных элементов и УИ. Количественная избыточность формул Миддлбрука стала следствием того, что значение номинального коэффициента передачи в формулах для сопротивления или проводимости (где  $S_0$  находится при  $\chi \rightarrow \infty$ , а  $S'_0$  при  $\chi \rightarrow 0$ ) принято противоположным по отношению к значению в формулах для УИ (где  $S_0$  находится при  $\chi \rightarrow 0$ , а  $S'_0$  при  $\chi \rightarrow \infty$ ). Таким образом, выражения (4.2)–(4.3) обобщают четыре формулы, представленные в трудах Миддлбрука и его последователей [227, 228, 249, 250].

При формировании дробного символьного выражения коэффициента передачи электрической цепи по формуле (4.2)–(4.3) для нахождения номинальных коэффициентов  $S_0$  и  $S'_0$  следует использовать САФ, представленные на рис. 2.3.

**Схемно-алгебраические формулы для формирования дробного выражения входного сопротивления.** Проиллюстрируем процесс нахождения функций  $Z_0^{(\chi)}$  и  $Z^{\{\chi\}}$  ( $Z_0'^{(\chi)}$  и  $Z'^{(\chi)}$ ) на примере формирования дробного выражения для входного сопротивления произвольной линейной схемы. Представим эти функции в схемно-алгебраическом виде в случае применения формул (4.2) и (4.3) для параметров сопротивления, проводимости и четырех типов УИ и запишем их в табл. 4.1 и табл. 4.2 соответственно.

Здесь независимые источники и ветви искомым откликов на внешних полюсах схемы заменены на соответствующие элементы нуллора для  $Z_0^{(\chi)}$  в табл. 4.1 и  $Z_0'^{(\chi)}$  в табл. 4.2, и нейтрализованы для в табл. 4.1  $Z^{(\chi)}$  и  $Z'^{(\chi)}$  в табл. 4.2, согласно знаменателю и числителю САФ входного сопротивления (рис. 2.3,е). На внутренних узлах элемент  $\chi$  в знаменателе схемно-алгебраических функций  $Z_0^{(\chi)}$ ,  $Z'^{(\chi)}$ ,  $Z^{(\chi)}$  и  $Z_0'^{(\chi)}$  заменяется на идеальный проводник для сопротивления, разрыв для проводимости и нулор для УИ, а в числителе нейтрализуется.

**Схемно-алгебраические формулы  $Z_0^{(\chi)}$  и  $Z^{\{\chi\}}$  ( $Z_0'^{(\chi)}$  и  $Z'^{(\chi)}$ ) для формирования дробного выражения передаточного сопротивления.** Запишем в схемно-алгебраическом виде функции  $Z_0^{(\chi)}$  и  $Z^{\{\chi\}}$  ( $Z_0'^{(\chi)}$  и  $Z'^{(\chi)}$ ), образуемые в результате применения формул (4.2) и (4.3) при формировании дробного выражения передаточного сопротивления в табл. 4.3 и табл. 4.4 соответственно, аналогично тому, как мы это сделали в случае входного сопротивления. Независимые источники и ветви искомым откликов на внешних полюсах схемы заменены на соответствующие элементы нуллора для  $Z_0^{(\chi)}$  в табл. 4.3 и  $Z_0'^{(\chi)}$  в табл. 4.4 и нейтрализованы для  $Z^{(\chi)}$  в табл. 4.3 и  $Z'^{(\chi)}$  в табл. 4.4, согласно знаменателю и числителю САФ передаточного сопротивления, (рис. 2.3,в). На внутренних узлах элемент  $\chi$  в знаменателе  $Z_0^{(\chi)}$ ,  $Z'^{(\chi)}$ ,  $Z^{(\chi)}$  и  $Z_0'^{(\chi)}$  заменяется на идеальный проводник для сопротивления, разрыв для проводимости и нулор для УИ, согласно (2.1), а в числителе нейтрализуется.

Табл.4.1. Нахождение функций  $Z_0^{(\chi)}$  и  $Z^{(\chi)}$  для получения ССФ входного сопротивления

$\chi$	$Z_0^{(\chi)}$	$Z^{(\chi)}$
$R$		
$g$		
$K$		
$G$		
$H$		
$B$		

Табл. 4.2. Нахождение  $Z'_0^{(\chi)}$  и  $Z'^{(\chi)}$  для получения ССФ входного сопротивления

$\chi$	$Z'_0^{(\chi)}$	$Z'^{(\chi)}$
$R$		
$g$		
$K$		
$G$		
$H$		
$B$		

Табл.4.3. Нахождение  $Z_0^{(\chi)}$  и  $Z^{(\chi)}$  для получения передаточного сопротивления

$\chi$	$Z_0^{(\chi)}$	$Z^{(\chi)}$
$R$		
$g$		
$K$		
$G$		
$H$		
$B$		

Табл. 4.4. Нахождение  $Z'^{(\chi)}$  и  $Z_0'^{(\chi)}$  для получения передаточного сопротивления

$\chi$	$Z_0'^{(\chi)}$	$Z'^{(\chi)}$
$R$		
$g$		
$K$		
$G$		
$H$		
$B$		



### Представление дробных выражений через схемные определители.

Недостатком формул (4.2)–(4.3) является необходимость вычисления трех ССФ или шести схемных определителей

$$S = \frac{N^\chi \chi + \frac{N_\chi}{N^\chi}}{D^\chi \chi + \frac{D_\chi}{D^\chi}}, \quad (4.4) \quad S = \frac{N_\chi}{D_\chi} \frac{1 + \chi \frac{N^\chi}{N_\chi}}{1 + \chi \frac{D^\chi}{D_\chi}}. \quad (4.5)$$

Как видно, среди схемных определителей имеются две пары одинаковых. Поэтому для получения дробного выражения достаточно найти четыре схемных определителя:  $N^\chi, D^\chi, N_\chi$  и  $D_\chi$ . Для этого можно использовать программу *cirsym*, входящую в состав системы SCAD.

Для получения дробных символьных выражений коэффициентов преобразования относительно параметров  $n$  элементов предлагается использовать следующие формулы:

$$S = S_0 \frac{\chi_1 \frac{N^{\chi_1}}{N^{\chi_{2,\dots,n}}} + \dots + \chi_n \frac{N^{\chi_n}}{N^{\chi_{1,2,\dots,n-1}}} + \chi_1 \chi_2 \frac{N^{\chi_{1,2}}}{N^{\chi_{3,\dots,n}}} + \dots + \chi_1 \chi_2 \dots \chi_n + \frac{N^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}{N^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}}{\chi_1 \frac{D^{\chi_1}}{D^{\chi_{2,\dots,n}}} + \dots + \chi_n \frac{D^{\chi_n}}{D^{\chi_{1,2,\dots,n-1}}} + \chi_1 \chi_2 \frac{D^{\chi_{1,2}}}{D^{\chi_{3,\dots,n}}} + \dots + \chi_1 \chi_2 \dots \chi_n + \frac{D^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}{D^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}}, \quad (4.6)$$

где  $S_0 = \frac{N^{\chi_{1,2,\dots,n}}}{D^{\chi_{1,2,\dots,n}}}$ .

$$S = S'_0 \frac{1 + \chi_1 \frac{N^{\chi_1}}{N^{\chi_{2,\dots,n}}} + \dots + \chi_n \frac{N^{\chi_n}}{N^{\chi_{1,2,\dots,n-1}}} + \chi_1 \chi_2 \frac{N^{\chi_{1,2}}}{N^{\chi_{3,\dots,n}}} + \dots + \chi_1 \chi_2 \dots \chi_n \frac{N^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}{N^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}}{1 + \chi_1 \frac{D^{\chi_1}}{D^{\chi_{2,\dots,n}}} + \dots + \chi_n \frac{D^{\chi_n}}{D^{\chi_{1,2,\dots,n-1}}} + \chi_1 \chi_2 \frac{D^{\chi_{1,2}}}{D^{\chi_{3,\dots,n}}} + \dots + \chi_1 \chi_2 \dots \chi_n \frac{D^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}{D^{\chi_{(1,2,\dots,n)}}}}, \quad (4.7)$$

где  $S'_0 = \frac{N^{\chi_{1,2,\dots,n}}}{D^{\chi_{1,2,\dots,n}}}$ .

Для автоматизации процесса получения выражения ССФ в дробной форме разработан программный продукт *Toleralize* [73, 76] (авторы – С.Б. Емельянов, А.И. Забродина, А.М. Кузнецов, А.Ю. Тюрина).

**Формирование дробных схемных функций для активной мостовой цепи.** Рассмотрим процесс получения функции входного сопротивления активной мостовой цепи на рис. 4.1, а в дробном виде с помощью применения формул (4.4)–(4.5). Выделение начинаем с параметра источника тока  $G_1$ . Как было отмечено выше, использование для этого формул (4.2)–(4.3) потребует нахождения значения трех различных функций, то есть шести определителей. В то же время применение формулы (4.4) позволяет обойтись нахождением четырех определителей:  $N^{G_1}$  (рис. 4.1, б),  $N_{G_1}$  (рис. 4.1, в),  $D^{G_1}$  (рис. 4.1, г),  $D_{G_1}$  (рис. 4.1, д).

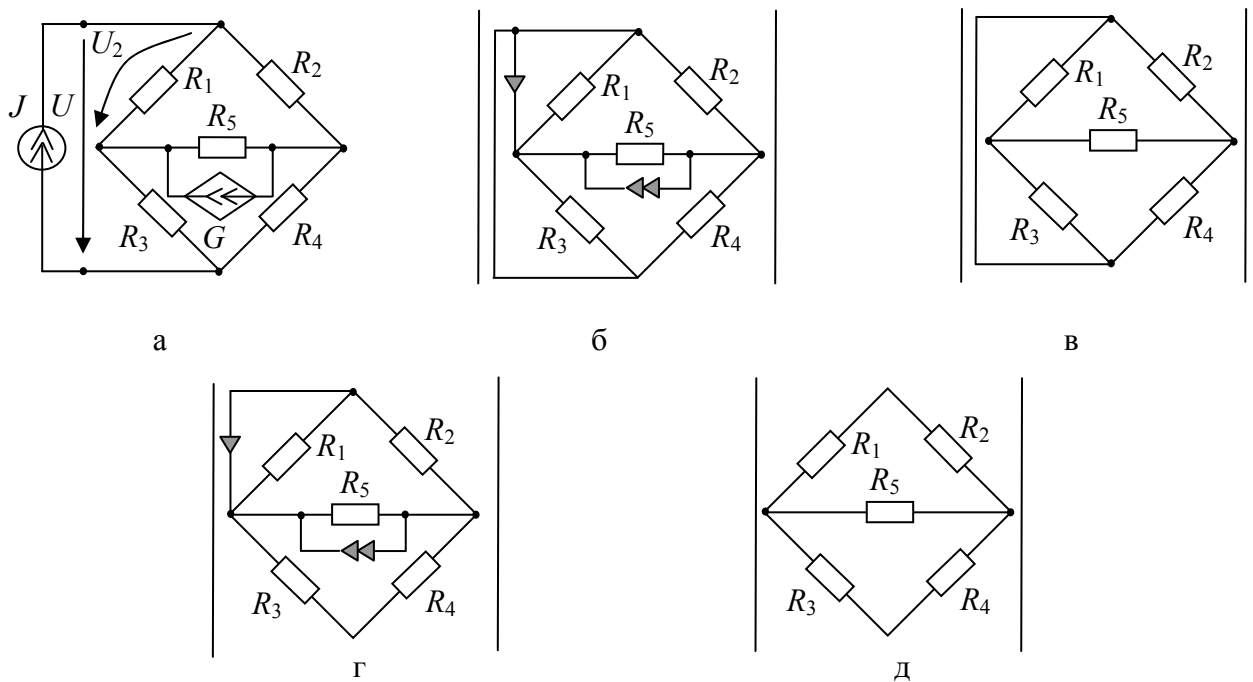


Рис. 4.1. Анализ мостовой цепи с ИТУН с помощью формулы (4.4)

С помощью формул (2.1)–(2.3) находим символьные выражения определителей, представленных на рис. 4.1, б–в,

$$N^{G_1} = R_1 R_3 R_5 (R_2 + R_4), \quad (4.8)$$

$$D^{G_1} = R_1 R_5 (R_2 + R_4), \quad (4.9)$$

$$N_{G_1} = R_1 ((R_3 + R_5)(R_2 + R_4) + R_3 (R_2 (R_4 + R_5) + R_4 R_5)), \quad (4.10)$$

$$D_{G_1} = (R_1 + R_2)(R_3 + R_4 + R_5) + (R_3 + R_4)R_5, \quad (4.11)$$

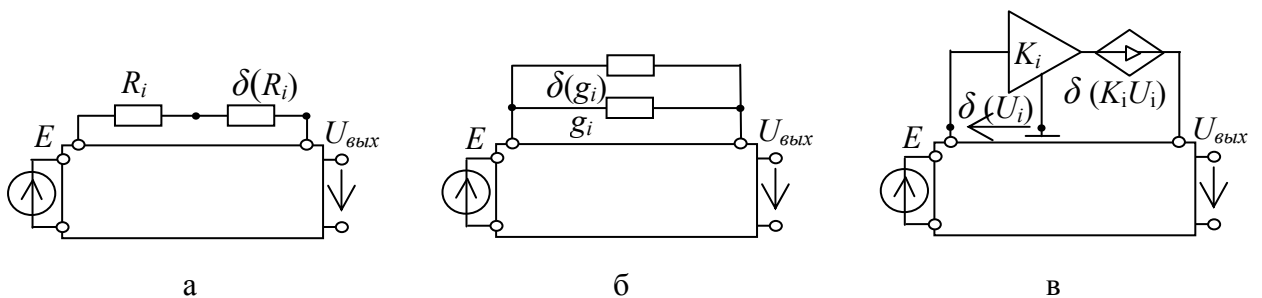
и записываем в символьном виде согласно формуле (4.4):

$$S = \frac{N^{G_1}}{D^{G_1}} \times \frac{G_1 + \frac{N^{G_1}}{N^{G_1}}}{G_1 + \frac{D^{G_1}}{D^{G_1}}}. \quad (4.12)$$

Таким образом, применение формул (4.4)–(4.5) для анализа активной мостовой цепи на рис. 4.1,а позволило уменьшить объем вычислений: вместо нахождения шести определителей для трех ССФ по формулам (4.2)–(4.3), потребовалось найти четыре определителя (4.8)–(4.11).

#### 4.2. Схемно-алгебраические формулы определения погрешности преобразования и допусков электрических цепей

Представление ССФ в дробной форме (4.1) позволяет выделить значение  $\gamma$  погрешности коэффициента преобразования ЛЭЦ, которое зависит от допуска на параметры элементов. Известно, что влияние технологического разброса параметров элементов ЛЭЦ на ее свойства, может быть учтено на схеме замещения путем введения дополнительных элементов [48, 70, 79]. Для двухполюсника  $\chi_i \in \{R, g, C, L\}$  допуск  $\delta(\chi_i)$  может быть задан соответственно последовательным включением сопротивления (рис. 4.2,а) или эквивалентного ИНУТ, либо параллельным включением проводимости (рис. 4.2,б) или эквивалентного ИТУН. Допуски активных элементов могут быть смоделированы с помощью УИ. Так, допуск на коэффициент передачи усилителей напряжения, проводимости, сопротивления и тока задается соответственно ИНУН с параметром  $\delta(K_i)$  (рис. 4.2,в), ИТУН с параметром  $G_d$  (рис. 4.2,г), ИНУТ с параметром  $\delta(H_i)$  (рис. 4.2,д) и ИТУТ с параметром  $\delta(B_i)$  (рис. 4.2,е). Отметим, что источники напряжения и управляющие ветви тока моделирующих элементов подключаются последовательно с соответствующими ветвями исследуемых УИ, а источники тока и ветви управляемые напряжением – параллельно.



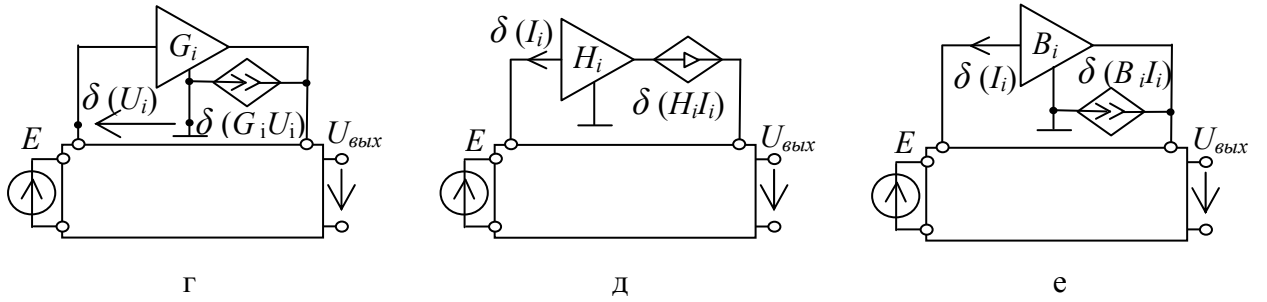


Рис. 4.2. Моделирование допусков с помощью схемных элементов

Если в схему замещения ЛЭЦ ввести элемент  $\chi$ , как показано на рис. 4.2, для моделирования допуска соответствующего компонента, то становится возможно оценить его влияние на номинальный коэффициент передачи с помощью формулы (4.5). Так, выражение для определения влияния допуска  $i$ -го элемента на мультипликативную погрешность ЛЭЦ, с учетом записи дробной ССФ вида (4.1), будет иметь вид [70, 79]:

$$\gamma_i = \frac{\delta(\chi_i)(N^{\delta(\chi_i)} D_{\delta(\chi_i)} - N_{\delta(\chi_i)} D^{\delta(\chi_i)})}{\delta(\chi_i) N_{\delta(\chi_i)} D^{\delta(\chi_i)} + N_{\delta(\chi_i)} D_{\delta(\chi_i)}} \quad (4.13)$$

Аналогичным образом выводится дробная формула для нахождения допуска произвольного элемента  $\delta(\chi_i)$  ЛЭЦ:

$$\delta(\chi_i) = \frac{\gamma N_{\delta(\chi_i)} D_{\delta(\chi_i)}}{N^{\delta(\chi_i)} D_{\delta(\chi_i)} - N_{\delta(\chi_i)} D^{\delta(\chi_i)} (\gamma_i + 1)} \quad (4.14)$$

Из выражения (4.7) можно вывести общую формулу для нахождения влияния на погрешность преобразования цепи допусков  $n$  элементов [70, 79]:

$$\begin{aligned} \gamma_{(1,2,\dots,n)} = & \left[ \delta(\chi_1) \left( N_{\delta(\chi_{2,\dots,n})}^{\delta(\chi_1)} D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} - N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} D_{\delta(\chi_{2,\dots,n})}^{\delta(\chi_1)} \right) + \dots + \right. \\ & + \delta(\chi_n) \left( N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})}^{\delta(\chi_n)} D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})} - N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})}^{\delta(\chi_n)} \right) + \\ & + \delta(\chi_1 \chi_2) \left( N_{\delta(\chi_{3,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,2})} D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} - N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} D_{\delta(\chi_{3,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,2})} \right) + \dots + \\ & \left. + \delta(\chi_1 \chi_2 \dots \chi_n) \left( N_{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}^{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})} D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} - N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} D_{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}^{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})} \right) \right] / \\ & / \left[ N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} \left( \delta(\chi_1) D_{\delta(\chi_{2,\dots,n})}^{\delta(\chi_1)} + \dots + \delta(\chi_n) D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})}^{\delta(\chi_n)} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \delta(\chi_1 \chi_2) D_{\delta(\chi_{3,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,2})} + \dots + \delta(\chi_1 \chi_2 \dots \chi_n) D_{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}^{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})} + D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})} \right) \right] \quad (4.15) \end{aligned}$$

**Схемно-алгебраические формулы определения погрешности.** Для большей наглядности анализа влияния погрешности преобразования на номинальный коэффициент передачи удобно представить формулу (4.13) в виде схемно-алгебраических формул для каждого типа элементов. Схемно-алгебраические формулы содержат как символы (параметры и переменные) и арифметические операции с ними (умножение, сложение, вычитание и деление), так и многополюсники (подсхемы) и операции с ними (схемный определитель, умножение схемного определителя на символ). САФ формируются путем выделения элементов схемы замещения многополюсника, поэтому они не содержат дублирующих пар слагаемых с противоположными знаками.

САФ применяются многократно для различных схем, многополюсников и подсхем. Это дает возможность сэкономить время анализа, а также получить более компактные выражения, поскольку в САФ уже сгруппированы сомножители. Применение САФ дает эффективный способ получения численно-аналитических выражений для искомым характеристик цепи, поскольку схемные определители многополюсников, содержащиеся в САФ, могут быть получены численным решением соответствующих уравнений или с помощью известных программ численного анализа. Это экономичнее, чем получение численно-аналитических выражений на основе символьных выражений.

На основе выражения (4.13) и рис. 4.2,а и 4.2,б запишем схемно-алгебраические формулы получения погрешности пассивных двухполюсников при задании допуска сопротивлением и проводимостью соответственно:

$$\gamma_{R_i} = \frac{\delta(R_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \times \\ \text{Circuit 2} \\ - \\ \text{Circuit 3} \\ \times \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right]}{\delta(R_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \times \\ \text{Circuit 2} \\ + \\ \text{Circuit 3} \\ \times \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right]}, \quad (4.16)$$

$$\gamma_{g_i} = \frac{\delta(g_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \\ \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right]}{\delta(g_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \\ \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right]}, \quad (4.17)$$

The diagram shows the sensitivity of a circuit to the conductance  $g_i$ . The numerator  $\delta(g_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $g_i$  is in parallel with the input terminals. The denominator  $\delta(g_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $g_i$  is in parallel with the output terminals. The signs of the terms in the numerator and denominator are  $\times, |, -, \times$  and  $\times, |, +, \times$  respectively.

Аналогичным образом получим, согласно (4.13) и рис. 4.2,в-е, выражения для нахождения значения погрешности усилителей при задании допуска с помощью УИ:

$$\gamma_{K_i} = \frac{\delta(K_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \\ \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right]}{\delta(K_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \\ \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right]}, \quad (4.18)$$

The diagram shows the sensitivity of a circuit to the gain  $K_i$ . The numerator  $\delta(K_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $K_i$  is in parallel with the input terminals. The denominator  $\delta(K_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $K_i$  is in parallel with the output terminals. The signs of the terms in the numerator and denominator are  $\times, |, -, \times$  and  $\times, |, +, \times$  respectively.

$$\gamma_{G_i} = \frac{\delta(G_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 1} \\ \text{Circuit 2} \\ \text{Circuit 3} \\ \text{Circuit 4} \end{array} \right]}{\delta(G_i) \left[ \begin{array}{c} \text{Circuit 5} \\ \text{Circuit 6} \\ \text{Circuit 7} \\ \text{Circuit 8} \end{array} \right]}, \quad (4.19)$$

The diagram shows the sensitivity of a circuit to the gain  $G_i$ . The numerator  $\delta(G_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $G_i$  is in parallel with the input terminals. The denominator  $\delta(G_i)$  is the sum of four circuit diagrams where  $G_i$  is in parallel with the output terminals. The signs of the terms in the numerator and denominator are  $\times, |, -, \times$  and  $\times, |, +, \times$  respectively.

$$\gamma_{Hi} = \frac{\left[ \begin{array}{c} \delta(H_i) \\ \delta(H_i) \end{array} \right]}{\left[ \begin{array}{c} \delta(H_i) \\ \delta(H_i) \end{array} \right]} \quad (4.20)$$

$$\gamma_{Bi} = \frac{\left[ \begin{array}{c} \delta(B_i) \\ \delta(B_i) \end{array} \right]}{\left[ \begin{array}{c} \delta(B_i) \\ \delta(B_i) \end{array} \right]} \quad (4.21)$$

**Схемно-алгебраические формулы определения допуска на параметры.** Запишем формулу получения погрешности (4.14) в схемно-алгебраическом виде при задании допуска на элемент сопротивлением (рис. 4.2,а) и проводимостью соответственно (рис. 4.2,б):

$$\delta(R_i) = \frac{\gamma_{Ri} \left[ \begin{array}{c} R_i \\ R_i \end{array} \right]}{\left[ \begin{array}{c} R_i \\ R_i \end{array} \right] - (\gamma_{Ri} + 1) \left[ \begin{array}{c} R_i \\ R_i \end{array} \right]} \quad (4.22)$$

$$\delta(g_i) = \frac{\gamma_{g_i} \left[ \text{Circuit 1} \right] \times \left[ \text{Circuit 2} \right]}{\left[ \text{Circuit 3} \right] \times \left[ \text{Circuit 4} \right] - (\gamma_{g_i} + 1) \left[ \text{Circuit 5} \right] \times \left[ \text{Circuit 6} \right]}, \quad (4.23)$$

Аналогичным образом получим, согласно (4.14) и рис. 4.2,в–е, САФ при задании допусков активных элементов с помощью УИ:

$$\delta(K_i) = \frac{\gamma_{K_i} \left[ \text{Circuit 1} \right] \times \left[ \text{Circuit 2} \right]}{\left[ \text{Circuit 3} \right] \times \left[ \text{Circuit 4} \right] - (\gamma_{K_i} + 1) \left[ \text{Circuit 5} \right] \times \left[ \text{Circuit 6} \right]}, \quad (4.24)$$

$$\delta(G_i) = \frac{\gamma_{G_i} \left[ \text{Circuit 1} \right] \times \left[ \text{Circuit 2} \right]}{\left[ \text{Circuit 3} \right] \times \left[ \text{Circuit 4} \right] - (\gamma_{G_i} + 1) \left[ \text{Circuit 5} \right] \times \left[ \text{Circuit 6} \right]}, \quad (4.25)$$

$$\delta(H_i) = \frac{\gamma_{H_i} \left[ \text{Circuit 1} \right] \times \left[ \text{Circuit 2} \right]}{\left[ \text{Circuit 3} \right] \times \left[ \text{Circuit 4} \right] - (\gamma_{H_i} + 1) \left[ \text{Circuit 5} \right] \times \left[ \text{Circuit 6} \right]}, \quad (4.26)$$



$$\delta(B_i) = \frac{\gamma_{B_i} \left( \text{Circuit 1} \right) \times \left( \text{Circuit 2} \right)}{\left( \text{Circuit 3} \right) \times \left( \text{Circuit 4} \right) - (\gamma_{B_i} + 1) \left( \text{Circuit 5} \right) \times \left( \text{Circuit 6} \right)}, \quad (4.27)$$

Отметим, что значения определителей  $N_{\delta(\chi)}$  и  $D_{\delta(\chi)}$  в полученных формулах (4.13)–(4.14), (4.16)–(4.27) а также  $N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})}$  и  $D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})}$  в (4.15) остаются неизменными и находятся при расчете номинального коэффициента передачи. Следовательно, применение предложенных аналитических выражений для параметрического синтеза и оптимизации параметров элементов ЛЭЦ по заданному значению погрешности преобразования, а также для определения значений допусков позволяет уменьшить число необходимых операций расчета [70].

### 4.3. Алгоритм и программа автоматизированного формирования дробных функций, символьных выражений погрешностей преобразования и допусков электрических цепей

**Алгоритм формирования дробных функций, символьных выражений погрешности преобразования и допусков электрических цепей.** Предлагаемый алгоритм основан на многократной частичной модификации `sig`-файла моделируемой цепи и использовании символьного процессора `CirMulW` [23, 167], предназначенного для автоматизированного получения выражений схемных определителей и ССФ.

Перед началом работы алгоритма следует выбрать один или несколько элементов  $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_n$ , принадлежащих множеству  $\chi_i \in \{R_i, L_i, g_i, C_i, K_i U_i, G_i U_i, H_i I_i, B_i I_i\}$  элементов исследуемой схемы. Очевидно, что, согласно формуле (4.14), при расчете значения допуска выбор нескольких элементов невозможен. В схему включаются элементы  $\delta(\chi_1), \delta(\chi_2), \dots, \delta(\chi_n)$ , моделирующие допуски на выбранных элементах  $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_n$ , как показано

на рис. 4.2. Для этого следует преобразовать исходный *sig*-файл следующим образом:

- если  $\chi_i \in \{R_i, L_i\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2$ ) удаляется, и добавляются две новых строки  $\chi_i$  ( $x_3 \ x_2$ ) и  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_3$ );
- если  $\chi_i \in \{g_i, C_i\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2$ ) сохраняется, но добавляется новая строка  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_2$ );
- если  $\chi_i \in \{K_1U_1, K_2U_2, \dots, K_nU_n\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) удаляется, и добавляются две новых строки  $\chi_i$  ( $x_3 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) и  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_3 \ y_1 \ y_2$ );
- если  $\chi_i \in \{G_1U_1, G_2U_2, \dots, G_nU_n\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) сохраняется, но добавляется новая строка  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ );
- если  $\chi_i \in \{H_1I_1, H_2I_2, \dots, H_nI_n\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) удаляется, и добавляются две новых строки  $\chi_i$  ( $x_3 \ x_2 \ y_3 \ y_2$ ) и  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_3 \ y_1 \ y_3$ );
- если  $\chi_i \in \{B_1I_1, B_2I_2, \dots, B_nI_n\}$ , то в *sig*-файле строка  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) удаляется, и добавляются две новых строки  $\chi_i$  ( $x_1 \ x_2 \ y_3 \ y_2$ ) и  $\delta(\chi_i)$  ( $x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_3$ ).

Необходимо учитывать, что в ходе выполнения алгоритма будут возникать случаи, когда значение  $\chi_i$  будет стремиться к нулю или бесконечности (табл. 4.5).

Табл. 4.5. Следствие  $\chi_i \rightarrow \infty$  и  $\chi_i \rightarrow 0$

$\chi_i$	$\chi_i \rightarrow \infty$	$\chi_i \rightarrow 0$
$R_i, L_i$	удаление строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2$ )	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ x_1 \ x_2$ )
$g_i, C_i$	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ x_1 \ x_2$ )	удаление строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2$ )
$K_iU_i$	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ )	замена строки ( $KU_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ x_1 \ x_2$ )
$G_iU_i$	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ )	удаление ( $GU_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ )
$H_iI_i$	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ )	замена строки ( $HI_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ x_1 \ x_2$ ), добавление строки ( $N_3 \ y_1 \ y_2 \ y_1 \ y_2$ )
$B_iI_i$	замена строки ( $\chi_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) на ( $N_1 \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ )	( $BI_i \ x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2$ ) заменяется строкой ( $N_1 \ y_1 \ y_2 \ y_1 \ y_2$ )

Алгоритм состоит из следующей последовательности шагов:

1. Формируется  $N_{\delta(\chi_{2,3,\dots,n})}^{\delta(\chi_1)}$  – в сіг-файле  $\chi_1 \rightarrow \infty, \chi_2 \rightarrow 0, \chi_3 \rightarrow 0, \dots, \chi_n \rightarrow 0$ . В сіг-файле удаляются строки (E1 x1 x2) или (J1 x1 x2), (U1 y1 y2) или (I1 y1 y2), вместо них добавляется одна новая строка ( $N_2$  x2 x1 y1 y2). Запускается программа CirmulW. Аналогичным образом формируются при необходимости  $N_{\delta(\chi_{1,3,\dots,n})}^{\delta(\chi_2)}$ ,  $N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})}^{\delta(\chi_3)}$ , и т.д.

2. Формируется  $N_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})}^{\delta(\chi_n)}$  – в сіг-файле  $\chi_n \rightarrow \infty, \chi_1 \rightarrow 0, \chi_2 \rightarrow 0, \dots, \chi_{n-1} \rightarrow 0$ . В сіг-файле удаляются строки (E1 x1 x2) или (J1 x1 x2), (U1 y1 y2) или (I1 y1 y2), вместо них добавляется одна новая строка ( $N_2$  x2 x1 y1 y2). Запускается программа CirmulW.

3. Формируется  $N_{\delta(\chi_{3,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,2})}$  – в сіг-файле  $\chi_1 \rightarrow \infty, \chi_2 \rightarrow \infty, \chi_3 \rightarrow 0, \dots, \chi_n \rightarrow 0$ . В сіг-файле удаляются строки (E1 x1 x2) или (J1 x1 x2), (U1 y1 y2) или (I1 y1 y2), вместо них добавляется одна новая строка ( $N_2$  x2 x1 y1 y2). Запускается программа CirmulW. Аналогичным образом формируются при необходимости  $N_{\delta(\chi_{2,4,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,3})}$ ,  $N_{\delta(\chi_{1,4,\dots,n})}^{\delta(\chi_{2,3})}$ , и т.д.

5. Формируется  $N_{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}^{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}$ . В сіг-файле удаляются строки (E1 x1 x2) или (J1 x1 x2), (U1 y1 y2) или (I1 y1 y2), вместо них добавляется одна новая строка ( $N_2$  x2 x1 y1 y2). Запускается программа CirmulW.

6. Формируется  $D_{\delta(\chi_{2,\dots,n})}^{\delta(\chi_1)}$  – в сіг-файле  $\chi_1 \rightarrow \infty, \chi_2 \rightarrow 0, \chi_3 \rightarrow 0, \dots, \chi_n \rightarrow 0$ . Если в сіг-файле есть E1, то строка (E1 x1 x2) заменяется на ( $N_2$  x1 x2 x1 x2), если в сіг-файле есть J1, то строка (J1 x1 x2) удаляется. Если в сіг-файле есть U1, то строка (U1 y1 y2) удаляется, если в сіг-файле есть I1, то строка (I1 y1 y2) заменяется на ( $N_2$  y1 y2 y1 y2). Запускается программа CirmulW. Аналогичным образом формируются при необходимости  $D_{\delta(\chi_{1,3,\dots,n})}^{\delta(\chi_2)}$ ,  $D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n})}^{\delta(\chi_3)}$ , т.д.

7. Формируется  $D_{\delta(\chi_{1,2,\dots,n-1})}^{\delta(\chi_n)}$  – в сіг-файле  $\chi_n \rightarrow \infty, \chi_1 \rightarrow 0, \chi_2 \rightarrow 0, \dots, \chi_{n-1} \rightarrow 0$ . Если в сіг-файле есть E1, то строка (E1 x1 x2) заменяется на ( $N_2$  x1 x2 x1

x2), если в сіг-файле есть J1, то строка (J1 x1 x2) удаляется. Если в сіг-файле есть U1, то строка (U1 y1 y2) удаляется, если в сіг-файле есть П1, то строка (П1 y1 y2) заменяется на ( $N_2$  y1 y2 y1 y2). Запускается программа CirmulW.

8. Формируется  $N_{\delta(\chi_{3,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,2})}$  – в сіг-файле  $\chi_1 \rightarrow \infty, \chi_2 \rightarrow \infty, \chi_3 \rightarrow 0, \dots, \chi_n \rightarrow 0$ .

Если в сіг-файле есть E1, то строка (E1 x1 x2) заменяется на ( $N_2$  x1 x2 x1 x2), если в сіг-файле есть J1, то строка (J1 x1 x2) удаляется. Если в сіг-файле есть U1, то строка (U1 y1 y2) удаляется, если в сіг-файле есть П1, то строка (П1 y1 y2) заменяется на ( $N_2$  y1 y2 y1 y2). Запускается программа CirmulW.

Аналогичным образом формируются при необходимости  $D_{\delta(\chi_{2,4,\dots,n})}^{\delta(\chi_{1,3})}$ ,

$D_{\delta(\chi_{1,4,\dots,n})}^{\delta(\chi_{2,3})}$ , т.д.

9. Формируется  $D_{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}^{\delta(\chi_{(1,2,\dots,n)})}$ . Если в сіг-файле есть E1, то строка (E1 x1 x2) заменяется на ( $N_2$  x1 x2 x1 x2), если в сіг-файле есть J1, то строка (J1 x1 x2) удаляется. Если в сіг-файле есть U1, то строка (U1 y1 y2) удаляется, если в сіг-файле есть П1, то строка (П1 y1 y2) заменяется на ( $N_2$  y1 y2 y1 y2). Запускается программа CirmulW.

10. Полученные с помощью программы CirmulW на предыдущих шагах выражения подставляются в формулы для получения искомого символьного выражения дробной функции (4.6), (4.7), погрешности преобразования (4.13), (4.15) или допуска (4.14). Алгоритм завершается.

**Программная реализация алгоритма.** Предложенный алгоритм формирования дробных функций и символьных выражений погрешности преобразования и допусков электрических цепей был реализован в программном продукте Toleralize. В комплект поставки программы Toleralize входят: исполняемый файл Toleralize.exe, символьный процессор CIRMULW.EXE, файла настроек символьного процессора setup.sym, численный интерпретатор ASP.exe (Arifmetic Symbolic Parser) [64, 69], набор тестовых схем усилительных устройств и фильтров.

Программа не имеет ограничений на тип линейных элементов и сложность исследуемой ЛЭЦ. Toleralize позволяет получить символьное выражение дробной ССФ в обеих формах (4.4) и (4.5), а также провести его численную интерпретацию. Расчет допусков при заданных предельно

допустимых значениях погрешности коэффициента передачи цепи может быть выполнен сразу для всех элементов заданной ЛЭЦ, либо для отдельных ее компонентов по выбору пользователя. Имеется возможность автоматического определения наиболее чувствительного к изменению входного сигнала элемента. Если значения допусков на элементы известны, то программа Toleralize позволяет оценить влияние технологического разброса параметров на коэффициент преобразования ЛЭЦ. Причем возможно учесть как влияние допуска одного конкретного элемента, так и влияние допусков произвольно выбранной совокупности элементов ЛЭЦ.

Программа Toleralize обладает удобным и простым в освоении графическим интерфейсом (рис. 4.3). Содержимое открытого sig-файла отображается в рабочем окне программы. Пользователь имеет возможность выбрать произвольный элемент схемы, относительно которого требуется получить значение допуска и оценить его влияние на мультипликативную погрешность. Результаты работы программы выводятся на экран в рабочем окне (рис. 4.3). Полученные формулы могут быть использованы для аналитических исследований, а также могут быть рассчитаны с помощью численного интерпретатора ASP.

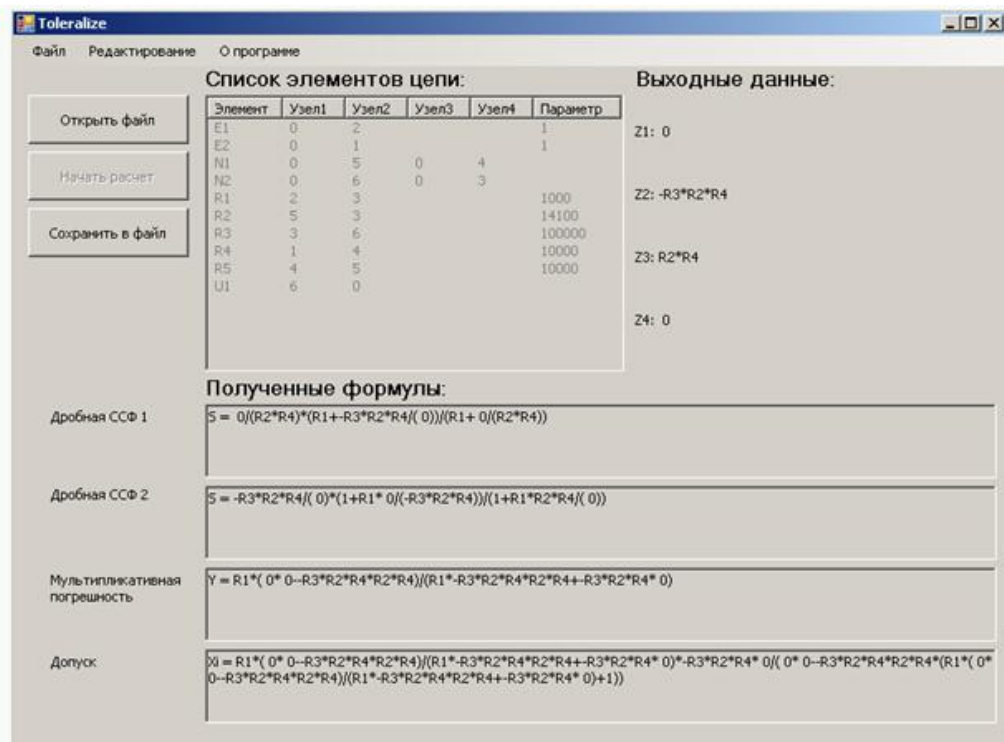


Рис. 4.3. Интерфейс программы Toleralize

Программа Toleralize написана на языке программирования высокого уровня Delphi с использованием среды разработки Borland Delphi 7 [25]. Предусмотрена полная совместимость с системой SCAD. Программа предназначена для работы под управлением операционной системы Microsoft Windows XP.

#### 4.4. Пример символьного допускового анализа транзисторного усилителя

В качестве примера использования формул (4.13)–(4.14) и их схемно-алгебраических представлений (4.16)–(4.27) проведем допусковый анализ усилителя на биполярных транзисторах [117, с. 234], линеаризованная схема замещения которого представлена на рис. 4.4. Параметры элементов схемы записаны в первом столбце табл. 4.6.

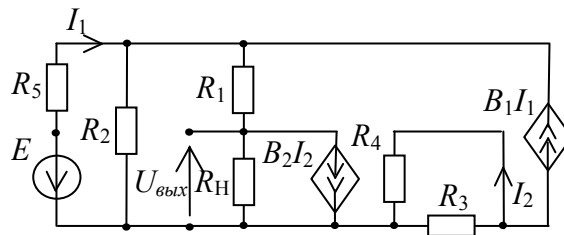


Рис. 4.4. Линейная схема транзисторного усилителя

Номинальный коэффициент передачи схемы  $S_0 = N_{\delta(\chi)} / D_{\delta(\chi)}$  будет равен:

$$N_{\delta(\chi)} = R_6(((R_3+R_4))(R_2(B_1+1))+(-B_2R_3)(-B_1(R_1+R_2)))=1010202000000000 \quad (4.28)$$

$$D_{\delta(\chi)} = (R_3+R_4)(-B_1R_1R_2+R_1(R_2+R_5)+R_2R_5)+ \\ +((R_3+R_4)R_6)(-B_1R_2+R_2+R_5)+(R_3R_6B_2)(R_2B_1) = 12444000000000 \quad (4.29)$$

Соответственно,  $S_0=81,18$ .

Проведем расчет погрешностей преобразования по формуле (4.13) при заданном значении допусков  $\delta(\chi_i)=\pm 10\%$  на элементы схемы (рис. 4.4). Так как значения определителей  $N_{\delta(\chi)}$  (4.28) и  $D_{\delta(\chi)}$  (4.29) были получены при нахождении номинального коэффициента передачи усилителя, то, подключая дополнительные элементы согласно рис. 4.2 и применяя формулы (4.16)–(4.21), получаем символьные выражения схемных определителей  $N^{\delta(\chi)}$  и  $D^{\delta(\chi)}$  для каждого элемента соответственно (столбец 2, табл. 4.6). Затем подставляем численные параметры и рассчитываем значения погрешностей преобразования. Полученные результаты записываем в столбцы 3,4 табл. 4.6.

Табл. 4.6. Формулы определителей и численные значения погрешностей преобразования и допусков на элементы схемы (рис. 4.4)

$\chi_i$	Символьные выражения определителей $N^{\delta(\chi)}$ и $D^{\delta(\chi)}$	$\gamma \%$		$\delta(\chi_i) \%$	
		$\delta(\chi_i) = +10\%$	$\delta(\chi_i) = -10\%$	$\delta(\chi_i) = +10\%$	$\delta(\chi_i) = -10\%$
$R_1$ 10 кОм	$N^{\delta(\chi)} = R_6 B_2 R_3 B_1 = 10000000000$ $D^{\chi} = (B_1 R_2 + R_2 + R_5)(R_3 + R_4) = 22200000$	8	-8.3	8	-8.3
$R_2$ 0.1 кОм	$N^{\delta(\chi)} = R_6((R_3 + R_4)(B_1 + 1) + (-B_2 R_3)(-B_1)) = 10202000000$ $D^{\chi} = (R_3 + R_4)(B_1 R_1 + R_1 + R_5) + ((R_3 + R_4)R_6)(B_1 + 1) + (-R_3 R_6 B_2)(-B_1) = 12224000000$	-8.9	10.8	-8.9	10.8
$R_3$ 1 кОм	$N^{\chi} = R_6((R_2(B_1 + 1)) + (-B_2)(-B_1(R_1 + R_2))) = 101010000000$ $D^{\chi} = (B_1 R_1 R_2 + R_1(R_2 + R_5) + R_2 R_5) + (R_6)(B_1 R_2 + R_2 + R_5) + (-R_6 B_2)(-R_2 B_1) = 11222000000$	0.89	-1.1	0.89	-1.1
$R_4$ 1 кОм	$N^{\chi} = R_6 R_2 (B_1 + 1) = 100000000$ $D^{\chi} = B_1(R_1 + R_6)R_2 + (R_1 + R_6)(R_2 + R_5) + R_2 R_5 = 122200000$	-0.97	0.99	-0.97	0.99
$R_5$ 1 кОм	$N^{\chi} = 0$ $D^{\chi} = (R_1 + R_2 + R_6)((R_3 + R_4)) = 22200000$	-0.17	0.17	-0.17	0.17
$R_6$ 1 кОм	$N^{\chi} = (R_3 + R_4)(R_2(B_1 + 1)) + (-B_2 R_3)(-B_1(R_1 + R_2)) = 101020200000$ $D^{\chi} = (R_3 + R_4)(B_1 R_2 + R_2 + R_5) + (-B_2 R_3)(-R_2 B_1) = 1022200000$	1.7	-1.9	1.7	-1.9
$B_1$ 121 См	$N^{\chi} = R_6(B_2 R_3(R_1 + R_2) + R_2(R_3 + R_4)) = 1010200000000$ $D^{\chi} = R_2(R_6 B_2 R_3 + (R_1 + R_6)(R_3 + R_4)) = 12200000000$	0.17	-0.21	0.17	-0.21
$B_2$ 121 См	$N^{\chi} = R_6 R_3 B_1 (R_1 + R_2) = 1010000000000$ $D^{\chi} = R_6 R_2 B_1 R_3 = 10000000000$	1.8	-2.1	1.8	-2.1

Теперь определим разброс параметров элементов транзисторного усилителя (рис. 4.4) при заданном значении погрешности коэффициента передачи  $\gamma = \pm 15\%$ . Для этого полученные ранее значения определителей  $N_{\delta(\chi)}$ ,  $D_{\delta(\chi)}$ ,  $N^{\delta(\chi)}$  и  $D^{\delta(\chi)}$  подставляем в формулу (4.14) и находим допуски на параметры соответствующих элементов (столбцы 4,6 табл. 4.6).

Для проверки полученных символьных выражений и определения их численных значений целесообразно использовать программу Toleralize.

Как видно из табл. 4.6, при заданных значениях допусков  $\delta(\chi_i)=\pm 10\%$  на элементы и погрешности номинального коэффициента передачи  $\gamma=\pm 15\%$  схемы усилителя (рис. 4.4) наибольшее влияние на функцию преобразования, имеет изменение параметров  $R_1$  и  $R_2$ . Очевидно, что эти элементы будут обладать наибольшей чувствительностью. В то же время, вариация параметров элементов  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  и  $B_1$  в заданных пределах оказывает незначительное воздействие на результирующий коэффициент передачи. Они меньше других параметров зависят от погрешности задания элементов.

#### 4.5. Выводы

Представлена схемно-алгебраическая интерпретация и обобщение формул выделения Миддлбрука на основе метода схемных определителей. Предложены формулы для получения дробных символьных выражений схемных функций электрических цепей, позволяющие выделять в явном виде параметры как двухполюсников, так и управляемых источников, а также заменить нахождение трех схемных функций по методу Миддлбрука четырьмя схемными определителями.

Предложены схемно-алгебраические формулы определения мультипликативной погрешности преобразования ЛЭЦ и допусков произвольных линейных элементов. Представление значения погрешности преобразования и допусков элементов в аналитическом виде позволяет избежать необходимости многократных повторных расчетов и оценить влияние этих элементов на номинальный коэффициент передачи. Разработан метод оценки влияния допусков на номинальный коэффициент передачи и определения элементов, обладающих наибольшей чувствительностью.

Для автоматизации процесса определения мультипликативной погрешности преобразования электрических цепей и допусков произвольных линейных элементов разработан программный продукт Toleralize (авторы – С.Б. Емельянов, А.И. Забродина, А.М. Кузнецов, А.Ю. Тюрина). Использование программы Toleralize позволяет сократить время на параметрическую оптимизацию схемы за счет уменьшения необходимых операций расчета.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение схемно-алгебраического аппарата МСО для решения задач структурного синтеза и допускового анализа ЛЭЦ обеспечило реализацию цели диссертации достижением следующих результатов:

1. Разработана прямая методика восстановления ЛЭЦ по заданной ССФ, без применения промежуточных математических моделей. Предложенная методика может применяться при создании схем электрических моделей неэлектрических (механических, тепловых и т.д.) систем. Разработан рекурсивный алгоритм восстановления схем, реализованный в программе SymSin, предназначенной для расширения классов эквивалентных схем ЛЭЦ.

2. Предложенная методика построения схемы по заданной ССФ была обобщена на ПСФ. Предложенная методика структурного синтеза на основе ПСФ, в отличие от классических методов схемной реализации, позволяет использовать произвольную активную элементную базу и обеспечивает порождение всех возможных схем, инвариантных к заданной ПСФ произвольного вида. Предусмотрена возможность исключения нетехнологичных схемных решений непосредственно в процессе синтеза. На основе предложенной методики разработана программа InterSym.

3. Разработан метод, позволяющий осуществить изоморфный переход от структурных схем ЛЭЦ к схемам на транскондуктивных усилителях. Метод позволяет реализовать известные структурные схемы на новом технологическом уровне и обеспечивает сохранение качеств и характеристик исходных структур без применения условий согласования параметров (условий настройки). Алгоритм транскондуктивной реализации реализован в программе SchemeConverter.

4. Решена задача допускового анализа ЛЭЦ на основе схемного подхода. Предложены схемно-алгебраические формулы для получения аналитических выражений погрешности преобразования ЛЭЦ и допусков произвольных элементов. Для автоматизированного получения результатов по предложенным формулам, разработана программа Toleralize.

**Список использованных источников**

1. Айзинов М.М. Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме. – М.: Энергия. – 1968.
2. Акимов С.В. Исследование и разработка методов структурно-параметрического синтеза линейных транзисторных усилителей СВЧ: Автореф. дис. ... канд. техн. наук / СПбГУТ, 2002.
3. Акимов С.В. Архитектура распределенной системы структурно-параметрического синтеза // Тр. междунард. НТК конф. «Единое информационное пространство '2004».– Днепропетровск, 2004.– С. 21–24.
4. Акимов С.В. Универсальная модель усилительного 4-полюсника СВЧ-диапазона // Труды 5-й международной НПК «Методы и алгоритмы прикладной математики в технике, медицине и экономике». Ч. 2.– Новочеркасск, 2005.– С. 43–49.
5. Акимов С.В. Универсальные модели: принципы создания и сферы использования // Труды второй всероссийской научной конференции. Ч.2.– Самара, 2005.– С. 14–17.
6. Акопджанян Г.Д., Сафарян В.С. К синтезу линейных пассивных четырехполюсников // Известия вузов. Электромеханика. – 2002.– №2. – С. 7–10.
7. Анисимов В.И. Топологический расчёт электронных схем.– Л., Энергия.– 1977.– 240 с.
8. Артым А.Д. Электрические корректирующие цепи и усилители. – Л.: Энергия.– 1965. – 424 с.
9. Ахнезер Н.Л. Лекции по теории аппроксимации.– М.: Наука.– 1965.
10. Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.И. Основы теории цепей: Учебник для вузов / Под ред. В.П. Бакалова.–М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 600 с.
11. Балабанян Н. Синтез электрических цепей. М.: Госэнергоиздат.– 1961.– 416 с.
12. Балабанян Н., Сешу С. Анализ линейных электрических цепей. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 545 с.
13. Балабанян Н. Синтез электронных РС-схем.–М.:Наука, 1966.– 247 с.

14. Балицкая Е. Е., Михайлова Е. Д. Алгоритм выявления изоморфизма двух произвольных графов // Теорет. электротехника.– Львов, 1974.– Вып. 17.– С. 8–14.
15. Бандман О.Л. Синтез электронных РС–схем.– М.: Наука, 1966.– 247 с.
16. Белецкий А.Ф. Основы теории линейных электрических цепей. – М.: Связь.– 1967.– 608 с.
17. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. – М.: Радио и связь.– 1986.– 544 с.
18. Беллерт С., Возняцки Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел. – М.: Мир, 1972.– 334 с.
19. Березко Л.А., Шумков Ю.М. Частичный структурный синтез линейных схем РЭА // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.– 1982.– №6. – С.24–28.
20. 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.
21. Березуев Р.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемное отображение системы уравнений на транскондуктивных усилителях // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2007.– Ульяновск: УлГТУ, 2007.–Т. 3.–С.11–18.
22. Березуев Р.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемное отображение системы уравнений на транскондуктивных усилителях / (Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей / Под ред. В.В. Филаретова. □ Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 356 с.). – С. 76–81.
23. Березуев Р.И., Горшков К.С., Королев Ф.А., Филаретов В.В. SCAD – система символьного анализа и диагностики линейных электронных цепей / (Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей / Под ред. В.В. Филаретова. □ Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 356 с.). – С. 297–335.

24. Бидзан О.Б., Горшков К.С. Расчёт экономической эффективности системы SCAD // Тез. Докл. 41 НТК «Вузовская наука в современных условиях», УлГТУ, 29.01.–03.02.07.
25. Бобровский С. И. Delphi 7. – СПб.: Питер, 2003. – 735 с.
26. Божко А. Н., Толпаров А. Ч. Структурный синтез на элементах с ограниченной сочетаемостью // Наука и образование. – №5.– 2004.
27. Борисов В.Ф., Фомин А.В., Черношенский В.В. Допуски в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Сов. Радио, 1973.– 128 с.
28. Браун Ф. Т. Непосредственное применение правила циклов к графам связей // Применение теории графов связей в технике.–М.:Мир,1974.– С.84–94.
29. Вейль Г. Симметрия. – М.: Наука, 1968. – 198 с.
30. Волгин Л.И. Операционный преобразователь. А.С. 432524 (СССР). – Бюллетень изобретений, 1974.– №22.
31. Волгин Л. И. Измерительный усилитель с аддитивной коррекцией // Измерительная техника. – 1978. – № 10. – С. 52–53.
32. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. – Саратов: Изд-во СГУ, 1982. – 108 с.
33. Волгин Л. И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М.: Энергоатомиздат, 1983.– 208 с.
34. Волгин Л. И. Высокостабильные усилительные устройства. Методы построения, схемотехника. – Саратов: Изд-во СГУ, 1985. – 128 с.
35. Волгин Л. И., Ребане Р.–В. П. Инверсное топологическое преобразование электрических цепей с операционными усилителями // Опыт, результаты, проблемы. Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей. – Таллин: Валгус, 1996. – Вып.4. – С. 112–122.
36. Волгин Л. И. Топологические модели усилителей электрических сигналов.–Тольятти:Поволжский технологический ин-т сервиса,2002.– 90с.
37. Волгин Л.И., Филаретов В.В. Взаимная обратимость и реверсивное топологическое преобразование активных электрических цепей // Схемно-топологические модели активных электрических цепей: Синтез и

анализ: Тр. международ. конф. КЛИН–2003.–Ульяновск: УлГТУ, 2003.–Т. 4.– С. 9–16.

38. 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.

39. Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и принципы построения аналоговых операционных преобразователей : учебное пособие. – Ульяновск : УлГТУ, 2006. □ 88 с.

40. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. – Ульяновск: УлГТУ, 2006.– 108 с.

41. Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей. □ Ульяновск: УлГТУ, 2007. □ 356 с.

42. Волгин Л.И., Горшков К.С., Филаретов В.В. Алгоритм транскондуктивной реализации структурных схем высокоточных усилительных устройств с аддитивной коррекцией погрешности // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2007.– Ульяновск: УлГТУ, 2007.– Т. 3. – С. 18–24.

43. Гальперин И. И. Структура и число связей регулируемых систем // Изв. Всесоюз. теплотехн. ин-та. – 1946. – №7, 8, 12.

44. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц.–: Наука, 1966.– 576 с.

45. Гиллемин Е.А. Синтез пассивных цепей. – М.: Связь.– 1970. – 720 с.

46. Гомоюнов К.К. Транзисторные цепи.–СПб:БХВ-Петербург,2002.–240с.

47. 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. – УлГТУ, Ульяновск, 2005. –Т. 3. – С. 25-29.

48. Горшков К. С., Чижиков В.Д. Автоматизированное проектирование высокочастотных узлов на основе схмотехнического моделирования // Схемно-алгебраические модели активных электрических

цепей: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. –Ульяновск:УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 37–43.

49. Горшков К.С., Чебаков С.Н. Модификация интерфейса системы анализа и диагностики электронных цепей SCAD // Тез. Докл. 41 НТК «Вузовская наука в современных условиях», УлГТУ, 29.01.–03.02.07.

50. Горшков К.С., Токарев Ю.В. Реконструкция полных, цепных и лестничных схем на основе формул схемных определителей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2007. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – Т. 3. – С. 39–48.

51. Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В. Генерация электрических схем, инвариантных к характеристическому уравнению // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей Тр. международ. конф. КЛИН–2007.– Ульяновск: УлГТУ, 2007.– Т.3.–С.48–52.

52. Горшков К.С., Статенина Ю.А., Филаретов В.В., Устинова Е.А. Friedrich Wilhelm Feussner und die Methode der Schemadeterminanten. // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей. Тр. международ. конф. КЛИН-2007.–Ульяновск:УлГТУ,2007.–Т.3.–С.207-222.

53. Горшков К.С. Символьные и матрично-численные методы моделирования электронных цепей: противостояние и взаимодополнение // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей. Тр. международ. конф. КЛИН–2007.–Ульяновск:УлГТУ,2007.–Т.3.–С.234–245.

54. Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В. Структурный синтез электрических цепей по их символьным схемным функциям / (Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 356 с.). – С. 151–175.

55. Горшков К.С., Филаретов В.В. Реализация структурных схем электрических цепей на основе транскондуктивных усилителей / (Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 356 с.). – С. 292–296.

56. Горшков К.С., Токарев Ю.В. SymSin – программа для восстановления электрических схем с двухполюсными элементами на основе

символьного выражения схемного определителя.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– №ОФАП 9588.– 2007.

57. Горшков К.С., Заболотнов С.А. ASP – программа для распознавания и вычисления значений арифметических выражений в пространстве комплексных чисел. – М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– №ОФЭРНиО 9586. – 2007.

58. Горшков К.С., Заболотнов С.А., Романов Л.В., Стенюшкин Д.И. GraphiX – программа для построения амплитудно- и фазо-частотных характеристик электрических цепей.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– № ОФАП 9587.– 2007.

59. Горшков К.С., Стенюшкин Д.И. SyGraph – программа для формирования символьных выражений передаточных функций сигнальных графов Мейсона.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– № ОФАП.– 2007.

60. Горшков К.С., Токарев Ю.В. Разработка алгоритма синтеза схем на основе символьного выражения схемного определителя // Тез. Докл. 41 НТК «Вузовская наука в современных условиях», УлГТУ, 29.01.– 03.02.07.

61. Горшков К.С., Стенюшкин Д.И. SchemeConverter – программа для генерации схем транскондуктивной реализации усилительных устройств.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– №ОФАП 11893.– 2008.

62. Горшков К.С., Токарев Ю.В. InterSyn – программа для интерактивного синтеза электрических схем методом подключения дополнительного элемента.– М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– №ОФАП 11894.– 2008.

63. Горшков К. С., Токарев Ю. В., Филаретов В. В. Анализ и структурный синтез электрических цепей методом схемных определителей: учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 240 с.

64. Горшков К.С., Заболотнов С.А. Применение алгоритма интерпретации символьных алгебраических выражений для построения амплитудно- и фазочастотных характеристик электрических цепей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова.–Ульяновск: УлГТУ, 2008.–Вып.6.–С.19-26.

65. Горшков К.С., Стенюшкин Д.И. Алгоритм и программа транскондуктивной реализации электронных цепей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – Вып. 6. – С. 26–34.
66. Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В. Генерация патентоспособных схемных решений с помощью программы структурного синтеза SymSin // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – Вып. 6. – С. 34–40.
67. Горшков К.С., Токарев Ю.В., Филаретов В.В. Исключение изоморфных структур при структурном синтезе электронных схем по их символьным схемным функциям // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – Вып. 6. – С. 40–46.
68. Горшков К.С., Филаретов В.В. Установление изоморфизма ненаправленных и ориентированных графов на основе распределения показателей участия их ребер и дуг // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – Вып. 6. – С. 56–72.
69. Горшков К.С., Заболотнов С.А. ASP – программа для распознавания и вычисления значений арифметических выражений в пространстве комплексных чисел. – М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России.– № ОФАП. – 2008.
70. Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемно-алгебраические формулы для погрешности преобразования и допусков электрических цепей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2009. – Вып. 7. – С. 101–112.
71. Горшков К.С., Филаретов В.В. Реализация структурных схем электрических цепей на основе транскондуктивных усилителей // Электричество.– 2009.– №1.– С. 32–40.
72. Горшков К.С. Структурный синтез электрических цепей на основе полиномиальных функций методом схемных определителей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международный сборник научных



трудов / Под ред. В.В. Филаретова. – Ульяновск: УлГТУ, 2009. – Вып. 7. – С. 3–17.

73. Горшков К.С., Филаретов В.В. Формирование дробных символьных выражений для схемных функций электрических цепей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международ. сб. науч. тр. – Ульяновск: УлГТУ, 2009. – Вып. 7. – С. 136–149.

74. Горшков К.С., Филаретов В.В. Жизнь и деятельность Вильгельма Фойснера, основоположника схемного подхода к анализу цепей // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международ. сб. науч. тр. – Ульяновск: УлГТУ, 2009. – Вып. 7. – С. 245–276.

75. Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемный подход Вильгельма Фойснера и метод схемных определителей. – Ульяновск, УлГТУ, 2009. – 184 с.

76. Горшков К.С., Емельянов С.Б., Забродина А.И., Кузнецов А.М., Тюрина А.Ю. Toleralize – программа для определения мультипликативной погрешности преобразования линейных электрических цепей и допусков на элементы. – М.: ОФЭРНиО. – №ОФЭРНиО 00214. – 11.09.2009.

77. Горшков К.С., Лагунков О.А., Петров А.С., Разумков М.Ю. Switcher – программа структурного синтеза электрических цепей. – М.: ОФЭРНиО. – №ОФЭРНиО 00211. – 11.09.2009.

78. Горшков К.С., Филаретов В.В. Алгоритм оптимального синтеза линейных электронных цепей на основе полиномиальных схемных функций // Электроника и связь: Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии». – Киев, 2010. – №4. – С. 45–50.

79. Горшков К.С., Филаретов В.В. Обобщение метода символьного анализа Миддлбука для расчета допусков электрических цепей // Электроника и связь: Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии». – Киев, 2010. – №5. – С. 60–64.

80. Гришкевич А.А. Комбинаторные методы исследования минимальных структур математических моделей электрических цепей и систем. – Челябинск: ЮУГТУ. – 2004. – 300 с.

81. Демирчян К. С., Бутырин П. А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей. – М.: Высшая школа, 1988. – 335 с.

82. Демирчян К. С., Нейман Л. Р., Коровкин Н. В., Чечурин В. Л. Теоретические основы электротехники: в 3 т. – Т.1. – СПб.: Питер, 2003. – 463 с.

83. Денисенко В.В. Проблемы схемотехнического моделирования КМОП СБИС. – «Компоненты и технологии». – 2002. – №3. – с.74–78.
84. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. – СПб.: Радио и связь, 2004. – 424 с.
85. 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.
86. Дмитришин Р.В. Генерация формулы характеристического уравнения многовариантного анализа схем // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25, №6. – С. 89–91.
87. Долбня В.Т. Взаимные соотношения между электрической схемой и ее передаточной функцией // Теоретическая электротехника, Львов. – 1971. – Вып. 11 – С. 100–102.
88. Долбня В.Т. Топологические методы анализа и синтеза электрических цепей и систем. – Харьков: Вища школа, 1974. – 145 с.
89. Донкеев С.С. Исследование влияния входных фильтров на динамические характеристики импульсных источников электропитания: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 (Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения) / Поволж. гос. ак. телеком. и информ. – Самара, 2006. – 20 с.
90. Ермолаев Ю.В. Повышение точности анализа электрических цепей на основе обобщенных преобразований их схем замещения при выполнении многовариантных расчетов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.05 (Теорет. электротехника) / Ленингр. гос. техн. ун-т. – Л., 1990. – 16 с.
91. Захаров В. К., Лыпарь Ю. И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. – Л. : Энергоатомиздат. – 1984. – 432 с.
92. Зелингер Дж. Основы матричного анализа и синтеза применительно к электронике. М.: Изд-во «Совестское радио», 1970. – 240 с.
93. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. – М.: Изд-во АН СССР, 1951. – 336 с.
94. Иншаков А.Н., Иншаков С.А. Допусковый анализ при проектировании сложных технических систем // Информационные технологии. – 1997. – № 1. – С. 34–39.

95. Ионкин П. А., Миронов В. Г. Синтез RC-цепей с активными невязимными элементами. – М.: Энергия, 1976. – 240с.
96. 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.
97. Ионкин П.А., Максимович Н.Г., Миронов В.Г. Синтез линейных электрических и электронных цепей (метод переменных состояния). – Львов: Вища школа. Изд-во при Львов.ун-те, 1982. – 312 с.
98. Калахан Д. Современный синтез цепей. – М. – Л., изд-во «Энергия», 1966. – 192 с.
99. Калниболотский Ю.М., Рогоза В.С. Синтез электронных RC-схем с использованием системы дифференциальных уравнений // Автоматизация проектирования в электронике, 1970. – Вып. 2. – С. 90–99.
100. Калниболотский Ю.М., Королев Ю.В. Синтез электронных схем. – Киев: Вища школа, 1979. – 230 с.
101. Каушанский А.С., Строганов М.П. Реализация биквадратных функций входного сопротивления минимальными схемами. // Теоретическая электротехника.– Львов.– 1972.– Вып. 14.
102. Каушанский А.С. Синтез двухполюсников с минимальным числом элементов.– М.: Связь, 1973. – 88 с.
103. Королев А. Г., Курейчик В. М. Об одном методе распознавания изоморфизма графов // Кибернетика.– 1977.– №2.– С. 82–87.
104. Королев А. Г. Алгоритм определения изоморфизма графов на основе их преобразования с учетом компонент связности // Кибернетика.– 1987.– №1.– С. 27–31, 46.
105. Королев Ф. А., Филаретов В. В. Сравнение методов получения схемных функций для электрических цепей с управляемыми источниками // Электричество.– 2008.– №5.– С. 42–53.
106. Коротков А. С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб. : Наука, 1999. – 416 с.
107. Кочанов Н.С. Основы синтеза линейных электрических цепей во временной области. – М.: Изд-во «Связь», 1967. – 200 с.
108. Кривошейкин А.В., Ланнэ А.А. К теории эквивалентных электрических цепей.– Теорет. электротехника.– 1970.– №10. – С. 82–86.

109. Курганов С. А., Филаретов В. В. Схемно-алгебраический анализ, диакоптика и диагностика линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 320 с.
110. Курганов С.А. Схемно-алгебраический анализ чувствительности линейных электрических цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2006. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Т. 3. – С. 129–135.
111. 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.
112. Курганов С.А., Филаретов В.В. Символьный анализ линейных аналоговых и дискретно-аналоговых электрических цепей: Учебное пособие.– Ульяновск: УлГТУ, 2008.– 300 с.
113. Курганов Д.С., Филаретов В.В. Программа символьного анализа и диагностики электронных цепей CIRSWM32. – М.: ОФАП Госкоорцентра Минобрнауки России. – № ОФАП 9589; №ГР 50200702592. – 2007.
114. Лабковский Б.А. Наука изобретать.– СПб: Нордмед-Издат, 2000.– 372 с.
115. Лаксберг Э.А. Моделирование электронных цепей на основе схемной редукции.– Таллин: Валгус, 1990.– 159 с.
116. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез электронных схем. – М.: Связь, 1976.
117. Лин Пен-Мин, Чуа Л. О. Машинный анализ электронных схем (алгоритмы и вычислительные методы). – М.: Энергия.– 1980.– 638 с.
118. Лыпарь Ю. И. Структурный синтез электронных цепей. – Л.: Изд-во ЛПИ, 1982.– 84 с.
119. Лыпарь Ю. И. Автоматизация проектирования избирательных усилителей и генераторов. – Л.: Изд-во Ленингр. Ун-та, 1983. – 144с.
120. Лыпарь Ю. И. Теория системного структурного синтеза // Системный анализ в проектировании и управлении: Тр. международ. научн.-практ. конф.– СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2001.– С 43–45.
121. Лыпарь Ю. И. Системная теория структурного синтеза электронных схем // Вычислительная техника, автоматика и

радиоэлектроника Тр. международ. научн.-практ. конф. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2002. – С. 120–127.

122. Лыпарь Ю.И. Системно-структурный синтез // Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. В.Н. Волковой, В.Н. Козлова.– М.: Высш. шк., 2004.– С. 427-439.

123. 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.

124. Лыпарь Ю. И. Системный синтез структуры генератора гармонических колебаний с перестраиваемой частотой // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. международ. конф. КЛИН–2005. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Т. 3. – С. 126–137.

125. Лыпарь Ю. И. Системный синтез структур электронных и электрических цепей Ч. 1. // Электричество.– 2007.– № 2.– С. 46–55.

126. Лэнинг Дж. Х., Бэттин Р. Г. Случайные процессы в задачах автоматического управления. – М.: Изд-во иностр. литературы, 1958.– 338 с.

127. Матханов П.Н. Синтез реактивных четырехполюсников по временным функциям. – Л.: Энергия, 1970.

128. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах. – Киев, «Техніка», 1978.– 232 г.

129. 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.

130. Миронов В.Г. Синтез электрических и электронных цепей: состояние и проблемы.– Электричество.– 2000.– №7.

131. Мишина А. П., Проскуряков И. В. Высшая алгебра: линейная алгебра, многочлены, общая алгебра. – М.: Наука, 1965. – 300 с.

132. Морозов К. К., Одинокоев В. Г. Автоматизированное проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры: М.: Радио и связь, 1983.

133. Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы / пер. с англ. под ред. П. А. Ионкина. – М. : Изд-во иностр. литературы, 1963. – 620 с.
134. Норенков И.П. Основы автоматизированного проектирования. Учебник. Серия: Информатика в техническом университете. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 336 с.
135. Оптимальная реализация линейных электронных RLC-схем / А.А. Ланнэ, Е.Д. Михайлова, Б.С. Саркисян, Я.Н. Матвийчук. – Киев: Наукова думка, 1981. – 208 с.
136. Остапенко А.Г. Анализ и синтез линейных радиоэлектронных цепей с помощью графов. – М.: Радио и связь, 1985. – 280 с.
137. Ортюзи Ж. Теория электронных цепей, т. 2.– М.: Мир, 1970.– 408.
138. Погребной В. К. Об одном методе определения изоморфизма графов // Кибернетика.– 1982.– №2.– С 7–13, 24.
139. Подольский Л.З., Чаповский М.З. Метод реализации передаточных функций с образованием дополняющей цепи. – Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1973. – №11.– С. 117–120.
140. Подольский Л.З., Чаповский М.З. Об одном методе реализации функций электрических цепей. –Радиотехника. – 1974. – №16.– С. 93–95.
141. Райцын Т.Н. Синтез систем автоматического управления методом направленных графов. – Л.: Энергия, 1970. – 96 с.
142. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0. – М.: Солон, 1999. – 698 с.
143. Ребане Р.-В. П. Схемы на базе операционных усилителей. – Таллин: Изд-во «Валгус», 1976. – 83 с.
144. Резниченко В.К. Проектирование электрических фильтров на ЭВМ. – К.: Техніка, 1980. – 168 с.
145. Рид М.Б., Сешу С. Линейные графы и электрические цепи: Пер. с англ.: Учеб. пособие.– М.: Высшая школа, 1971.– 448 с.
146. Свами М., Тхуласираман К. Графы, сети и алгоритмы.– М.: Мир, 1984.– 455 с.
147. Свирцева Э.А., Минаев А.И. Алгоритм и программа синтеза RC-схем с операционными усилителями в дифференциальном включении // Избирательные системы с обратной связью.–Таганрог, 1978.–№4.–С.185–186.

148. Свирщева Э.А. Структурный синтез неизоморфных систем с однородными компонентами.– Харьков, 1998.– 256 с.
149. Синтез активных RC-цепей. Современное состояние и проблемы. / Под ред. А.А. Ланнэ. – М.: Связь, 1975. – 296 с.
150. Сигорский В.П. Анализ электронных схем.– Киев: Гос. изд-во техн. лит. УССР, 1960.– 176 с.
151. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. – Киев: Техника, 1967. – 610 с.
152. Силламаа Х.В. Основы синтеза схемных структур соединения многополюсных цепей. – Таллин.: ТПИ, 1983.– 416 с.
153. Солодов А. В. Линейные системы автоматического управления с переменными параметрами. – М.: Физматгиз, 1962. – 324 с.
154. Стахив П.Г. Синтез электрических цепей по методу переменных состояния. – Теоретическая электротехника, 1974.– Вып. 17. – С.15–20.
155. Сучилин А.М. Обобщенный структурный метод анализа и синтеза электрических цепей автоматических устройств: Автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.05 (Теорет. основы электротехники) / Ленингр. политехн. ин-т.– Л.,1964.–20 с.
156. Сучилин А.Н.. Применение направленных графов к задачам электротехники. – Л.: Энергия, 1971. – 104 с.
157. Теоретические основы электротехники. Т. 1 / П. А. Ионкин, А.И. Даревский, Е.С. Кухаркин, В.Г. Миронов, Н.А.Мельников. – М.: Высшая школа, 1976.– 544 с.
158. Тетельбаум И. М., Шнейдер Ю. Р. Практика аналогового моделирования динамических систем : справочное пособие. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 384 с.
159. Трифонов И.И. Синтез реактивных цепей с заданными фазовыми характеристиками. – М.: Связь.– 1969.– 216 с.
160. Трифонов И.И. Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
161. Трохименко Я.К. Модификация метода обобщенных чисел // Радиоэлектроника.– 1999.– № 9.– С. 3–14.

162. Трохименко Я. К. Анализ линейных электронных цепей теоретико-множественным методом схемных чисел // Радиоэлектроника. – 2002. – № 7. – С. 3–14.
163. Усынин В. И. Структура цепей в САПР. – Киев: Выща школа: Головное изд-во, 1988. – 166 с.
164. Фараджев И. А. Генерирование неизоморфных графов с заданным распределением степеней вершин // Алгоритмические исследования в комбинаторике. – М., 1978. – С. 11–19.
165. Филаретов В. В. Метод изоморфных преобразований для анализа квазиполных и квазиоднородных графов проводимостей // Электричество. – 1987. – №5. – С. 5–9.
166. Филаретов В.В. Синтез оптимальных формул схемных функций электрических цепей // Электричество. – 1995. – № 4. – С. 36–43.
167. Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество. – 1998. – № 5. – С. 43–52.
168. 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.
169. Филаретов В. В. Формирование символьных функций для активных электрических цепей методом стягивания и удаления ветвей // Электричество. – 2001. – №4. – С. 43–51.
170. 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.
171. 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.
172. Фостер Р.М. Чисто теоретическое и прикладное значение теории цепей // ТИИЭР. – 1962. – Т.50. – №5.
173. Фурман И. И. Широкополосные операционные усилители типа «ОТА» // Электронные компоненты. – 1999. – №4. – С. 61–62.



174. Харари Ф. Теория графов.– М.: Мир, 1973.– 300с.
175. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.т. 1-2. – М., Мир, 1998.
176. Хьюлсман Л.П. Активные фильтры. – М.: Мир.– 1972.– 520 с.
177. Хьюлсман Л.П. Теория и расчет активных RC-цепей. – М.: Связь, 1973.– 239 с.
178. Цветков А. Ф. Методы расчета допусков в радиоэлектронной аппаратуре: Учебное пособие. – Рязань: РРТИ, 1970. – 132 с.
179. Шакиров М.А., Кияткин Р.П., Королева Т.И., Филаретов В.В. Сигнальные графы электрических цепей: Учеб. пособие.– Л.: Ленингр. гос. техн. ун-т, 1991.– 74 с.
180. Чебышев П.Л. Избранные математические труды.-М.-Л.: ГТТИ, 1946.–199 с
181. Черноруцкий И.Г. Оптимальный параметрический синтез: Электро-технические устройства и системы. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 128 с.
182. Яблонский С.В. Об алгоритмических трудностях синтеза минимальных контактных схем // Проблемы кибернетики.– 1959. – Вып. 2.
183. Aguirre I., Carlosena A. SALAD: a symbolic analysis tool for analog design // Proc. of International Workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design (SMACD).– 1998.– P. 57–59.
184. Armstrong D.B., Reza F.M. Synthesis of transfer functions by active networks // Trans. IRE.– 1954.–Vol. CT–1.– P. 8–17.
185. Bickart T., Melwin D. P-port active RC networks: short-circuit admittance matrix synthesis with minimum number of capacitors.– IEEE Trans.– 1971. V. CT-18, №6.– P. 587–592.
186. Black H. S. Translating system: patent USA. – № 1686792. – 1928.
187. Bode H. W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design. – Princeton, N.J., Van Nostrand, 1945.– 577 p.
188. Bordewijk J. L. Inter-reciprocity applied to electrical networks // Applied Scientific Research. – Section B. – 1956. – Vol. B6. – № 1–2. – P.1–74.
189. Bott R., Duffin R.J. Impedance synthesis without use of transformers // J. Appl. Phys.–1949.– Vol. 20, No 8.

190. Braun J. Topological analysis of networks containing nullators and norators // Electronics letters.– 1966.– Vol. 2, No. 11.– P. 427–428.
191. Brune O. Synthesis of a finite two terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of frequency // J. Math. and Phys.– 1931. – Vol. 10, No 3.
192. Butterworth S. On the theory of filter amplifiers // Experimental Wireless.– 1930.– Vol. 7.
193. Cabeza R., Carlosena A. The use of symbolic analyzers in circuit synthesis // Proc. of International Workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design (SMACD).– 1998.– P. 146–149.
194. Cabeza R., Carlosena A. Computational synthesis of arbitrary floating impedances // International Journal of Circuit Theory and Applications.– 1998.– Vol. 26.– P. 463–475.
195. Cabeza R., Carlosena A. On the Use of Symbolic Analyzers in Circuit Synthesis // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2000.– Vol. 25 , No 1.– P. 67–75.
196. Calahan D.A. Notes on Horowitz optimization procedure // IRE Trans. Circuit Theory. – 1960.– V. CT-7, N3.– P. 352–354.
197. Cauer W., Die Verwirklichung von wechselstromwiderstandem Vorgeschiebner Frequenzabhangigkeit // Arch. Electrotech.– 1926.– Bd. 17.– S. 355–388.
198. Cauer W. Theorie der linearen Wechselstromhaltungen. – Verlag, 1954.– 770 S.
199. Coates C. L. General topological formulas for linear network functions // IRE Transactions on circuit theory. – 1958. – Vol. CT–5, N 3. – P. 42–54.
200. Darlington S. Synthesis of reactance 4 poles. – J. Math. and Phys.– 1939.– Vol. 18.
201. Dasher B.J. Synthesis of RC transfer functions as unbalanced two-terminal pair RC networks.–1954.– N12.
202. De-Claris N. Synthesis of active RC-networks // IRE Trans. Circuit Theory. – 1960. – CT-7.– 23–39.
203. Deboz J. A method for RC-active 2-port synthesis of an arbitrary transfer function // Proc. ECCTD`83.– Sluttgart, 1983.– P. 489–500

204. Dewiddle P., Newcomb R.W., Silberman L. A passive synthesis for time-invariant transfer function.– IEEE Trans.– 1970. V. CT-17, №3.– P. 333–338.
205. Feussner W. Ueber Stromverzweigung in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1902. – Bd 9, N 13. – S. 1304–1329.
206. Feussner W. Zur Berechnung der Stromstärke in netzformigen Leitern // Annalen der Physik. – 1904. – Bd 15, N 12. – S. 385–394.
207. Fialkow A., Gerst I. The transfer function of general two terminal pair RC networks // Quart. Appl. Math.– 1952.– 113–127.
208. Filaretov V. V., Korotkov A. S. Generalized parameter extraction method in case of multiple excitation // Proceedings of the 8-th international workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design. – Wroclaw (September 23–24). – 2004. – P. 8–11.
209. Filaretov V., Gorshkov K. Transconductance Realization of Block-diagrams of Electronic Networks // Proc. of International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES'08).– Krakow, Poland.– 2008.– P. 261–264.
210. Foster R. M. A reactance theorem // Bell Systems Technical Journal.– 1924.– Vol. 3.– P. 259–267.
211. Fritzing G. Frequency distimination by inverse feedback. – Proc. IRE.– 1938.– V.26, №2. –P. 207–225.
212. Grimbleby J. B. Automatic analogue circuit synthesis using genetic algorithms // IEE Proc. Circuits Devices Syst.– 2000. – Vol. 147.– 319–323.
213. Handkiewisz A. Two – port synthesis using improper graphs // Symp. P.P.O.E.Z.M.C. – Gliwice, 1973.
214. 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.
215. Hollstein C.P. Patent France.– №1498197.– 1967.
216. Horowitz J.M. Optimization of negative impedance conversion methods of active RC synthesis // IRE Trans. Circuit Theory. – 1959.– V. CT-76, N3. – 290–303.
217. Keen A.W., Glower J.L. Cascade transfer function synthesis // Intern. J. Control.– 1970.– Vol. 11, N 1.– P. 81–101.

218. Korotkov A. S., Morozov D. V. Transconductance amplifier with low-power consumption // IEEE Trans. on circuits and systems–II: Express briefs. – 2005. – Vol. 52, N 11. – P. 776–779.
219. Lal M., Singh H. Realization of a class of A matrix.– Eletronics Letters.– 1970.– V6, №20. – P. 658–659.
220. Laning J. H., Battin R. H. An application on analog computers to the statistical analysis on time-variable networks // Transactions IEE Circuit Theory, 1955. – Vol. CT-2, March. – P. 44–49.
221. Linvill J.G. A new RC-active filter employing active elements. –Proc. Nat. Electron. Conf. – 1953.– V. 9.– P. 342–352.
222. Linvill J.G. RC-active filters. – Proc. IRE, 1954.– V. 42, №3.– P. 555–564.
223. Louis S.J., Rawlins J.E. Designer genetic algorithms: genetic algorithms in structure design // Proc. of the Fourth International Conference on Genetic Algorithms (ICGA-91). – 1991. – P. 53.
224. Mancini R. Op amps for everyone.– Texas Instruments Incorporated, 2002.– 465 p.
225. Mason S. J. Feedback theory: some properties of signal flow-graphs // Proc. IRE.– 1953. Vol.41.– P. 1144–1156.
226. Mathews M. V, Seifert W. W. Transfer function synthesys with computer amplifiers and passive network. – Proc. Western Joint Computer Conference. – 1955. – P. 7–12.
227. Middlebrook R. D. Null double injection and the extra element theorem // IEEE Transactions on Education.–1989.– Vol.32, №3.–P.167–180.
228. Middlebrook R. D., Lindal J., Vorperian V. The N Extra Element Theorem.– IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications.– 1998.– Vol. 45, № 9.– P. 919–935.
229. Miyata F. A new system of two-terminal synthesis // J. Inst. Elec. Engrs. – 1952.– Vol. 35.
230. McMillan B. Multiple-feedback systems: patent USA.– №2748201.– May 29, 1956.
231. Newcomb R.W. Linearis multiport synthesis. – N.Y.: Prentice Hall, 1968.

232. Newcomb R.W. Active integrated circuit synthesis. – Englewood Clifs. N.Y. Prentice-Hall, 1968. – 292 p.
233. Newcomb R.W., Waldron M. State-variable and gyrator realizations for complete integration. A comparison // *Microelectronics and reliability*.– 1970.– V.9.– P. 177–185.
234. Nordgren J., Tokad Y. On the state model approach to the realization of portless RLC networks.– *IEEE Intern. Conv. Rec.*– 1967.– Pt. 5.– P. 13–19.
235. Pacheco M. A., Be Vellasco M. M., Zebulum R. S. *Evolutionary Electronics: Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms*.– CRC Press, 2002. – 299 p.
236. Pfordten D. Qbertragungsäquivalenz bei nichtreziproken linearen Zweitoren // *Frequenz*. – 1967. – N 10. – S. 312–319, N 11. – S. 356–359.
237. Reza F.M. A generalization of Foster's and Cauer's theorems. – *IRE Convention Record*.– 1955.– Pt. 2.
238. Sallen R.P., Key E.L. A practical method of designing RC active filters // *Trans. IRE*.– 1955.– Vol. CT–2.– P. 74.
239. Sandberg S.W. Synthesis of drivingpoint impedances with active RC-networks // *Bell system tech. J.* – 1960.– V. 39.– 947–962.
240. Scott H. H. A ne type of selective circuit and some applications. – *Proc. IRE*. – 1938. – V. 26, №2. – P. 226–235.
241. Seshu S. Minimal Realization of Biquadratic Minimum Functions // *IRE Trans. on Circuit Theory*.– 1959.– CT–6, №4.
242. Slavski G.N. Single Op Amp high order polynomial ARC low-pass-filter // *Proc. of the IEEE Int. Symp. on Signals, Circuits and Systems (ISSCS–2003)*.– Iasi (Romania).– 2003.– Vol.2.– P. 349–352.
243. Su K.L. *Active network synthesis*. – N.Y.: Mc Craw Hill.– 1965.– 369 p.
244. Tellegen B.D.H. On nullators and norators // *IEEE Transactions on circuit theory*.– 1966.– CT–13.– N 4.– P. 466–469.
245. Thomas R.E. Polynomial decomposition in active networks synthesis // *IRE Trans. Circuit Theory*. – 1961.– V. CT-9.– P. 270–274.
246. Tlelo-Cuautle, E., Duarte-Villasenor M.A., Reyes-Garcia, C.A., Sanchez-Lopez, C., Reyes-Salgado, G., Fakhfakh, M., Loulou, M. Designing VFs

by applying genetic algorithms from nullator-based descriptions // 18th European Conference on Circuit Theory and Design.– Sevilla, Spain, 2007. – P. 555–558.

247. Truxal J. G. Servomechanism and synthesis through pole-zero configurations. – Res. lab. electronics. Tech. rep. – 1950. – N 162. – P. 16.

248. Volgin L. I., Rebane R.–V. P. Inverse topological transformation electric circuits employing operational amplifiers // International Journal of Circuit Theory and Applications, 1986. – Vol. 14. – № 2, April. – P. 163–168.

249. Vorperian V. Improved circuit analysis techniques require minimum algebra // Electronic Design News.– 1995.– P. 125–134.

250. Vorperian V. Fast analytical techniques for electrical and electronic circuits.– Cambridge University Press, 2002.– 480 p.

251. Yao L., Steyaert M., Sansen W. Fast-settling CMOS two-stage operational transconductance amplifiers and their systematic design // IEEE Proceedings of the international symposium on circuits and systems (ISCAS). – 2002. – Vol. 2. – P. 839–842.

252. <http://intersyn.narod.ru> – Официальный сайт системы Symbolic Circuit Analysis, Diagnosis and Synthesis.

253. [http://ru.wikipedia.org/wiki/Фойснер,\\_Фридрих\\_Вильгельм](http://ru.wikipedia.org/wiki/Фойснер,_Фридрих_Вильгельм)

254. [http://ru.wikipedia.org/wiki/Метод\\_схемных\\_определителей](http://ru.wikipedia.org/wiki/Метод_схемных_определителей)