## Содержание

## 1. Структурный синтез и оптимизация в электронных схемах

2. Конструирование коэффициентов передаточной функции

## 3. Развитие метода компонентных уравнений

## 4. Преобразование подобия частных решений

## 5. Генетические процедуры синтеза структур

## 6. Автоматизированный синтез структур

## Выводы

Библиографический список

## 1. Структурный синтез и оптимизация в электронных схемах

Понятие структурный синтез в аналоговой электронике тесно связано с общесистемной проблемой структурной оптимизации. Утверждение об оптимальности структуры электронной схемы или цепи подразумевает предположение, что реализуемое электронное устройство воспроизводит заданное функциональное преобразование сигнала (например, имеет необходимый набор передаточных функций) при удовлетворении некоторых дополнительных ограничений. Именно в этих ограничениях и состоит содержательная сторона проблемы. Во-первых, формирование таких и, в первую очередь разумных, ограничений во многом искусство, которое базируется на опыте решения аналогичных задач и понимании доминирующих общесистемных факторах, определяющих успешное решение общей проектной процедуры. Во-вторых, эти ограничения практически всегда связаны с базовыми свойствами полупроводниковой или иной технологии. Схемотехник не может требовать от технологии пусть и одного, но идеального компонента. Наконец, и это самое главное, многообразие ограничений может оказаться противоречивым для конкретной задачи и в конечном итоге не дает положительного эффекта. Низкая эффективность решения такой задачи, как правило, свидетельствует о недостаточно глубоком изучении проблемы. Именно поэтому задачи структурного синтеза и оптимизации в электронике можно решать только со схемотехниками, в совершенстве владеющими богатым, но достаточно своеобразным языком и набором понятий в этой предметной области.

И, если указанные проблемы преодолены, неизбежно возникает вопрос о способе решения задачи – совмещение задач структурной и параметрической оптимизации, этапность формирования критериев и т.п. С точки зрения исходной посылки ответ на сформулированный вопрос можно дать практически однозначный. Структурный синтез и соответствующая оптимизация могут и должны пополнять богатство языка схемотехники и расширять ее понятийный аппарат посредством формирования на каждом этапе развития микроэлектроники фундаментальных ограничений, правил и принципов в каждой предметной области (фильтры, корректоры, усилители и т.п.).

Именно общность выводов и рекомендаций при решении конкретных задач схемотехнического проектирования позволяет сформировать непротиворечивые критерии соответствующей оптимизации и уже поэтому обеспечить их эффективное решение. В этой связи доведение проекта до уровня цифр (номиналы элементов) целесообразно оставить на завершающий этап или этап параметрической оптимизации, когда следует учитывать множество специфических ограничений, а также подвергать исходную схему «попятной» модернизации. Следовательно, конечной целью структурного синтеза является получение такой структуры (упрощенной принципиальной схемы), в рамках которой существуют такие степени параметрической свободы, которые без изменения заданного вида функционального преобразования (набора передаточных функций) позволяют минимизировать, максимизировать или существенно улучшить заданный показатель качества. Типичным примером такого показателя качества может служить степень влияния (параметрическая чувствительность) частоты единичного усиления (площади усиления) на характеристики и параметры избирательного усилителя. Если удается минимизировать эту чувствительность (степень влияния), то при решении конкретной задачи проектировании можно будет рассматривать, по крайней мере, следующие области компромисса и непротиворечивые критерии:

использование энергоэкономичных режимов работы не только входных, но и выходных каскадов усилителя;

уменьшение требуемой точности изготовления пассивных частотозадающих элементов;

интеграцию в единой схеме функций частотной селекции и усиления сигнала;

повышение динамического диапазона устройства;

за счет уменьшения требований к усилителю применение иной технологии (производства) и т.п.

Продемонстрируем сказанное на простом примере построения избирательного усилителя (активного полосового фильтра второго порядка). Известно, что для создания канонической схемы с низкой поэлементной чувствительностью необходимо использовать симметричную RC-цепь и ОУ (рис. 1).



Рис. 1. Низкочувствительное звено полосового типа с симметричной RC-цепью

Анализ схемы при идеальных операционных усилителях приводит к следующей передаточной функции:

, (1)



где



Если допустимые отклонения частоты полюса () и затухания (), вызванные влиянием площади усиления ОУ1 (), малы, то их относительные изменения можно определить из следующих соотношений



. (2)



Для минимизации необходимо выполнить условие



,



поэтому

. (3)



При реализации высокой добротности наблюдается не только большое изменение основных параметров, но и увеличение собственного шума схемы:

,(4)



. (5)



Для уменьшения влияния параметров ОУ1 на качественные показатели устройства применим принцип собственной компенсации, о котором подробно изложено в разделе 4



Решение задачи сводится к подключению дополнительного масштабного усилителя-сумматора между инвертирующим входом ОУ и дополнительным входом схемы, которое позволяет реализовать на выходе основного активного элемента передаточную функцию звена полосового типа. Такие правила построения схем и являются основной теоретической задачей при разработке процедур структурного синтеза в каждом классе электронных устройств. Соответствующая схема показана на рис. 2.



Рис. 2. Низкочувствительное звено полосового типа с собственной компенсацией

При выполнении аналогичных условий относительные изменения параметров полюса будут иметь следующий вид

(6)



, (7)



где



Приведенные соотношения позволяют также пояснить смысл понятий «собственная» и «взаимная компенсация». Предварительно отметим, что при выполнении условия малых изменений параметров основные составляющие (2.6) и (2.7) определяют также их чувствительность к изменению площади усиления ОУ1 и ОУ2. Так

;(8)



. (9)



Следовательно, чувствительность параметров полюса к нестабильности площади усиления, ОУ2 не прямо, а обратно пропорциональна реализуемой добротности Q и с этой точки зрения доминирующим активным элементам является ОУ1. Простое сравнение соотношений (3), (6) и (7) показывает, что соединение инвертирующего входа ОУ1 с неинвертирующим входом ОУ2 (компенсирующая обратная связь) позволило создать дополнительную степень свободы (параметр ), изменением которого при сохранении неизменными параметров идеализированной передаточной функции (1) можно изменять относительные приращения (6) и (7) и активные чувствительности (8) и (9). При выполнении условия



(10)



имеет место собственная компенсация влияния площади усиления ОУ1, когда

(11)



и нестабильность параметров фильтра определяется только соответствующим параметром ОУ2. Сопоставление (11) и (3) показывает, что при условии построения высокоселективных схем () рассмотренный вариант имеет явные преимущества. Например, в практических разработках это позволяет за счет уменьшения требований к частотным свойствам ОУ либо использовать микромощные режимы работы активных элементов, либо позволяет ориентироваться на более дешевые технологические процессы для создания высокочастотных БИС.



Как видно из соотношений (8) и (9), дальнейшим увеличением можно изменить знак соответствующих коэффициентов чувствительности и, в частности, реализовать условие, когда относительные изменения (6) и (7) окажутся пренебрежительно малы. Так, при и



, (12)



, а (13)



Полученная компенсация является не только собственной ( уменьшила величину соответствующей чувствительности), но и взаимной, когда влияние площади усиления ОУ1 оказалось противоположным влиянию площади усиления ОУ2. В рассматриваемом примере при большой добротности условия собственной (10) и взаимной компенсации (12) оказываются достаточно близкими. Учитывая, что в рамках существующих полупроводниковых технологий ОУ оказываются идентичными, взаимная компенсация оказывается наиболее целесообразной в практике.



Важно также отметить, что, как будет показано в разделе 3, собственная компенсация позволяет уменьшить и, следовательно, снизить вклад i-го ОУ в общий шум схемы. Так, в настоящем примере



, (14)



(15)



Поэтому спектральная плотность собственного шума оказывается в раз меньше исходной (рис. 1).



Рассмотренный пример имеет методический характер, однако полученная методом структурного синтеза схема оказывается более низкочувствительной, чем звено Antonio, содержащее также 2 ОУ и считавшееся наилучшим в этом классе схем.

**2. Конструирование коэффициентов передаточной функции**

Наиболее важный результат в области формализации процедур поиска принципиальных схем, очевидно, связан с появлением в 1970 г. работы S. Mitra и M. Soderstrand [5], где предложено сопоставление принципов конструирования коэффициентов передаточной функции. И несмотря на то, что при таком подходе перебор вариантов сохраняется, он осуществляется на более раннем этапе и не связан с анализом принципиальных схем. Эта же задача – отсечение заведомо бесполезных структур – рассматривалась также Б.И. Блажкевичем [6]. Содержательная сторона настоящего подхода заключается в следующем.

Любая линейная активная схема в соответствии с утверждением И. Сандберга [9] может быть представлена векторным сигнальным графом (рис. 3).

В этом случае ее передаточная функция определяется следующим соотношением:

, (16)



где Т – вектор-строка (1N), каждый элемент которого является коэффициентом передачи пассивной части схемы с выхода активного элемента к выходу схемы (y0);

А – вектор-столбец (N1), каждый элемент которой является передачей пассивной части схемы с входа (Х0) ко входу активного элемента;

ВТ– матрица (NN), каждый элемент которой представляет собой передачу пассивной части схемы с выхода i-го активного элемента ко входу j-го активного элемента;

{K(p)} – диагональная матрица (NN), элементы которой являются передаточными функциями активных элементов;

N – число активных элементов схемы; t0 – передаточная функция (сквозная передача) схемы при отсутствии активных элементов.



Рис. 3. Векторный сигнальный граф многоконтурной электронной схемы

В этом случае ее передаточная функция определяется следующим соотношением:

, (16)



где Т – вектор-строка (1N), каждый элемент которого является коэффициентом передачи пассивной части схемы с выхода активного элемента к выходу схемы (y0);

А – вектор-столбец (N1), каждый элемент которой является передачей пассивной части схемы с входа (Х0) ко входу активного элемента;

ВТ– матрица (NN), каждый элемент которой представляет собой передачу пассивной части схемы с выхода i-го активного элемента ко входу j-го активного элемента;

{K(p)} – диагональная матрица (NN), элементы которой являются передаточными функциями активных элементов; N – число активных элементов схемы; t0 – передаточная функция (сквозная передача) схемы при отсутствии активных элементов.

Учитывая, что любая передаточная функция может быть представлена отношением двух полиномов

, (17)



устанавливается однозначная связь



(18)



где – вектор коэффициентов передачи активных элементов; – векторы компонентов Т, В, А.



Таким образом, процедура проектирования сводится к анализу способов конструирования коэффициентов (18) и выбору предпочтительного варианта реализации схемы.

Важным следствием такого подхода является возможность декомпозиции задачи на ряд составляющих.

Во-первых, многообразие функциональных зависимостей компонент векторов А, Т и матрицы В от структуры и параметров пассивной части схемы позволяет осуществить поэтапный отбор желаемых способов реализации коэффициентов (18), а также независимо зафиксировать их отдельные составляющие и, следовательно, оперировать локальными частотно-зависимыми передачами. Так, представив (16) в форме Мэзона

(19)



можно перейти при синтезе схемы к выбору простейших решающих усилителей. Именно это позволило автору в 70-е гг. получить более 10-ти новых низкочувствительных принципиальных схем устройств частотной селекции.

Во-вторых, с учетом инерционных свойств активных элементов, матрица К может быть представлена в следующем виде:

, (20)



где Ki, Пi – статический коэффициент передачи и площадь усиления i-го активного элемента. Это позволяет расширить систему (17):

(21)



и, следовательно, учесть в процессе выбора предпочтительных способов конструирования коэффициентов передаточной функции влияние площади усиления активных элементов на любые параметры проектируемой системы. Указанный подход позволил обосновать двухканальные цепи, обладающие свойством взаимной компенсации влияния отдельных активных элементов на параметры звеньев второго порядка, и выявить существующие ограничения на этот уровень [10].

Однако, несмотря на возможность детализации, решение практических задач существенно осложняется большим числом изоморфных схем. Так, при синтезе низкочувствительных цепей, когда используется декомпозиция компонентов матрицы В функцией первого порядка

(22)



знаменатель (16) согласно процедуре Бине-Коши будет иметь вид:

, (23)



где Mi-B – i-й главный минор аддитивно обратной матрицы В.

В классе канонических схем второго порядка с двумя активными элементами необходимо выполнить логические и арифметические условия

(24)



и

(25)



которые приводят к четырем изоморфным схемам.

Первая группа изоморфных схем соответствует изменению индексов активных элементов, а вторая – конкретному виду функции (22) (индексы i и j меняются местами). В общем случае количество таких схем может быть определено через следующее соотношение:

структурный синтез генетический автоматизированный процедура

(26)



Как показывает опыт решения практических задач, именно изоморфизм затрудняет построение новых структур. Особенно это проявляется при их автоматизированном поиске.

Одним из возможных выходов из сложившегося положения является разложение функции (16) в форме (19) по виду характеристических полиномов решающих усилителей, которая совместно со структурой вектора Т позволяет осуществлять разветвление процедуры синтеза. Например, для звеньев второго порядка общий для числителя и знаменателя (19) полином будет иметь 6 вариантов своего формирования [5]:

(27)



Каждому из полученных разложений для конкретного числа активных элементов будут соответствовать только две принципиальные схемы, и, следовательно, при большом N существенно сократится перебор вариантов.

Так, для второго варианта разложения после формальных преобразований получим сигнальный граф, изображенный на рис. 4.



Рис. 4. Сигнальный граф схемы варианта 2

Таким образом, из рассмотрения исключены варианты, связанные с заменой индексов 1↔2, 3↔2, что и позволило получить единственную принципиальную схему. Анализ полученного решения показал значительно более низкое влияние частотных свойств активных элементов на ее параметры по сравнению с ранее известными схемами.

Приведенный подход позволяет, в частности, еще более сузить область поиска желаемых структур. Например, при построении звеньев второго порядка с действительными нулями коэффициента передачи, когда по соображениям чувствительности целесообразно отказаться от разностного принципа формирования затухания нуля передаточной функции, можно выделить специальный двухканальный тип частотозависимой цепи со вторым, четвертым и пятым вариантами разложения функции (7).

## 3. Развитие метода компонентных уравнений

Автоматизация процедур синтеза структур электронных схем направлена не только на исключение изоморфных решений и на преодоление специфических для данного класса устройств вычислительных проблем, связанных с разреженностью матриц.

Указанные трудности в значительной мере преодолеваются в случае применения ряда теоретических положений электрических цепей. Так, применение топологических принципов формирования коэффициентов передаточных функций не связано с матричными преобразованиями. Здесь достаточно оперировать с деревьями и прадеревьями цепей и при численных расчетах использовать только полную топологическую структуру либо ее модификацию [6, 10].

В основе метода лежит полная топологическая структура, которая выбирается исходя из особенностей решения поставленной задачи [8].

Например, при синтезе цепи с биквадратным входным сопротивлением в RLC-базисе используется утверждение Ботта-Даффина о полноте схемы, содержащей три конденсатора, два резистора и три индуктивности. Значительно труднее решается задача синтеза ARC-схемы. Здесь не сформулированы утверждения, отличающие структуры по тем или иным свойствам. Более того, сложно утверждать, что схема с большим числом активных элементов окажется лучше по совокупности признаков. В монографии [8], которая обобщила исследования в области синтеза ARC-схем по методу компонентных уравнений, предлагается решение задачи в следующей последовательности:

1. Выбирается схема полной топологической структуры с минимальным числом активных элементов.
2. Задается минимальное число узлов схемы полной топологической структуры. В отличие от RLC-базиса, здесь невозможно заранее вычислить минимальное число узлов. Однако оценки, приведенные в [2], позволяют в определенной степени задать начальное приближение. Исходя из способа включения активного элемента определяются те алгебраические дополнения, которые не влияют на принципы конструирования компонентных уравнений, и составляется усеченная топологическая структура.
3. Для усеченной топологической структуры с выбранным числом узлов одним из методов оптимизации определяются проводимости, включая и номиналы конденсаторов пассивной подсхемы.
4. Решение с учетом численных значений R и C уточняется путем устранения бесконечно малых проводимостей.
5. При получении неудовлетворительного результата последователь-но увеличивается число узлов и активных элементов схемы полной топологической структуры.

Настоящая процедура, естественно, не исключает изоморфных решений, однако заметно упрощает реализацию пассивных подсхем и, следовательно, компонент матрицы В и вектора А.

Несмотря на то, что здесь не удалось получить новых в практическом отношении схем, обобщение результатов многолетних исследований в области топологического анализа и синтеза электронных схем, апробация методов оптимизации оказали заметное влияние на пути решения обсуждаемой проблемы.

## 4. Преобразование подобия частных решений

Существенно упростить проблему изоморфизма в структурном синтезе удается применением качественных начальных приближений или стартовых конфигураций. В этом случае, согласно соотношению (16), необходимо разработать процедуру мутации матрицы В и векторов А и Т.

В основу метода положена хорошо известная в векторной алгебре теорема о подобных преобразованиях, сохраняющих неизменными характеристические числа матриц. Если некоторая матрица R неособенная, то

(28)



Следовательно,

(29)



Поэтому матрица R переводит одно состояние обобщенной структуры А, В, и Т в другое

(30)



при условии, что R и {K(p)} перестановочные:

. (31)



Таким образом, дополнительные математические ограничения связаны с решением задачи Фробениуса [7] и, как будет показано ниже, существенно ограничивают возможность метода.

Представим матрицы, входящие в (2.30), в блочном виде:

, (32)



где

К1(Т1 × Т1)б

К2(Т1 × Т2)б

К3(Т2 × Т1)б

К4(Т2 × Т2)б

Ь1(Т1 × Т1)б

Ь2(Т2 × × Т2)б

Т1+Т2=Тю

Тогда условие (31) приведет к четырем матричным уравнениям:

(33)



Матрицы М1 и М2 не имеют общих характеристических чисел, поэтому в соответствии с теоремой Фробениуса последние два уравнения имеют только тривиальное (нулевое) решение, следовательно,

. (34)



Таким образом, искомая матрица R является квазидиагональной. Учитывая, что матрицы М1 и М2 диагональные, можно при N ≥ N1 ≥ 1 получить условие диагональности R1 и R4. Полученный результат позволяет сформулировать следующие важные выводы.

Во-первых, преобразования подобия в общем случае не могут обеспечить изменения структуры цепи. Действительно, как это видно из соотношений (30), диагональная структура R изменяет только численные значения компонент , , и, следовательно, не влияет на способы соединения элементов цепи.



Во-вторых, эти же преобразования не изменяют чувствительность передаточной функции к основным параметрам активных элементов.

Из (29) следует

(2.35)



(36)



(37)



(38)



Здесь соответствующие векторы ui и имеют только по одному отличному от нуля компоненту. Поэтому



(39)



что и объясняет неизменность анализируемой чувствительности.

Наконец, и это самое главное, преобразования подобия по своей природе не могут изменить положение недоминирующих полюсов передаточной функции, вызванное влиянием площади усиления активных элементов.

С учетом вышеизложенного использование обсуждаемых преобразований возможно только в предположении идентичности отдельных активных элементов. Например, в работе [6] этот метод использован для идентичных блоков второго порядка

. (40)



В этом случае на структуру матрицы R найденное условие не влияет, и синтез может выполняться по заранее сформулированному критерию (среднеквадратичная чувствительность, верхний уровень динамического диапазона и т.п.).

## 5. Генетические процедуры синтеза структур

Развитие систем автоматизированного проектирования на современном этапе тесно связано с понятием генетического алгоритма как средства поиска схемотехнических решений.

Впервые такой подход был предложен Е.Л. Глориозовым для синтеза структур цифровых схем. Накопление опыта решения практических задач позволило сформулировать генетическую концепцию поиска новых схемотехнических решений.

В качестве главной проблемы синтеза здесь выступает возрастание дерева возможных решений и исследования методов усечения дерева решений с целью придания поиску узконаправленного характера. Процесс поиска нового технического решения можно рассматривать как некоторый эволюционный процесс, в котором есть механизм сохранения наследственности, механизмы мутации и естественного отбора. В процессе синтеза механизм сохранения наследственности реализуется существованием начального состояния Ф0 некоторой обобщенной структуры. Механизм мутации этой структуры реализуется с помощью правил или списка возможных структурных изменений. Конкретная реализация этих правил или списка представляет собой множество операторов, преобразующих одно состояние структуры в другое.

Возможны следующие элементарные изменения обобщенной структуры:

добавить вершину;

добавить связь;

убрать вершину;

убрать связь.

Могут быть осуществлены и комбинации элементарных мутаций. Например, добавить несколько связей, убрать связь и вершину.

Основой такого подхода Е.Л. Глориозов выдвигает начальный набор схемотехнических решений конкретной задачи, который позволяет выделить базисные структуры. В этом случае формальная постановка проблемы поиска технических решений для любой предметной области должна предусматривать ряд составляющих.

Первая составляющая предполагает построение некоторой обобщенной структуры, которая обладает свойством полноты. Это свойство состоит в том, что должна иметься гарантия получения любого физически осуществимого решения с помощью строгих формальных процедур. Обобщенная структура представляет собой полный граф, вершины которого являются базисными структурами, а ветви – связями между ними.

Вторая составляющая задачи связана с наличием оператора преобразования, с помощью которого одно состояние обобщенной структуры переходит в другое. Оператор преобразования реализует механизм мутации.

Наконец, необходима мера различия схемных решений или свертка критериев оптимальности.

Рассмотренные понятия оказываются достаточными для построения алгоритма поиска схем. С точки зрения построения оператора преобразования и, следовательно, алгоритма синтеза, важнейшим является дерево инженерных решений в данной предметной области, которое представляет собой множество вершин. Связь между этими вершинами отображает множество операторов . Для схемотехнического проектирования



,(41)



где 1 – оператор включения базисной структуры между узлами схемы; 2 – оператор типа базисной структуры; 3 – оператор ориентации базисной структуры относительно узлов схемы; 4 – оператор увеличения числа внутренних узлов схемы; 5 – оператор переопределения входных узлов схемы; 6 – оператор рассечения узла схемы и образования нового узла; 7 – оператор, определяющий токовый режим работы узла схемы.



Любая вершина дерева инженерных решений имеет множество признаков

, (42)



где S – чувствительность цепи;G – собственный шум схемы; D – динамический диапазон; I0 – потребляемый ток.

Дерево инженерных решений может быть построено с помощью анализа существующего набора принципиальных схем.

В рамках предлагаемого подхода формирование составляющих оператора осуществляется на базе арсенала инженерных приемов. Однако в этом случае практически исключаются изоморфные решения, следовательно, упрощаются вычислительные процедуры.

## 6. Автоматизированный синтез структур

Развитие рассмотренных выше методов синтеза структур регулярно проходило апробацию в процессе создания узкоспециализированных пакетов прикладных программ (подсистем) автоматизированного проектирования.

Первая подсистема [2, 8] ориентировалась на метод компонентных уравнений при заданном типе топологической структуры и поэтому была ориентирована на синтез пассивных подсхем в RC- и RLC-базисе. В соответствии с алгоритмом (рис.5) для формирования системы компонентных уравнений необходимо задать топологическую структуру и число узлов схемы, которыми можно варьировать в процессе синтеза в зависимости от промежуточных результатов и опыта разработчика. Получение структуры осуществлялось модулем параметрической оптимизации, качество которого в силу многоэкстремальности целевой функции существенно влияет на конечный результат.



Рис. 5. Алгоритм синтеза структуры по методу компонентных уравнений

В работе использован метод Флетчера-Пауэлла, требующий аккуратного выбора начальных условий. Дальнейшее развитие процедуры синтеза [4] позволило получить оригинальный алгоритмический результат, когда в задаче min при ограничениях



(43)



начальное приближение вычисляется посредством системы компонентных уравнений. Здесь функция Q оценивает качество решения, а параметры и Ζ осуществляют настройку метода. Такой подход позволяет получить глобальный оптимум при условии, что целевая функция Q неотрицательна и представляет собой сумму однородных функций. Предложенный метод апробирован в задаче синтеза схем с минимальной суммарной емкостью при заданных ограничениях на величину сопротивления.



При синтезе структур, обеспечивающих расширение частотного и динамического диапазонов, в качестве составляющих целевой функции Q необходимо использовать степень влияния активных элементов на передаточную функцию (16). Из (36)–(38) следует, что влияние определяется локальными передаточными функциями. Действительно, Hi (p) представляет собой передаточную функцию схемы при подключении источника сигнала ко входу i-го активного элемента, а Fi(p) – на его выходе. Следовательно, в общем случае эти функции не могут быть однородными.

Аналогичная в идеологическом плане попытка была предпринята автором [2] (рис. 6). В качестве основы здесь были использованы оригинальные обобщенные структуры, подробное рассмотрение которых будет осуществлено ниже.



Рис. 6. Алгоритм синтеза схем из обобщенных структур

При формировании компонентных уравнений применялся метод резольвент, который позволяет параллельно получить полный набор коэффициентов Hi(p) и Fi(p) и, следовательно, всех составляющих основных критериев качества. Модуль параметрической оптимизации основывался на методе -преобразований [7] и позволял выйти в область глобального экстремума целевой функции. Дальнейшее уточнение результата осуществлялось после исключения бесконечно малых передач. Попытки получить патентноспособные схемы с низким влиянием площади усиления активных элементов приводили к большому числу изоморфных решений, которые, в свою очередь, существенно влияли на рельеф целевой функции, что и приводило к прерыванию решения. Это обстоятельство было связано с особенностью задачи, а не метода оптимизации. Известно, что многоэкстремальные задачи часто пытаются решать при помощи многократного применения градиентного метода. Делается это следующим образом. Сначала берут какую-нибудь случайную точку и, применяя градиентный метод, находят локальный экстремум. Далее берут другую случайную точку и опять, применяя градиентный метод, находят другой локальный экстремум и т.д.



Затем, сравнивая реализованные локальные экстремумы, выбирают наилучший и считают, что глобальный экстремум определен. Нетрудно видеть, что при таком подходе не может быть никакой уверенности в том, что найдено действительно наименьшее значение целевой функции и, следовательно, возможна потеря оптимальной схемы.

Рассмотренная процедура обеспечивает хорошие результаты при «модернизации» (усовершенствовании) некоторого набора схемных решений. В этом случае этап выбора числа активных элементов исключается, а обобщенная структура заменяется на некоторое начальное приближение, дополняемое до уровня полного сигнального графа некоторыми ветвями или активными проводимостями. Такой подход был использован автором для получения универсальных фильтров четвертого порядка и позволил получить работоспособные принципиальные схемы.

Параллельно с изложенными процедурами развивались применительно к синтезу цифровых схем генетические алгоритмы. Такое положение было связано с тем, что вершина дерева (42) для признаков качества цифровых схем характеризовалась хорошо отработанными схемотехническими приемами.

Основная особенность генетического алгоритма состоит в том, что анализируется не одно решение, а некоторое подмножество квазиоптимальных решений, называемых хромосомами, или стрингами. В качестве исходных данных требуется популяция хромосом, представляющих комбинацию элементов из множества заданных. Для каждой хромосомы должна быть вычислена целевая функция, называемая эволюционной. В каждой популяции хромосомы могут подвергаться действиям различных операторов. К основным операторам относятся кроссинговер, инверсия, мутация, транслокация, сегрегация, кроссмутация. Для задач структурного синтеза особое значение имеет оператор мутации, осуществляющий преобразование базовой схемы по любым топологическим правилам (2.41).

Алгоритм синтеза, использующий принцип мутации начальной структуры, приведен на рис. 7. Большое значение в этой процедуре имеет выбор начальной структуры.



Рис. 7. Алгоритм синтеза структур с использованием процедур мутации

Исходная схема, с одной стороны, должна иметь относительно высокие качественные показатели, а с другой – обеспечивать путем топологических преобразований, изложенных в п. 5, генерацию более качественной конфигурации. Отмеченная проблема относится к классу нерешенных задач.

Второй и не менее важной задачей является формализация перехода одного состояния исходной схемы в другое. При синтезе цифровых схем используется набор эвристических приемов, упорядоченный операторами (41). Отсутствие структурно-топологических признаков, устанавливающих связь конфигурации цепей с ее свойствами, не позволяет распространить генетический алгоритм на синтез аналоговых электронных устройств.

Использование в процедуре мутации преобразования подобия (п. 2.4) не позволяет получить схемы с расширенным частотным и динамическим диапазоном. Кроме этого, даже несложные целевые функции оказываются многоэкстремальными, что затрудняет поиск глобально-оптимального решения задачи.

## Выводы

Приведенный в настоящей работе анализ различных подходов к проблеме структурного синтеза линейных аналоговых схем позволяет утверждать, что ни один из известных методов не решает задачу построения новых (патентоспособных) схемотехнических решений с низким влиянием основных параметров активных элементов на их характеристики. Такое утверждение базируется, по крайней мере, на трех положениях.

Во-первых, влияние площади усиления операционных усилителей и других активных элементов на амплитудно- и фазочастотные характеристики проектируемого устройства и, следовательно, на достижение диапазона рабочих частот и на их собственный шум не приводит к системе однородных функций. В этой связи применение метода компонентных уравнений и его развитие оказывается невозможным.

Во-вторых, использование в качестве стартовых конфигураций обобщенных структур вследствие большого числа изоморфных решений в любом случае усложняет рельеф целевых функций. Поэтому даже при удачном вычислительном эксперименте оказывается обязательным практически полный перебор конкурентоспособных вариантов решения задачи.

Наконец, применение наиболее простого с вычислительной точки зрения метода мутаций частотного решения сдерживается отсутствием теоретически обоснованных принципов и правил целенаправленных топологических преобразований. Использование преобразования подобия, как это следует из п.4, теоретически не изменяет положения недоминирующих полюсов передаточной функции и, следовательно, не расширяет в полной мере диапазон рабочих частот устройства.

С точки зрения достижения практического результата генетические алгоритмы, в частности, процедура мутаций исходных конфигураций, являются наиболее перспективным направлением теоретических исследований. Такое утверждение базируется на следующих положениях.

В процедуре мутации в силу жесткого закрепления индексов активных и пассивных элементов отсутствует проблема изоморфных решений и, следовательно, исключается механический перебор альтернативных вариантов. По этой же причине число экстремумов целевой функции уменьшается и повышается вероятность получения глобально-оптимального решения задачи. Последнее обстоятельство открывает возможность гибкой организации структуры критериев в задачах векторной оптимизации. Способы формирования обобщенных критериев по совокупности частных чаще всего предполагают либо объединение количественно соизмеримых критериев, либо объединение критериев, для которых указано отношение предпочтения по важности. В первом случае осуществляется образование взвешенной аддитивной суммы частных критериев, а во втором осуществляется «метод последовательных уступов», заключающийся в поэтапном решении задачи. Поэтому подключение на этапе структурного синтеза такой процедуры оптимизации под управлением лиц, принимающих решения (ЛПР), существенно расширяет возможности метода.

Разработка процедур мутации, наряду с явно выраженным практическим аспектом, имеет общенаучное значение. Во-первых, развитие данной предметной области позволит ликвидировать сложившееся отставание в сравнении с цифровой электроникой. Во-вторых, создание нового поколения аналоговых электронных схем позволяет создать основу для разработки гибридных систем обработки сигналов и управления. Наконец, становится реальной разработка интеллектуальных систем проектирования сложной радиоэлектронной аппаратуры [4]. Здесь поиск и формализация умственных автоматизмов творчества, и интеллектуализация системы принятия решений имеют решающее значение. Среди различных направлений искусственного интеллекта в САПР внешняя интеллектуализация на основе узкоспециализированных систем, которые разрабатываются под конкретный его тип, является наиболее перспективным направлением общесистемных исследований [4, 7].

**Библиографический список**

1. Глориозов, Е.Л. Информационно-поисковая система для структурного синтеза логических электронных схем [Текст] / Е.Л. Глориозов // Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 24, № 6. – С. 17–23.
2. Глориозов, Е.Л. Метод структурного схемотехнического синтеза электронных схем [Текст] / Е.Л. Глориозов // Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 22, № 6. – С. 7–13.
3. Глориозов, Е.Л. Структурный схемотехнический синтез электронных схем [Текст] / Е.Л. Глориозов, В.П. Панферов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 24, № 6. – С. 80–84.
4. Глориозов, Е.Л. Эволюционное моделирование в проблеме поиска новых схемотехнических решений [Текст] / Е.Л. Глориозов // Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 28, № 6. – С. 49–53.
5. Гудинаф, Ф. Интегральные программируемые фильтры, программируемые напряжением [Текст] / Ф. Гудинаф // Электроника. – 2010. – № 5. – С. 14–17.
6. Гудинаф, Ф. Новая технология производства высокочастотных линейных ИС [Текст] / Ф. Гудинаф // Электроника. – 2008. – № 7–8. – С. 48–54.
7. Гудинаф, Ф. Новое поколение низковольтных аналоговых ИС – у порога рынка [Текст] / Ф. Гудинаф // Электроника. – 2011. – № 5. – С. 8–18.
8. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах [Текст] / В.С. Гутников. – Л.: Энергия, 2010. – 248 с.
9. Зааль, Р. Справочник по расчету фильтров [Текст] / Р. Зааль; пер. с нем. под ред. Н. Слепова. – М.: Сов. радио, 1983. – 752 с.
10. Знаменский, А.Е. Активные RC-фильтры [Текст] / А.Е. Знаменский, И.Н. Теплюк. – М.: Связь, 2009. – 279 с.
11. Иванов, Ю.И. Увеличение гарантированного затухания в полосе задерживания RC-фильтров второго порядка [Текст] / Ю.И. Иванов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: сборник трудов МНПС. – Шахты, 2008. – С. 95–101.
12. Ильин, В.Н. Интеллектуализация САПР [Текст] / В.Н. Ильин // Известия вузов. Радиоэлектроника.– 2007. – Т. 30, № 6. – С. 5–13.
13. Капустян, В.И. Активные RC-фильтры высокого порядка [Текст] / В.И. Капустян. – М.: Радио и связь, 2008. – 248 с.
14. Капустян, В.И. О возможности увеличения рабочих частот активных RC-фильтров на операционных усилителях [Текст] / В.И. Капустян, Н.Н. Савков // Избирательные системы с обратной связью. – 2008. – Вып. 4. – С. 62–65.
15. Капустян, В.И. Оптимизация структур активных фильтров высокого порядка [Текст] / В.И. Капустян, С.А. Букашкин, В.С. Денисов // Радиотехника. – 2008. – № 8. – С. 51–53.
16. Капустян, В.И. Проектирование активных фильтров высокого порядка [Текст] / В.И. Капустян. – М.: Радио и связь, 2009. – 160 с.