

АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ
ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

На правах рукописи

АБДАЛОВ ШАМИЛЬ ИМАМГУДУ оглы

ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНО-РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ
С КЛЮЧЕВЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ
МЕТОДОМ АНАЛОГОВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Специальности: 05.09.05 - Теоретическая электро-
техника,
05.09.12 - полупроводниковые преоб-
разователи электроэнергии

А в т о р е ф е р а т
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

К и е в - 1 9 9 3

221.3.02
621.314

ЛВ 27.100

Работа выполнена в Азербайджанском техническом университете /г.Баку/

Научный консультант - Доктор технических наук,
профессор Шапиро С.В.

Официальные оппоненты: Доктор технических наук,
профессор Бондаренко В.М.
Доктор технических наук,
профессор Сенько В.И.
Доктор технических наук,
профессор Гречко Э.Н.

ЛНБ ім. В. Стефаніка



00330500 (B)

Ведущая организация - Азербайджанский научно-исследовательский институт энергетики /АзНИИЭ/, г.Баку

Защита состоится "26" мая 1993 г. в 11 час
на заседании специализированного совета Д 016.30.03 при
Институте электродинамики АН Украины.

Отзывы в двух экземплярах, заверенные печатью, просим
направлять по адресу: 252680, Киев-57, пр.Победы,56, Спецсовет
Д 016.30.03.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Института
электродинамики АН Украины.

Автореферат разослан "___" _____ 1993 года

Ученый секретарь специализированного
совета, доктор технических наук

В.С.ФЕДИЙ

ЛНБ ім. В. Стефаніка
АН України

Актуальность проблемы. Сложно-резонансные цепи с нелинейными ключевыми элементами (СРНЦ) являются одними из основных силовых исполнительных устройств в электротехническом оборудовании современных промышленных предприятий, системах электрооборудования индукционных и электродуговых печей, электрофильтров и системах ограниченной мощности. Наиболее широко распространенные СРНЦ различаются по конструкции и схемам, но во всех этих схемах присутствуют ключевые нелинейные элементы. Несмотря на схемные и конструктивные различия этих схем физические процессы в большинстве таких устройств идентичны. СРНЦ классифицируются по 4 основным группам: базовые, ультрагармонические, субгармонические, релаксационные.

На базе СРНЦ можно решить многие аспекты преобразования параметров электрической энергии, поэтому дальнейшее усовершенствование таких цепей и устройств на их основе является актуальной проблемой. Опыт показал, что ее решение без применения моделирующих устройств практически невозможно, т.к. они легко перестраиваются и в течение сравнительно короткого времени можно проанализировать большое количество режимов работы исследуемого объекта.

Однако несмотря на значительное количество работ, опубликованных в СНГ и за рубежом, актуальность вопросов совершенствования известных и разработки новых методов анализа и синтеза сложно-резонансных устройств с ключевыми нелинейными элементами не снижается. Дополнительный экономический эффект при этом достигается за счет улучшения форм выходных величин параметров управления, соответствующих номинальным режимам этих устройств.

Решение таких задач как обеспечение устойчивости установившихся режимов, обеспечения качества переходных процессов при коммутации нагрузки, обеспечение заданной формы регулируемых переменных при различных режимах работы дает возможность повысить динамические характеристики, надежность, коэффициент полезного действия сложно-резонансных цепей, нашедших широкое применение в различных отраслях народного хозяйства.

Для решения этих задач аналоговым методом необходимо разработать модели отдельных элементов СРНЦ. Представляется целесообразным совершенствование аналогового моделирования и его основ-

ных приемов и операций также в связи с тем, что оно играет значительную роль в гибридных вычислительных машинах.

Данная диссертационная работа является обобщением исследований автором сложно-резонансных цепей с различными видами ключевых элементов.

Научные исследования велись под руководством и при непосредственном участии автора в соответствии с планами НИР Азербайджанского технического университета и государственным планом экономического и социального развития Азербайджана, а также с планами Министерства оборонной промышленности СССР на 1975 г. по теме "Исследование возможности пьезоэлектрических шаговых двигателей для применения их в индикаторных устройствах"; за 1979 г. по теме "Определение возможности создания пьезоэлектрических двигателей для лентопротяжных механизмов".

Целью диссертационной работы является разработка теоретических положений аналогового моделирования сложно-резонансных электрических цепей с ключевыми нелинейными элементами и создание на этой основе новых технических средств улучшения качества электрической энергии в народном хозяйстве.

Поставленная цель достигалась решением следующих задач:

- разработка топологического метода построения структурных схем аналоговых моделей нелинейных цепей;
- разработка аналоговых моделей тиристоров;
- создание моделей феррорезонанса;
- разработка моделей субгармонического и ультрагармонического резонанса;
- исследование базовых процессов в резонансных цепях с ключевыми элементами;
- определение алгоритма построения устойчивых аналоговых моделей магнитно-тиристорных делителей частоты.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались методы: эквивалентных синусоид, сигнальных графов, малых параметров, стадий, преобразование Лапласа, аналоговое моделирование с применением гибридных и цифровых вычислительных машин.

Достоверность основных теоретических положений, результатов и аналого-цифровых моделей подтверждалась хорошей сходимостью

результатов исследований, полученных на экспериментальных и реальных образцах.

Научная новизна проведенных исследований состоит в следующем:

- разработаны новые математические модели тиристора, симметричного и полностью управляемого тиристором как с заданным током, так и напряжением на них, позволяющие учесть падения напряжений на них в прямом направлении и ток утечки через них при закрытом состоянии, отличающиеся тем, что все операции для осуществления нелинейных функциональных преобразований вольтамперных характеристик этих приборов выполняются в цепи обратной связи самих операционных усилителей;

- в развитие этого способа моделирования автором доказано, что при отсутствии в цепи с тиристорами, симметричными и полностью управляемыми тиристорами индуктивности в цепи с этими приборами необходимо последовательно включать небольшую индуктивность;

- разработана методика моделирования всех типов тиристорных прямыми и обратными функциональными преобразованиями в одном контуре, что позволяет уменьшить погрешность решения и повысить надежность работы моделей;

- предложен ряд новых способов выбора переменных для определения неизвестных из систем дифференциальных уравнений, необходимых для построения различных характеристик (динамических, внешних, регулировочных, амплитудно-частотных) сложно-резонансных цепей;

- на основе этих способов проанализированы сложно-резонансные цепи методом построения структурных схем аналоговых и аналого-цифровых моделей;

- предложены ранее неизвестные способы получения субгармонических и ультрагармонических колебаний в резонансных устройствах при питании их от источников с прямоугольными выходными напряжениями;

- на основе метода медленно меняющихся амплитуд и усреднения разработан способ расчета резонансных и динамических характеристик параметрических преобразователей электрической энергии при активно-индуктивном характере нагрузки.

Практическая ценность. Использование новых научныхложе-

ний, обоснованных в диссертационной работе, послужило основой создания качественно новых сложно-резонансных устройств для улучшения параметров электрической энергии в автономных и специальных системах электроснабжения. Проведенные исследования позволяют выбрать рациональные параметры и получить статические и динамические характеристики указанных технических средств, определить режимы работы и условия эффективного применения в промышленности.

Автор защищает:

- аналоговое моделирование сложно-резонансных цепей с ключевыми элементами;
- новые модели отдельных элементов этих устройств;
- совокупность приемов и правил аналогового моделирования сложно-резонансных цепей;
- аналоговые модели основных типов сложно-резонансных электрических цепей: уполнорителя, удвоителя, утроителя, учетверителя, увосьмерителя, одно- и трехфазного магнитно-тиристорного делителя частоты, ферро- и параинвертора;
- результаты моделирования, позволяющие улучшить качество выходного напряжения, области устойчивого деления, умножения, стабилизации выходного напряжений;
- результаты практического внедрения теоретических разработок.

Реализация результатов работы. В результате проведенных исследований разработаны и внедрены в промышленное производство парастабilizаторы, автономный инвертор, субгармонические магнитно-тиристорные делители частоты. Ряд теоретических положений, изложенных в диссертации по моделированию, используются в учебно-методической работе в вузах республики при чтении курсов "Теоретические основы электротехники" и "Аналогового моделирования".

Апробация работ. Материалы работы докладывались на научно-технической конференции АзПИ, Баку, 1967+1992 г., научно-технической конференции по преобразовательной технике, Киев, 1968, второй республиканской конференции по методам расчета электрических цепей, Львов, 1969, шестой научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства, Томск, 1969, XII Всесоюзном совещании по магнитным элементам автоматики и вы-

числительной техники, Ташкент, 1968, четвертой Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем, Ташкент, 1971, П научном совете по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики, Энергетический институт им. Г.М.Крижижановского, Москва, 1970, XI Всесоюзном совещании по магнитным элементам автоматики и вычислительной техники, Москва, 1972, Всесоюзном научно-техническом семинаре по разработке и промышленному применению полупроводниковых преобразователей для индукционного нагрева металлов, Уфа, 1974, УП и УШ научно-технической конференции национального института легкой промышленности, Бумердес, Алжир, 1979, 1980 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 35 работ, в том числе без соавторов 4 работы.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из семи глав, 320 страниц и 150 рисунков, список литературы содержит 362 наименований.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

В первой главе диссертации дана классификация сложно-резонансных устройств с ключевыми идеальными элементами, к которым относятся статические преобразователи частоты и источники питания повышенной и пониженной частоты, с полупроводниковыми и магнитными элементами - умножители и делители частоты, параинверторы, феррорезонансные паратрансформаторы, классификация учитывает различные виды коучей - неуправляемые, полуправляемые, полностью управляемые, магнитные элементы. Подробно описаны виды исследуемых резонансных явлений: парастабиллизация, триггерный эффект, ультрагармонический и субгармонический резонанс, инвертирование.

Сформулированы теоретические проблемы математического моделирования в исследованиях стационарных и динамических режимов в сложно-резонансных цепях с ключевыми нелинейными элементами. Показано, что присутствие дифференциатора в замкнутом контуре модели способствует прохождению нежелательных высших гармоник по контуру, что приводит к изменению спектрального состава передаваемых по контуру сигналов. Указаны способы устранения отрицательного влияния нежелательных высших гармоник на качество

исследуемых параметров устройств.

Во второй главе диссертации представлена таблица сложно-резонансных нелинейных резонансных цепей, по видам резонанса. Каждый вид разделен на подгруппы по видам выходного и входного-выходного напряжения. Приведены общие свойства и краткое описание исследуемых однотипных стабилизаторов различного конструктивного исполнения с замкнутыми системами автоматического регулирования.

Рассмотрены параметрические трансформаторы, нашедшие в последнее время широкое применение как источники питания различных устройств с регулируемым и стабилизированным выходным напряжением, что обосновано их простой магнитной цепью и отсутствием БУ стабилизатора.

Субгармонические колебания, возбуждающиеся в нелинейной цепи, содержащей ключевые элементы и конденсаторы, поддерживаются в результате получения от источника более высокой частоты порций энергии с частотой, кратной частоте выходного напряжения.

В делителях частоты в 2,4 раза не требуется больших значений мощности задающих первоначальных колебаний для возбуждения их в последующем, в то же время в делителях же в 3,8, 16, 32 раза мощность первоначальных колебаний должна быть достаточно высокой.

Установлено, что магнитно-тиристорный делитель частоты в 2 раза при питании от источника прямоугольного напряжения с регулируемыми амплитудами при различных значениях емкости конденсатора в цепи возбуждения генерирует, кроме напряжения половинной частоты, также ряд других субгармонических и ультрагармонических колебаний.

Рассмотрены различные схемы трехфазных делителей частоты в 2,8, 16 раз.

Принцип работы магнитно-тиристорных делителей частоты (МТДЧ) с трехфазным питанием аналогичен принципу работы однофазного МТДЧ. Тиристоры каждой фазы в МТДЧ переводятся в проводящее состояние в начале положительного полупериода питающего напряжения, с учетом сигнала управления, т.е. здесь частота приложенного на первичные обмотки напряжения определяется частотой управления тиристорами.

Ультрагармонический резонанс в ферромагнитных и магнитно-тиристорных устройствах позволяет получить на выходе этих преобра-

зователей напряжение с нужной частотой.

Ферромагнитная часть однофазных удвоителей частоты с трехфазным входом содержит две одинаковые пары сердечников. Первая пара (с первичными и выходными обмотками) является первым элементом, вторая - вторым элементом умножителя частоты в два раза.

Из различных схем утроителей частоты рассмотрены схемы с параллельными цепями постоянного тока (регулируемые утроители со свободным протеканием четных гармоник тока) и последовательными цепями постоянного тока (утроители с подавленными четными гармониками тока).

Проанализированы зоны устойчивого режима умножения частоты в 8 раз для различных видов умножителей. Из приведенных видов увосьмирителей частоты лучшим считается одноступенчатый увосьмеритель частоты с "синусными" обмотками, у него форма выходного напряжения ближе к синусоидальной, расход активных материалов и потери меньше, первичные токи симметричны, первичные обмотки можно переключать со звезды на треугольник (и обратно).

Приведены также описания релаксационных устройств, различающихся своими схемами и областями применения.

Рассмотрены автономные и ведомые сети инверторы с выходными феррорезонансными одно- и двухэлементными стабилизаторами.

Во всех исследуемых устройствах присутствуют полупроводниковые (неуправляемые и управляемые) и ферромагнитные ключевые элементы, имеющие различные характеристики. Оба ключевых элемента имеют два явно выраженных состояния: открытое и закрытое. Показано, что насыщенное состояние ферромагнитного элемента соответствует открытому состоянию полупроводникового диода (тиристора), ненасыщенное - закрытому состоянию тиристора. Для магнитных материалов отношение магнитных проницаемостей в насыщенном и ненасыщенном состояниях μ_s / μ составляет $10^{-2} \dots 10^{-5}$, отношение прямого и обратного токов в полупроводниковых диодах равно

$$I_{пр} / I_{обр} = G_{пр} U / G_{обр} U = 10^3 \dots 10^4$$

Поскольку обратные токи через диоды и токи магнитных элементов в ненасыщенном режиме, и падения напряжений на насыщенных ферромагнитных элементах и открытых диодах составляют доли процента от тока и напряжения на нагрузке, соответственно, с достаточной инженерной практикой точностью рассматриваемые элементы можно считать ключами, т.е. считать что при $U \neq 0$, $U/i = \infty$; при $i \neq 0$, $U/i = 0$.

Можно представить ферромагнитный элемент как ключ, если аппроксимировать кривую намагничивания ферромагнитного элемента тремя отрезками прямых. В этом случае схема замещения такого элемента может быть представлена в виде параллельного соединения идеального ключевого элемента и катушки с постоянной индуктивностью пропорциональной магнитной проницаемости μ .

Таким образом с достаточно высокой точностью и полупроводниковые диоды и ферромагнитные элементы можно свести к некоторым эквивалентным цепям, содержащим ключевые элементы и линейную цепь, значительно меньше влияющую на напряжения и токи цепи, чем ключевой элемент.

Доказано, что характер процессов происходящих в ключах, соответствующих ферромагнитным элементам, аналогично характеру процессов в ключах, соответствующих вентильным элементам, если часть системы, в которую они соединены, одинакова.

С развитием систем с тиристорными и магнитными преобразователями, а также систем, использующих сочетания обоих типов нелинейных элементов, появилась необходимость выделить из этих систем типовые блоки, уравнения состояния которых в стационарном режиме будут эквивалентны. Системы, использующие вентили, можно разделить на два класса.

1. Системы, типовым блоком которых является один тиристор: управляемые выпрямители, умножители частоты в четное число раз, вентильные группы делителей частоты без звена постоянного тока.

2. Системы, типовым блоком которых являются пара встречно-параллельно включенных тиристоров: регуляторы и стабилизаторы постоянного напряжения, умножители частоты в нечетное число раз, некоторые типы делителей частоты в целое число раз.

Системы, использующие ферромагнитные элементы также делятся на два класса:

1. Системы, типовым блоком которых является управляемый ферромагнитный элемент, последовательно соединенный с диодом: например, регулируемые выпрямители.

2. Управляемый или неуправляемый ферромагнитный элемент: ферромагнитные регуляторы и стабилизаторы напряжения, умножители и делители частоты. В некоторых случаях типовым блоком таких устройств является два параллельно соединенных элемента.

Возможность эквивалентирования магнитных и тиристорных систем позволяет совместить в одном устройстве свойства магнитного

и тиристорного элементов. Такие устройства можно определить как магнитно-тиристорные. В этих устройствах управляющим элементом является магнитный, а силовым - тиристорный.

Результаты расчетов, полученные для одного вида систем, могут быть с учетом определенных условий перенесены на другие виды. Принцип магнитно-тиристорной аналогии может быть положен в основу анализа и синтеза устройств с вентильными элементами, обладающих теми же свойствами, что и ранее известные ферромагнитные.

Далее приводится расчет систем с магнитными и тиристорными элементами. В тиристорно-конденсаторных цепях, где тиристорная пара соединена последовательно с R , L , C и параллельно с этими элементами, исследован феррорезонанс напряжений и токов.

Анализу и исследованию электрических цепей, содержащих отдельные нелинейные ключевые элементы, посвящены многие работы. Однако в этих работах практически не рассмотрена динамика процессов в подобных цепях. В каждой из них есть свои преимущества - ряд предлагаемых авторами методов позволяет достаточно точно описывать нелинейности, другие методы дают возможность адекватного реальным процессам исследования цепей. Для качественно-го определения всех процессов и наглядности полученных результатов необходимо, кроме приведенных (аналитических и графо-аналитических) методов исследования, использовать математическое моделирование и для реализации решения применить вычислительную технику.

Рассмотрены различные методы построения сигнальных графов, которые с учетом особенностей математического моделирования отвечают критериям устойчивости моделей и позволяют исследовать нелинейные цепи в установившихся и динамических режимах.

В третьей главе излагаются основные принципы математического моделирования нелинейных ключевых элементов, обосновывается выбор графа Коутса для анализа этих цепей, доказываются теоремы о динамической и структурной устойчивости моделей сложно-резонансных цепей с нелинейными ключевыми элементами.

Граф составляется с учетом необходимых признаков моделирования, свойственных только аналоговым вычислительным машинам. При этом с помощью построенного графа легко определяются работоспособность, устойчивость и надежность математической модели.

Для исследования электрических цепей с ключевыми нелинейными

ми элементами, использовано математическое представление физических процессов в отдельных элементах реальных устройств и в устройстве в целом. При известных воздействиях уравнения реакций в цепи являются дифференциальными с известными начальными условиями.

Для исследования нелинейных резонансных цепей в качестве основного математического приема используются линейные графы комбинаторной топологии и математическое моделирование на основе этих графов. Приводится разработанная методика для выполнения исследования сложных резонансных цепей с нелинейными ключевыми элементами.

Обоснована устойчивость математических моделей, включающих в себя дифференцирующие и интегрирующие элементы. Для замкнутого контура с операционными усилителями рассмотрена возможность нахождения четного и нечетного числа решающих элементов.

Доказана устойчивость системы с алгебраическими и дифференциальными уравнениями. Если модель составлена в соответствии с дифференциальными уравнениями, то условия устойчивости проверяются так же как в случае ее составления в соответствии с алгебраическими уравнениями, учитывая, что при низкой частоте $\omega \rightarrow 0$ коэффициент усиления интегратора стремится к бесконечности, а дифференциатора - к нулю.

При работе операционного усилителя (ОУ) в режиме дифференциатора, если на вход подается ступенчатое напряжение

$$f(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0 \\ A = \text{const} & \text{при } t > 0 \end{cases}$$

конденсаторы заряжаются без разряда и в принужденном режиме по такой цепи ток не протекает (цепь разрывается).

Если же в контуре имеется только интегратор, то разрыв цепи обратной связи ОУ не вызовет расхождения систем.

При нечетном количестве ОУ в контуре произведение всех его коэффициентов усиления меньше нуля, в противном случае - если эти произведения положительны - система расходится.

Установлен следующий порядок исследования сложных резонансных цепей с нелинейными ключами:

1. Разрабатывается, если возможно, универсальная физическая модель, процессы в которой аналогичны с процессами в исследуемом устройстве на вычислительных машинах.

2. Составляются дифференциальные уравнения сложно-резонансных цепей или групп устройств.

3. Для групп аналогичных резонансных устройств разрабатывается универсальная физическая модель.

4. Выбираются в соответствии с приведенными методами, базисные величины и все уравнения записываются в относительных единицах.

5. Применяется следующая программа исследования - определяются значения и возможные пределы изменения параметров, при которых будет проводиться исследование, режимы работы устройства, нужные для исследования переменные и т.д.

6. На основе дифференциальных уравнений составляется сигнальный граф структурной схемы математической модели сложно-резонансных устройств с нелинейными ключевыми элементами. При составлении графа необходимо стремиться к тому, чтобы в каждом контуре участвовало минимальное количество вершин. С помощью графа проверяется устойчивость и сходимости модели. При составлении графа необходимо учесть малые параметры для обеспечения устойчивости модели. Этими параметрами при аналитическом решении пренебрегают.

7. На основе сигнальных графов составляется структурная схема математической модели.

8. Набирается модель устройства.

Построены математические модели нелинейных элементов - тиристора, симметричного тиристора и полностью управляемого тиристора. Известно, что при расчете магнитных цепей встречаются прямая и обратная задачи - $V(N)$ и $N(R)$. Аналогичные задачи встречаются при моделировании полупроводниковых нелинейных элементов - $I_T(U_T)$ и $U_T(I_T)$.

При моделировании тиристора в первом случае (прямая задача), когда задано напряжение на тиристоре, требуется определение тока через тиристор - $I_T(U_T)$, в случае же когда известно I_T определение U_T является обратной задачей.

Известные методы моделирования тиристорных преобразователей, входящих в электрическую схему тиристорных преобразователей, непригодны в общем случае. При разработке устойчивых структурных схем математических моделей сложно-резонансных устройств с ключевыми элементами целью является не достижение устойчивости отдельных решающих усилителей, а создание условий для устойчивой работы модели в целом.

В работах, посвященных разработке модели тиристора, часто решающие усилители, включенные последовательно с контактом реле, отключаются с помощью реле, и последовательно с контактом включаются другие. Переключения этих цепей с помощью реле практически происходит мгновенно, но теоретически это время оказывается бесконечно большим. За это время решающие усилители в целом успевают возбудиться (вследствие разрыва цепей обратных связей как отдельных ОУ, так и всей системы). В сложных резонансных цепях с ключевыми устройствами при таких переключениях, в которых участвует большое количество реле, в результате обрыва обратной связи системы (при этом $R_o = \infty$) коэффициенты усиления усилителей возрастают до бесконечности, поэтому усилители перестают работать. Применяемые различными авторами математические модели для таких цепей не учитывают падения напряжения в проводящем тиристоре и обратный ток через тиристор. Во всех работах рассматриваются модели тиристоров с заданным напряжением на них. При решении поставленных задач часто приходится пользоваться моделью тиристора с заданным током.

Вольт-амперные характеристики тиристоров аппроксимируются на модели достаточно точно двумя или тремя прямыми, в том случае, когда последовательно с тиристорами в схеме включена линейная индуктивность. Если же её нет, то нужно ввести в схему сколь угодно малую индуктивность, т.к. при её отсутствии вольт-амперная характеристика модели тиристора будет резко отличаться от реальной. Если электрическая цепь содержит индуктивность, то модели тиристоров упрощаются. Автором разработаны модели тиристоров с заданным током и напряжением на них, т.е. модели, позволяющие воспроизводить В.А.Х. $i_T = i_T(U_T)$ и обратную зависимость $U_T = U_T(i_T)$.

Модели тиристора, симметричного тиристора и полностью управляемого тиристора составлены таким образом, что контакты реле находятся только в цепи обратной связи каждого усилителя последовательно с сопротивлением в цепи обратной связи (ОС) усилителя. Параллельно с этой ветвью включено сопротивление $R'_o > R_o$. Таким образом, когда контакт реле в цепи ОС размыкается, цепь ОС усилителя остается замкнутой резистором R'_o . Отношением R'_o и входного резистора определяется коэффициент усиления в различных режимах ОУ. Поэтому коэффициент усиления при разомкнутом контакте реле и при замкнутом (R_o/R_{ex}) сильно различаются. Этими коэффициентами определяются падение напряжения в прямом направлении и приложенное обратное напряжение на тиристоре (обратная задача), ток

при открытом тиристоре и обратный ток (ток утечки) при решении прямой задачи. Установлено, что при моделировании ферромагнитных устройств, которые являются также основными нелинейными элементами в сложно-резонансных цепях, для обеспечения устойчивости работы моделей, зависимости $\Phi(H)$ и $H(\Phi)$ (прямая и обратная задачи) выполняются в одном контуре. Таким же образом прямая и обратная задача тиристорных частей схемы моделируются в одном замкнутом контуре, если в устройстве присутствуют несколько тиристоров. При наличии одного тиристора и диода, диод и тиристор должны моделироваться в одном контуре.

В четвертой главе рассматриваются физические модели управляемых феррорезонансных стабилизаторов.

Нелинейный элемент и линейная емкость соединены последовательно. Незначительное изменение напряжения на нелинейном элементе с насыщенным сердечником происходит тогда, когда изменяется ток, проходящий через обмотки нелинейного элемента.

Основным нелинейным элементом является управляемый дроссель с внешней обратной связью. Плавное регулирование выходного напряжения осуществляется с помощью тока I_d .

При изменении входного напряжения амплитуда магнитного потока насыщенных магнитных сердечников изменяется незначительно, так как напряжение на нелинейном элементе также пропорционально изменению магнитного потока. Так происходит стабилизация выходного напряжения.

Ниже приведены дифференциальные уравнения (в относительных единицах) стабилизатора напряжения (рис. I):

$$\begin{aligned} \bar{U}_1(t) &= \bar{U}_{1m} \sin t \\ \bar{U}_1 &= \bar{U}_{a1} - \bar{U}_{\delta 1} + \bar{U}_c + \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} + \bar{R}_1 \bar{I}_1 - \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} + \bar{L}_1 \frac{d\bar{I}_1}{dt} \\ \bar{U}_1 &= \bar{U}_{\delta 2} - \bar{U}_{a2} + \bar{U}_c - \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} + \bar{R}_1 \bar{I}_1 + \bar{L}_1 \frac{d\bar{I}_1}{dt} \\ \bar{U}_d &= \bar{R}_d \bar{I}_d + \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} \\ 0 &= \bar{U}_a + \bar{U}_\delta + \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} + \bar{R}_0 \bar{I}_0 + \bar{L}_0 \frac{d\bar{I}_0}{dt} \\ \bar{U}_2 &= \bar{U}_c = \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} - \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} = \bar{R}_H \bar{I}_2 + \bar{L}_H \frac{d\bar{I}_2}{dt} \end{aligned} \quad (I)$$

Намагничивающие силы

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 + \bar{K}_2 \bar{I}_2 + \bar{I}_0 + \bar{K}_d \bar{I}_d &= \bar{F}_A \\ -\bar{I}_1 - \bar{K}_2 \bar{I}_2 + \bar{I}_0 + \bar{K}_d \bar{I}_d &= \bar{F}_B \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь U_1, U_2 - входное и выходное напряжения; $U_{a1} = U_{s1} = U_a$, $U_{s1} = U_{s2} = U_s$ - напряжения на диодах; U_c - напряжение на конденсаторе; R_1, R_c, R_n - активные сопротивления обмоток нелинейного элемента, цепи ОС и нагрузки; L_0, L и L_n - индуктивности обмоток ОС, первичных обмоток и нагрузки; $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_n, \Phi_B$ - магнитные потоки и Н.С. сердечников А и Б; U_d, U_a, U_s - напряжения подмагничивания и напряжения на диодах; i_d, i_a, i_0 , i_d, i_a, i_s - токи в первичной цепи, цепи нагрузки, в обмотках ОС, подмагничивания и через диоды; $K_2 = \frac{W_2}{W_1}$, $K_d = \frac{W_d}{W_1}$

При составлении (I) потери в стали и динамические потери не учитывались, активные потери в обмотках учитывались активными сопротивлениями, кривая намагничивания аппроксимировалась тремя отрезками прямых. Из (I) получаем

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} &= \bar{U}_1 - \bar{U}_a + \bar{U}_s + \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} - \bar{R}_1 \bar{i}_1 - \bar{L}_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} - \bar{U}_c \\ -\bar{U}_a &= \bar{U}_1 - \bar{U}_c - \bar{U}_s + \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} - \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} - \bar{R}_1 \bar{i}_1 - \bar{L}_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} \\ \bar{L}_0 \frac{d\bar{i}_0}{dt} &= -\bar{U}_a - \bar{U}_s - \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} - \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} - \bar{R}_0 \bar{i}_0 \\ \bar{R}_d \bar{i}_d &= \bar{U}_d - \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} - \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} \\ -\bar{L}_n \frac{d\bar{i}_n}{dt} &= \bar{R}_n \bar{i}_2 - \frac{d\bar{\Phi}_A}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_B}{dt} \\ \bar{i}_s &= \bar{i}_0 - \bar{i}_a \\ -\bar{i}_1 &= -\bar{F}_A + \bar{K}_2 \bar{i}_2 + \bar{i}_0 + \bar{K}_d \bar{i}_d \\ \bar{F}_B &= 2\bar{i}_0 + 2\bar{K}_d \bar{i}_d - \bar{F}_A \\ \bar{\Phi}_B &= f(\bar{F}_B) \quad \bar{i}_a = f(\bar{U}_a) \quad \bar{U}_s = f(\bar{i}_s) \\ \bar{U}_c &= \frac{1}{C} \int \bar{i}_1 dt \end{aligned} \tag{3}$$

В соответствии с уравнениями (3) составлен сигнальный граф стабилизатора (рис.2), построенный в соответствии с требованиями, предъявляемыми к составлению математической модели. В каждой вершине входной сигнал инвертируется независимо от того, какая операция выполняется, число вершин в замкнутых контурах минимально и нечетно. В одном замкнутом контуре выполнены прямая и обратная задачи магнитной цепи, т.е. от известного магнитного потока Φ_A сердечника А определяется намагничивающая сила F_A , с помощью F_A , в соответствии с (3), определяется Н.С. F_B сердеч-

ника b . Далее, в этом контуре от F_b определяется магнитный поток Φ_b сердечника b . Аналогично выполнены прямое и обратное преобразования В.А.Х. диодов с заданным напряжением и током $U_k(i_k)$ в одном замкнутом контуре ($U_a \rightarrow i_a \rightarrow i_r \rightarrow U_b$)

С заменой вершин графа соответствующими операционными усилителями получается математическая модель стабилизатора напряжения.

Исследования управляемого феррорезонансного стабилизатора на реальной и математической модели проводились при холостом ходе, активной нагрузке с различными коэффициентами мощности.

Приведено сравнение кривых, полученные на физической и математической модели, показано их совпадение. Максимальное значение коэффициента стабилизации соответствует максимальному значению тока I_d . При активной нагрузке стабилизация происходит в более широком пределе изменения входного напряжения, чем при активно-индуктивной нагрузке. Определена область устойчивой работы стабилизатора при разных сопротивлениях нагрузки, токах коэффициентах мощности и емкостях конденсатора C . Широкий диапазон изменений входного напряжения соответствует значениям сопротивления конденсатора $X_c = 0,15 \dots 0,25$. Продолжительность переходного процесса, составляет три-четыре периода входного напряжения.

Подробно исследован параметрический трансформатор и его свойства. Управляемый трансформатор с взаимно-ортогональными S -образными сердечниками снабжен также взаимно-ортогональными обмотками W_1 и W_2 (рис. 3). Два таких S -образных идентичных сердечника состыкованы и повернуты друг относительно друга на 90° . Геометрически симметричные сердечники имеют равные магнитные сопротивления. Если эта симметрия не нарушается, то при подаче сигнала на вход сигнал на выходе отсутствует.

Равенство магнитных сопротивлений нарушается в соответствии с конструкцией в местах стыка. Когда по входной обмотке проходит переменный ток i_1 , что создает магнитный поток Φ_1 первого сердечника, ток вторичной обмотки i_2 создает поток Φ_2 . Эти магнитные потоки в одной диагонально расположенной па-э стыка складываются, а в другой - вычитаются. Таким образом, равенство в местах стыковки магнитопроводов результирующих магнитных потоков (магнитных сопротивлений) нарушается и это способствует появлению на выходе напряжения. Такое свойство конструкции позво-

ляется изменением магнитного сопротивления сердечников создать различные асимметрии магнитных цепей и получить трансформатор с регулируемым коэффициентом передачи.

Рассмотрен управляемый и неуправляемый параметрический феррорезонансный стабилизатор напряжения.

Объединив активные потери с приведенным активным сопротивлением нагрузки $[R = R_1 + R_n / (W_2^2 / W_1^2)]$ и пренебрегая потоком рассеяния с помощью метода эквивалентных синусоид записаны уравнения паратранса по законам Кирхгофа в комплексной форме. Определены аналитически регулировочные и внешние характеристики.

Известно, что кривая намагничивания до настоящего времени аппроксимировалась полиномом третьей степени, а исследование работы паратранса проводилось с учетом этой аппроксимации. При этом использовались графические построения, усложняющие расчеты характеристик в различных режимах паратранса, которые существенно отличались от реальных значений.

Для устранения таких недостатков кривую намагничивания паратранса с взаимно-ортогональными сердечниками необходимо аппроксимировать полиномом пятой степени.

Магнитная цепь паратранса показана на рис.3б, а её эквивалентная схема представлена в виде попарно параллельных и взаимно-перпендикулярных в пространстве четырех контуров (рис.4).

МДС и поток каждого контура равны половине МДС и потока входного и выходного магнитопроводов.

Для двух взаимно-ортогональных магнитных контуров составлены уравнения

$$\begin{aligned} 0,5 W_1 i_1 &= (\ell_{1cp} - \delta_2) H_1 + \delta_{cp} (H_A + H_B) + h_{1cp} H_{12} \\ 0,5 W_2 i_2 &= (\ell_{2cp} - \delta_1) H_2 + \delta_{cp} (H_A + H_B) + h_{1cp} H_{21} \end{aligned} \quad (4)$$

где i_1, i_2 - токи первичной и выходной обмоток; H_A, H_B, H_B - напряженности магнитного поля в местах стыка магнитопроводов; H_1 и H_2 - напряженности магнитного потока в соответствующих магнитопроводах; H_{12} и H_{21} - напряженности магнитного поля, обусловленные магнитным потоком одного магнитопровода в другом; δ_1 и δ_2 - глубина проникновения потоков Φ_1 и Φ_2 ; $h_{1cp} = h + \delta_1$, $h_{2cp} = h + \delta_2$; $\delta_{cp} = (\delta_1 + \delta_2) / 2$ - средние длины магнитных силовых линий на участках; средние длины магнитопроводов - ℓ_{1cp} и ℓ_{2cp} .

Вводя в уравнения (4) для $H_1, H_2, H_{12}, H_{21}, H_A + H_B$ и $H_A + H_B$ нелинейную связь между H и B

$$H = a, B + a_3 B^3 + a_5 B^5 \quad (5)$$

и напряженности магнитного поля, выраженные через магнитные потоки получаем:

$$\begin{aligned} 0,5 W_1 i_1 &= (C_1 + C_{12} \Phi_2^2 + C_{14} \Phi_2^4) \Phi_1 + (C_3 + C_{32} \Phi_2^2) \Phi_1^3 + C_5 \Phi_1^5 \\ 0,5 W_2 i_2 &= (K_{11} + K_{21} \Phi_1^2 + K_{41} \Phi_1^4) \Phi_2 + (K_3 + K_{23} \Phi_1^2) \Phi_2^3 + K_5 \Phi_2^5 \quad (6) \end{aligned}$$

Определены магнитные сопротивления входной и выходной магнитных цепей и вносимые магнитные сопротивления, обусловленные взаимодействием магнитных потоков в местах стыка сердечников:

$$\begin{aligned} R_{m1} &= R_{m1}(\Phi_1) + R_{m1 \text{ вн}}(\Phi_1, \Phi_2) \\ R_{m2} &= R_{m2}(\Phi_2) + R_{m2 \text{ вн}}(\Phi_1, \Phi_2) \\ R_{m1 \text{ вн}} &= C_{12} \Phi_2^2 + C_{14} \Phi_2^4 + C_{32} \Phi_2^2 \Phi_1^2 \\ R_{m2 \text{ вн}} &= K_{21} \Phi_1^2 + K_{41} \Phi_1^4 + K_{23} \Phi_1^2 \Phi_2^2 \quad (7) \end{aligned}$$

Установлено, что параметрического воздействия вторичной цепи на первичную не происходит, если магнитная цепь входного магнитопровода ненасыщена, т.е. когда $R_{m1} < 1,2 T_1$, тогда $R_{m1 \text{ вн}} = 0$.

Для определения установившихся значений амплитуды и фазы выходных колебаний паратранса, а также определения устойчивости решений, с учетом (7) и $\Phi_2 / \Phi_{m1n} = X$ получено уравнение паратранса

$$\begin{aligned} \frac{d^2 X}{dt^2} + 2\delta \frac{dX}{dt} + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (1 - m_1 \cos 2\zeta + m_2 \cos 4\zeta) X + \\ + \gamma_3 (1 - m_3 \cos 2\zeta) X^3 + \gamma_5 X^5 = 0 \quad (8) \end{aligned}$$

Далее методом медленно меняющихся амплитуд определено укороченное уравнение паратранса.

Динамическая характеристика парастабilizатора приведена на рис.5. Кривые 1 и 2 являются экспериментальными и соответствуют нагрузочному режиму. Кривые 3 и 4 рассчитаны по вышеизложенному методу (1 и 3 - без обратной связи, 2 и 4 - с обратной связью).

Для составления сигнального графа и математической модели инвертора с выходным паратрансом (рис.6); составлены дифференциальные уравнения, из которых после некоторых преобразований определены:

$$-W_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = E - L \frac{di_1}{dt} - U_{T1} - L_d \frac{di'd}{dt} - Ri_d$$

$$L \frac{di'd}{dt} = E - W_2 \frac{d\Phi_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} - U_{T2} - Ri_d$$

$$-U_{CK} = U_{T1} - U_{T2}$$

$$-i_{T1} = -i_{D1} - i_1 - i_{CK}$$

$$i_2 = -i_{D2} + i_{T2} + i_{CK}$$

$$-i_{T2} = i_{T1} - i'd$$

$$i'd = i_1 + i_2$$

$$U_{D1} = -U_{T1} - R_D i_{D1} - L_d \frac{di'd}{dt}$$

$$U_{D2} = -U_{T2} - R_D i_{D2} - L_d \frac{di'd}{dt}$$

$$i_{cp} = i_n - i_p$$

$$-W_p \frac{d\Phi_2}{dt} = U_n = -U_{cp} = \frac{1}{C_p} \int i_{cp} dt$$

$$-L_n \frac{di_n}{dt} = -U_n + R_n i_n$$

$$-i_n = H_1 \frac{h_1 + 2\delta + h_1}{0,5 W_1} + H_2 \frac{h_1}{0,5 W_1} - i_2 = K_1 H_1 + K_2 H_2 - i_2$$

$$i_p = H_2 \frac{h_2 + 2\delta + h_2}{0,5 W_p} + H_1 \frac{h_2}{0,5 W_p} = K_3 H_2 + K_4 H_1$$

Для построения зависимостей U_1 (U_2) паратранса из его основных уравнений составлены алгоритмы решения этих уравнений на цифровой машине для различных значений магнитной индукции и входного напряжения при $U_1 = U_{1n}$

$$\begin{aligned} & \text{В } (0,072 - 0,282 \beta^2 - 1,228 \beta^4 - 2,7 \alpha^2 - 1,228 \alpha^4 - 2,456 \alpha^2 \beta^2) - 0,11 \alpha = 0,055 \\ & - 0,11 \beta + \alpha (1,682 + 2,7 \beta^2 + 1,228 \beta^4 + 5,118 \alpha^2 + 1,228 \alpha^4 + 2,456 \alpha^2 \beta^2) = 0,25 \end{aligned}$$

При $U_1 = 1,1 U_{1n}$, $0,6 U_{1n}$, $0,5 U_{1n}$ и соответствующих магнитных индукциях даны уравнения с различными коэффициентами переменных α и β , где $A = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$.

На рис. 7 приведен граф структурной схемы модели паратрансформатора.

В пятой главе изложены методы моделирования однофазного (одноэлементного) и двухэлементного удвоителей, утроителей, учетверителей частоты. Смоделирована схема аналогичная схеме одноэлементного удвоителя частоты, отличие заключается лишь в том, что принятом устройстве II элемент питается от источника косинусои-

дальнего напряжения.

Первичное напряжение может иметь прямоугольную форму с постоянной составляющей. Такое положение имеет место в трехфазных преобразователях частоты, составленных по схеме трехфазный выпрямитель - тиристорный инвертор, где каждый тиристор инвертора работает на свою обмотку.

Установлено, что при постоянных параметрах преобразователя, изменяя уровень постоянной составляющей и емкостное сопротивление резонансного выходного контура на модели можно получить следующие режимы: деление частоты в два раза, удвоение и утроение частоты.

Для обобщенного изучения процессов в умножителях частоты одного и того же типа использована универсальная схема с физическими моделями. Для исследования многократных умножителей частоты и для изучения влияния различных промежуточных гармоник использован универсальный умножитель частоты.

При работе ферромагнитных устройств их сердечники могут находиться как в насыщенном, так и в ненасыщенном состояниях. Магнитное состояние сердечников зависит от режимов работы устройств. В принужденном режиме смена состояния магнитных сердечников происходит периодически. В течении определенного времени продолжается одно магнитное состояние сердечника, далее это состояние сменяется другим и т.д. В любом из этих состояний в магнитных сердечниках преобразователей происходит линейный переходный процесс, который, не успев завершиться, прерывается, сменяясь новым линейным переходным процессом, происходящим в период нового состояния и т.д.

Определены регулировочные свойства утроителей при изменении в широком диапазоне параметров цепей питания, управления и нагрузки.

Установлено, что при $1 < \bar{U}_{1m} < 1,3$ выходное напряжение изменяется пропорционально входному, а при $\bar{U}_{1m} > 1,3$ - изменение значительно слабее. При уменьшении \bar{U}_{1m} ниже единицы, происходит скачок напряжения - оно резко снижается до нуля. С увеличением \bar{U}_{1m} в точке $\bar{U}_{1m} = 1$ происходит изменение скачком выходного напряжения U_2 - от нуля до некоторого значения. Когда $R \leq R_n$, то после такого скачка появляются автоколебания в устройстве.

Для расчета внешних характеристик учетверителя частоты, в отличие от подхода, применяемого при математическом моделирова-

нии, кривая намагничивания аппроксимировалась гиперболическим синусом. При расчете учтены I и III гармоники тока в первичной цепи, вторая гармоника тока и потока в цепи самоподмагничивания и четвертая - в выходной цепи. Внешние характеристики, полученные в результате расчета на ЦВМ математической модели и экспериментально, совпадают.

С помощью универсальной модели исследовались процессы в усилителях частоты, было установлено, что при скачкообразном изменении питающего напряжения и сопротивления нагрузки переходный процесс заканчивается за два-три периода входного напряжения. Определена также продолжительность переходного процесса во всех исследуемых умножителях частоты.

В шестой главе диссертации рассматривались и исследовались модели: одно- и трехфазных магнитно-тиристорных делителей частоты в 4, 8, 16 раз, уполнителя частоты.

МТДЧ - 4, 8, 16 питались от сети частотой 400 Гц. При этом сигнал управления тиристорами подается в зависимости от того, какой из этих трех вариантов деления рассматривается (например, для МТДЧ-4 частота импульсов управления была равна 200 Гц).

Если сигнал управления подается с блока управления в виде импульсов с частотой в два раза меньшей частоты питающей сети, то к первичной обмотке делителя будет приложено напряжение, основная гармоника которого изменяется с частотой управления тиристорами, т.е. в два раза меньшей частоты питающей сети.

В трехфазном МТДЧ - 4, 8, 16 тиристоры T_1 , T_2 , T_3 (рис.8) управляются такими же способами, как и в схеме однофазного МТДЧ.

Показано, что управление тиристорами в МТДЧ отличается от управления тиристорами, входящими в электрическую схему умножителей частоты. Когда T_1 , T_2 , T_3 работают в режиме выпрямления, то накапливается энергия в дросселях. С наступлением инверторного режима тиристоры должны запираются и поступление энергии от источника в параметрический делитель частоты прекращается. Запасенная в схеме энергия должна возвращаться в сеть. В это время тиристоры должны открываться в отрицательный полупериод входного напряжения, чтобы создать путь для прохождения тока за счет реактивной энергии магнитного поля индуктивностей МТДЧ. Такие индуктивности в этом интервале выступают как источники тока, и тиристоры для таких токов остаются открытыми поочередно даже при отрицательных полупериодах входного напряжения. Ток в цепи не может

изменяться скачком и уменьшается плавно по экспоненциальному закону до нуля. Поэтому продолжительность этого инверторного режима становится больше, чем выпрямительного.

Эти особенности реальной физической модели реализовались при математическом моделировании следующим образом. На вход ОУ подается постоянный и пульсирующий ток разной полярности и регулируемой амплитуды. Разность этих сигналов дает переменное напряжение с разными продолжительностями полупериодов. Продолжительность положительного полупериода равна продолжительности выпрямительного режима, а отрицательного - инверторного режима. Положительный полупериод сигнала подается к поляризованным реле РП₁, РП₂, РП₃ (рис.9) и они действуют только на открывание тиристоров на модели в выпрямительном режиме. В этом же режиме тиристоры закрываются отрицательным полупериодом тока через тиристоры. С прекращением выпрямительного режима прекращается подача управляющего сигнала к усилителям и наступает инверторный режим, где тиристоры должны открываться в отрицательный полупериод входного напряжения, а закрываться в положительном полупериоде. К РП₁, РП₂ и РП₃ поступают сигналы через электромагнитные реле ЭП₁ (эти сигналы увеличиваются в 10 раз). Положительные полупериоды этих сигналов действуют на открытие в отрицательном полупериоде питающего напряжения, отрицательные же полупериоды этих сигналов действуют на закрытие тиристоров. С прекращением инверторного режима наступает выпрямительный режим, когда прекращается подача питания к реле ЭП₁ и оно отпускает свои контакты. Одновременно с этим поступают новые сигналы для питания соответствующих реле РП₁, РП₂ и РП₃ и вышеописанные процессы повторяются.

На рис.10а приведены области существования устойчивого деления МТДЧ-4, снятые на модели (сплошные линии) и экспериментально (пунктирные линии). На рис.10б представлены области существования устойчивого деления МТДЧ-8, снятые на модели (сплошные линии) и экспериментально (пунктирные линии), на рис.10в - внешняя характеристика МТДЧ-8, снятая на модели (сплошные линии) и экспериментально (пунктирные линии).

Для МТДЧ-8 определено, что с увеличением тока нагрузки на выходе преобразователя область существования уменьшается, причем границы ее несколько смещаются в сторону меньших значений емкости колебательного контура и входного напряжения. Наиболее мощные

субгармонические колебания возникают вблизи левой границы, поэтому при проектировании таких делителей частоты рабочий режим следует выбрать при значениях $\bar{x}_c = 0,02$ и $U_1 = 2$. При уменьшении сопротивления в цепи нагрузки ниже "критического" наступит такой режим делителя, при котором происходит "срыв" субгармонических колебаний с заданной частотой (режим короткого замыкания делителя). В этом случае субгармонические колебания на выходе делителя не возникают ни при каких значениях X_c и U_1 . При исследовании областей существования устойчивого деления МТДЧ-8 в режиме холостого хода делителя наблюдались автоколебания у правой границы области. При переходе делителя от режима холостого хода к режиму с нагрузкой автоколебания уменьшаются и при значениях сопротивления цепи нагрузки меньших $R = 0,5 R_n$ совсем исчезают. В верхней части области и по левой границе ее имеется область затягивания, характеризующаяся тем, что устойчивые субгармонические колебания с выходной частотой здесь существуют только тогда, когда делитель в процессе его работы в определенном режиме переходит в эту область при скачкообразном изменении величин X_c и U_1 . Если же отключить делитель от сети во время работы его в области затягивания, то при повторном включении колебания на выходе не возбуждаются. Полученные по результатам математического моделирования и экспериментально области существования совпадают и лежат в пределах тех же значений X_c и U_1 . Внешняя характеристика у МТДЧ-8 жесткая, и при переходе делителя от режима холостого хода к режиму с максимальной нагрузкой напряжение на выходе его уменьшается всего лишь на $8 + 10\%$ от номинального значения.

Составлены и решены системы уравнений, характеризующие изменения напряжения, токов и намагничивающих сил в пределах каждой стадии рабочего цикла делителя в восемь раз, что позволяет дать не только качественную, но и количественную оценку искомым величинам.

В результате аналитических расчетов делителя определено, что один период изменения выходного напряжения разбивается на четыре интервала: в течение двух из них один из сердечников насыщен и происходит перезарядка конденсатора возбуждения; в течение двух других — оба сердечника не насыщены и конденсатор лишь слабо разряжается через нагрузку. В связи с такими процессами, напряжение на выходе делителя приобретает трапецеидальный характер, с доста-

точно крутым фронтом нарастания напряжения в начале полупериода.

В начале каждого полупериода волна тока имеет два всплеска разной величины: первый всплеск соответствует увеличению напряжения на конденсаторе возбуждения, второй - некоторому уменьшению (характерная ступенька). Наличие таких двух всплесков объясняется тем, что длительность интервала открытия тиристора несколько больше, чем три периода изменения входного напряжения. Длительность интервала открытия тиристорov зависит от величины емкости конденсатора возбуждения. При $\bar{X}_c = 0,05 \dots 0,08$ величина нежелательного второго всплеска достаточно мала и ступенька выходного напряжения практически отсутствует.

Переходный процесс при изменении емкости возбуждения, напряжения сети и нагрузки длится не более 1-2 периодов изменения выходного напряжения.

Аналогично протекают процессы в магнитно-тиристорных делителях частоты в 4 и 16 раз.

Анализ осциллограмм переходного процесса МТДЧ-8 показывает, что при переходе делителя от холостого хода к нагрузочному режиму и при внезапном сбросе нагрузки от номинальной до нуля никаких "бросков" тока не наблюдается. Форма же выходного напряжения при этом почти не изменяется. Изменение формы выходного напряжения происходит при скачкообразном изменении входного напряжения до 50 % выше номинального и последующим понижении его до номинального. Длительность переходного процесса в этом случае не превышает одного периода выходного напряжения. При скачкообразном уменьшении сопротивления в цепи колебательного контура длительность переходного процесса составляет не более полупериода выходного напряжения.

Исследование МТДЧ позволило выяснить некоторые особенности электромагнитных процессов, протекающих при преобразовании энергии колебаний выходной частоты в ферромагнитных элементах таких преобразователей. Установлено, что рабочий режим в делителях возможен в двух зонах области существования устойчивых колебаний с заданной выходной частотой - в зонах насыщения и главного насыщения - последняя из которых располагается вблизи левой границы области. Особенно ярко эти зоны выражены в МТДЧ с кратностью деления больше четырех.

В первичной цепи однофазных МТДЧ создается неодинаковые условия для поддержания субгармонических колебаний в контуре воз-

буждения, которые изменяются в зависимости от кратности деления. В связи с этим в однофазных магнитно-тиристорных делителях частоты основные рабочие режимы (циклы) будут различны и также будут зависеть от кратности деления частоты.

В результате исследования однофазных МТДЧ-4,8,16 установлено, что области существования колебаний с частотой в 8 раз меньшей частоты сети соответствуют меньшие значения первичной индукции, чем области существования колебаний в 4 раза, но они несколько больше значений индукции, соответствующих области с кратностью деления равной 16. Следовательно, с увеличением кратности деления области существования субгармонических колебаний расширяются при соответствующих более низких значениях первичной индукции.

Преобразователь частоты в 1,5 раза (одноступенчатый) рассматривался в различных вариантах исполнения. Несмотря на то, что такой преобразователь называется уполторителем, он функционирует как делитель частоты. Принцип действия его основан на автопараметрическом резонансе, поэтому такой преобразователь рассмотрен вместе с другими делителями частоты.

С помощью модели уполторителя частоты определена область существования колебаний в колебательных контурах. Изменение тока подмагничивания I_d приводит к смещению границ этих областей, при возрастании I_d одновременно должны увеличиваться и значения U_{1m} и C . Это приводит к росту тока и потерь в обмотках преобразователя, область существования нормальной работы устройства сокращается. Наиболее широкие области получены в диапазоне $I_d = 1 \dots 2$; определено, что минимальное значение емкости в колебательной контуре равно $0,4 \dots 0,6$, ниже которого происходит срыв колебаний полуторной частоты. Построены внешние и нагрузочные характеристики преобразователя. Внешние характеристики жесткие.

С помощью математической модели уполторителя установлены возможные сочетания магнитных состояний сердечников преобразователя, определены области значений параметров, при которых на выходе преобразователя существуют устойчивые колебания с полуторной частотой. Исследовано влияние различных параметров на длительность переходных процессов при подключении преобразователя к питающей сети.

В седьмой главе рассматриваются автономные магнитно-тиристор-

ные инверторы с различными выходными резонансными устройствами.

Исследованы преобразователи с одно- и двухэлементным выходным феррорезонансным стабилизатором, определены минимальные и номинальные значения величин емкости на выходе инвертора, емкости коммутирующих конденсаторов, параметры линейного дросселя в цепи коммутации и число витков компенсационной обмотки, а также зона устойчивой работы инвертора при номинальной нагрузке, промежуточном режиме и холостом ходе.

При значении емкости в цепи коммутации ниже 0,15 происходит срыв инвертирования. Определено также максимальное значение коммутирующей емкости $\bar{C}_k \approx 0,7$ и номинальное значение $\bar{C}_k = 0,22$. Определены области стабилизации выходного напряжения инвертора при изменении входного напряжения, емкости в цепи феррорезонансного контура, сопротивления цепи нагрузки. При изменении напряжения питания на $\pm 15\%$ от номинального значения и номинальных всех остальных параметрах выходное напряжение изменяется на $\pm 4\%$.

Определены оптимальные параметры инвертора при входном напряжении $\bar{E} = 6,5$; $\bar{C}_k = 0,22$; $\bar{C}_p = 1$; $\bar{L}_d = 0,5$; $\bar{R}_n = 2,4$.

При включении в сеть инвертора с активной нагрузкой длительность переходного процесса составляет три периода выходного напряжения, а в случае активно-индуктивной нагрузки - 4 периода.

Анализ работы инвертора показывает, что преобразователь устойчиво работает во всем диапазоне нагрузок, не превышающих значения параметров, приведенных выше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны теоретические положения аналогового моделирования применительно к сложно-резонансным цепям с нелинейными элементами, что позволило разработать и создать эффективные устройства данного класса. При этом получены следующие основные результаты:

1. Разделение резонансных цепей на отдельные группы по видам резонанса позволило сравнить их между собой, усовершенствовать и выбрать такой режим, при котором выходные параметры отвечают поставленной задаче. Данный обобщенный классификационный признак позволил установить общие тенденции развития и подхода как существующим, так и вновь создаваемым устройствам.

2. Разработан топологический метод построения структурных схем аналоговых моделей нелинейных цепей. На этой основе составлены мате-

математические модели тиристоров, реализация которых позволила создать эффективные методы моделирования ультрагармонического, субгармонического и феррорезонансов.

3. Предложена методика совместного использования аналитических методов расчета и аналоговых методов моделирования, позволяющих определить номинальные циклы работы в субгармонических и ультрагармонических цепях.

4. Исследованы стационарные и переходные режимы магнитно-тиристорных делителей частоты в 4, 8 и 16 раз. Установлено, что наиболее эффективным является делитель, у которого рабочая точка находится правее от левой границы области затягивания.

5. Предложен ряд способов увеличения продолжительности инверторного режима в одно- и трехфазных магнитно-тиристорных делителях частоты в 4, 8 и 16 раз, алгоритм построения устойчивых моделей магнитно-тиристорных делителей частоты, что обеспечивает нормальную работу при увеличении реактивных составляющих полной мощности устройства.

6. Определены условия обеспечения требуемого качества выходного напряжения и заданных характеристик уполнорителя частоты и магнитно-тиристорных делителей частоты. Полученные зависимости позволили определить области рационального использования этих устройств.

7. Обоснована целесообразность использования паратранса с пространственным сдвигом половин сердечника на 20° , исследованы энергетические показатели указанного устройства, доказано, что максимальная мощность и КПД его будут выше, чем при ортогональном расположении, а выходное напряжение не будет зависеть от формы входного напряжения.

8. Установлено, что в феррорезонансном управляемом стабилизаторе коэффициент стабилизации прямопропорционален току управления и соответствует определенным значениям параметров резонансного контура, а диапазон стабилизации увеличивается с увеличением коэффициента мощности.

9. Внедрение результатов исследования в практику проектирования и эксплуатацию позволило повысить эффективность ряда магнитно-тиристорных устройств. Ряд теоретических положений приведенных в диссертации, используется в методологической работе при подготовке специалистов в области автоматизации.

Материалы диссертации отражены в следующих печатных публикациях:

1. Абдалов Ш.И., Кротов Ю.И., Гасанов Д.Н., "Анализ схемы автоматизированного управления лакировальной машины" - Тезисы докладов XIII научной конференции АзПИ, Баку, 1967.

2. Бамдас А.М., Шапиро С.В., Абдалов Ш.И. и др. "Математическое моделирование процессов в мощном стабилизаторе с трехфазным подмагничиваемым регулятором". - Тезисы докладов XII Всесоюзного совещания по магнитным элементам автоматики и вычислительной техники. Ташкент, 1968.

3. Разуваев Ю.П., Абдалов Ш.И., Бабаян Р.А., Погорелов В.И., "Измеритель средних значений переменных величин инфранизких частот для исследования нелинейных электрических цепей на АВМ" - Промышленность Армении № II, Ереван, 1968.

4. Бамдас А.М., Абдалов Ш.И. и др. "Математическое моделирование ферромагнитных преобразователей частоты" - В кн. "Устройства преобразовательной техники", вып. 3, Киев, 1969 г.

5. Шапиро С.В., Разуваев Ю.П., Абдалов Ш.И. "Моделирование универсального ферромагнитно-тиристорного преобразователя частоты" - В кн. "Доклады к VI Н.Т. Конференции по вопросам автоматизации производства", том II, Томск, 1969.

6. Абдалов Ш.И., Косенко В.Л. "Исследование областей существования и переходных процессов в магнитно-тиристорном делителе частоты в восемь раз на АВМ".

- Тезисы докладов II республиканской конференции по методам расчета эл. цепей, Львов, 1969.

7. Абдалов Ш.И., Поветкин Б.Н., Бабаян Р.А., Зуев Р.А., "Математическое моделирование ферромагнитных многократных умножителей частоты" - Тезисы докладов II республиканской конференции по методам расчета эл. цепей, Львов, 1969.

8. Абдалов Ш.И., Косенко В.Л. и др. "Математическое моделирование ферромагнитно-тиристорного делителя частоты в восемь раз" - "ЗТП" № 3, Баку, 1970.

9. Разуваев Ю.П., Абдалов Ш.И., Бабаян Р.А. "Математическое моделирование тиристора" - Промышленность Армении, № 5, Ереван, 1970.

10. Аракелов М.А., Разуваев Ю.П., Абдалов Ш.И., Бабаян Р.А., "Исследование на электронной модели устройства с подмагничиваемыми трансформаторами, работающими на противо-Э.Л.С." - Третья межвузовская Н.Т. Конференция по применению высокоскоростных машин с электрприводом повышенной частоты в народном хозяйстве".

(Сборник докладов), часть П, Орджоникидзе, 1971.

11. Абдалов Ш.И. "Моделирование ТРПТ с выходом на постоянном токе". Материалы XXI научной конференции АзПИ, Баку, 1971.

12. Бамдас А.М., Абдалов Ш.И., Косенко В.Л., "Математическое моделирование магнитно-тиристорных делителей частоты в 4, 8, 16 раз с трехфазным входом". -Тезисы четвертой Всесоюзной междувузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем. II выпуск, Ташкент, 1971.

13. Поветкин Б.Н., Абдалов Ш.И., Габаян Р.А. "Исследование процессов в умножителях частоты на АВМ с помощью универсальной математической модели" -Тезисы IV Всесоюзной междувузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем, I выпуск, Ташкент, 1971.

14. Абдалов Ш.И. "Моделирование тиристорв" "ЗТП", № 5, Баку, 1971.

15. Абдалов Ш.И., Габаян Р.А. "Моделирование симметричного тиристора на АВМ". Сб. научных трудов ЕрПИ, том 28, Ереван, 1972.

16. Габаян Р.А., Абдалов Ш.И., "Измеритель активной мощности инфранизких частот для исследования нелинейных электрических цепей на АВМ" - Сб. научных трудов ЕрПИ, том 28, Ереван, 1972.

17. Абдалов Ш.И., Гурдин Ю.И. и др. "Моделирование преобразователя с одноэлементным феррорезонансным стабилизатором на АВМ" "ЗТП" № 9, Баку, 1972.

18. Абдалов Ш.И., Косенко В.Л. "Исследование зон устойчивых субгармонических колебаний в магнитно-тиристорных делителях в четное число раз" "ЗТП" № 4, Баку, 1975.

19. Абдалов Ш.И., Сеидов Ф.И. "Исследование переходных и установившихся процессов в трансформаторах, регулируемых изменением подмагничивания с тиристорами. "Ученые записки", серии X, № 1, АзПИ, Баку, 1977.

20. Абдалов Ш.И., Косенко В.Л. "Аналитическое исследование однофазных статических магнитно-тиристорных делителей частоты" "Ученые записки" Серия X, АзПИ, Баку, 1978.

21. Абдалов Ш.И., Сеидов Ф.И., "Моделирование магнитного устройства с выпрямительным мостом". "Ученые записки" № 2, Серия X, АзПИ, Баку, 1979.

22. Abdalov S. Calcul analogique d'un diviseur de fréquence. Recueil des résumés des thèses du VII colloque scientifique des professeurs de l'INIL, Boumerdes, Algérie, 1979.

23. Abdalov C. Simulation d'un convertisseur universel
Recueil des résumés des thèses du VIII colloque scientifique des
prof. de l'INIL, Boumerdes, Algérie, 1980.

24. Abdalov C. et d'autres. Etude des paramètres du
convertisseur. Industries légères, annales de l'INIL, n°1
Boumerdes, Algérie 1982.

25. Абдалов Ш.И. и др. "Исследование преобразователя с двух-
элементным феррорезонансным стабилизатором". Линейные и нели-
нейные электромагнитные устройства (тематический сборник научных
трудов), Баку, 1983.

26. Сеидов Ф.И., Абдалов Ш.И., "К расчету электрических це-
пей". Методы исследования характеристик электромагнитных систем
и композиционных материалов (тематический сборник научных тру-
дов), Баку, 1985.

27. Абдуллаев Н.Ш., Абдалов Ш.И., и др. "Анализ режимов
электропотребления завода имени Л.Шмидта. Исследование характе-
ристик электромагнитных систем и диэлектрических материалов
(тематический сборник научных трудов), Баку, 1986.

28. Кулиев И.А., Мамедов И.Д., Абдалов Ш.И. "Расчет динами-
ческих характеристик параметрического трансформатора методом эк-
вивалентных синусоид". Межвузовский тематический сборник науч-
ных трудов по электротехнике, Ереван, 1988.

29. Кулиев И.А., Кулиев Х.М., Абдалов Ш.И., Набиев Х.И.,
"Вопросы анализа и синтеза преобразовательных цепей с оптоэлек-
тронными коммутационными элементами". Электромагнитные устрой-
ства и электротехнические материалы (тематический сборник науч-
ных трудов). Баку, 1989.

30. Сеидов Ф.И., Абдалов Ш.И., "Расчет электрических цепей
с помощью ЭВМ", АзПИ, Баку, 1989.

31. Кулиев И.А., Абдалов Ш.И., Рахманов Ф.Г., Расчет элек-
трических цепей с помощью теории графов (учебн. пособие). Баку,
1992.

32. Гурбанов Т.Б., Абдалов Ш.И. и др. "Исследование возмож-
ности пьезоэлектрических шаговых двигателей с целью применения
их в индикаторных устройствах". Н.Т. отчет АзПИ, печ. № 7606219,
1975, инв. № Б 440141.

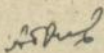
33. Гурбанов Т.Б., Абдалов Ш.И. и др. "Определение возможнос-

ти создания пьезоэлектрических двигателей для лентопротяжных механизмов фоторегистрирующих устройств". Н.Т. отчет № 79072634, 1979, инв. № Б 797545.

34. Кулиев И.А., Абдалов Ш.И., Мамедов И.Д., "Математическое моделирование парастабilizатора". Тематический сборник научных трудов. АзТУ. Баку, 1992.

35. Кулиев И.А., Абдалов Ш.И., Мамедов И.Д., "Математическое моделирование параинвертора". Ученые записки, АзТУ, Баку, 1992.

Личный вклад автора в работах, написанных в соавторстве, состоит в следующем: в работах [4...6,8,9,12,15,19,34,35] автору принадлежит постановка проблемы, идея решения, построение моделей, обобщение выводов; в работах [10,17,21,28,30,31] автору принадлежит постановка научной задачи, вывод основных соотношений и трактовка научных результатов, работы [1...3,7,13,16,18,20,24,25,26,27,29,32,33] принадлежат всем авторам поровну.



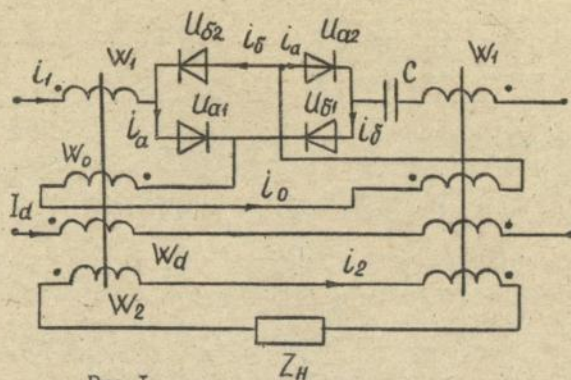


Рис. I

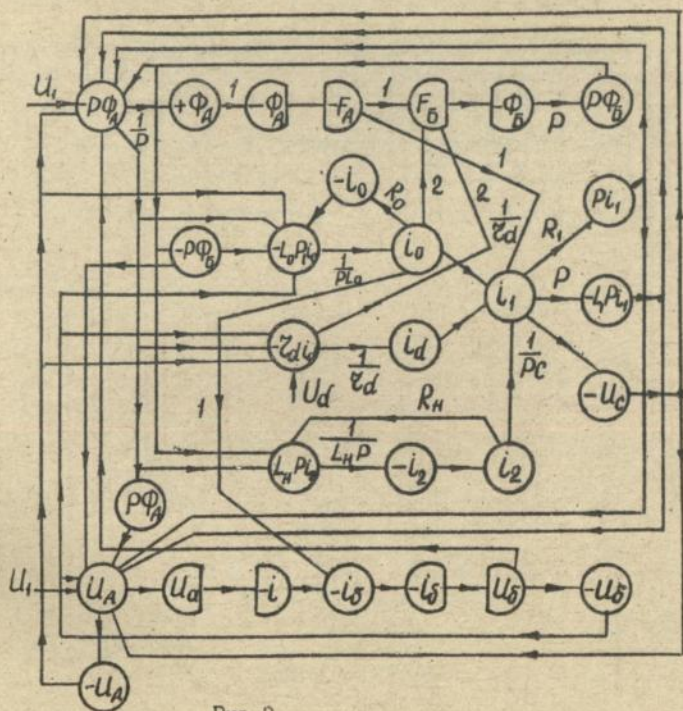


Рис. 2

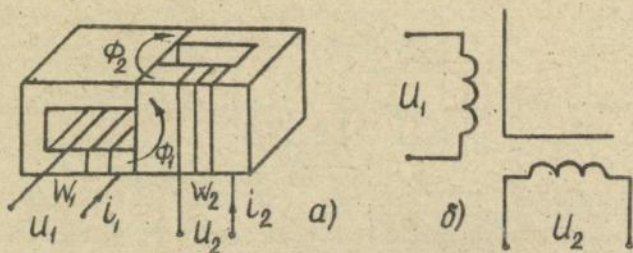


Рис. 3

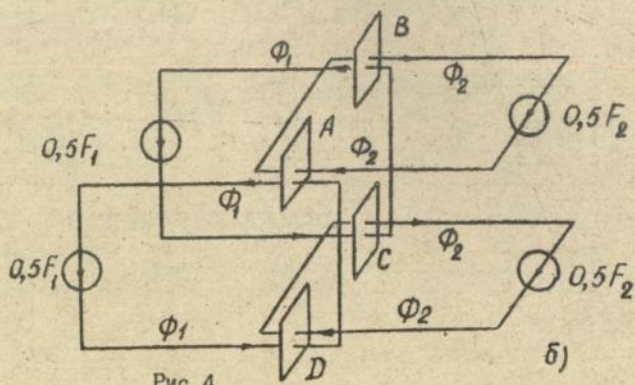
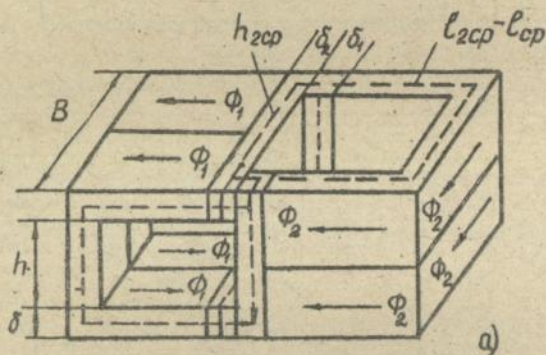


Рис. 4

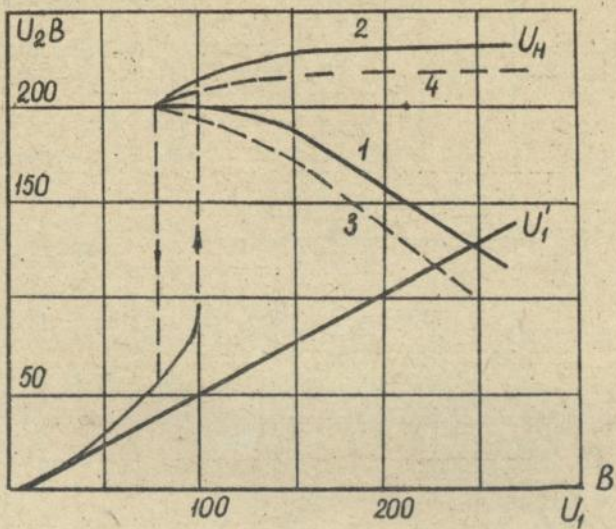


Рис. 5

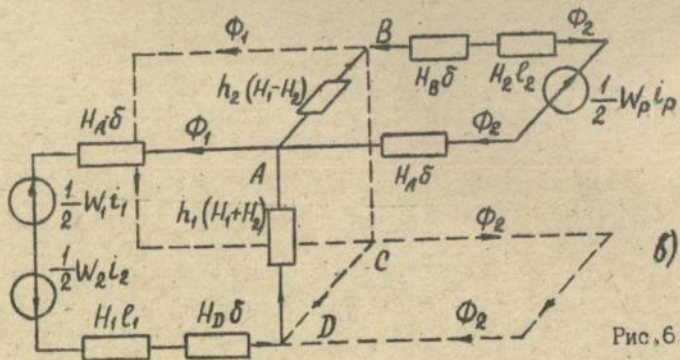
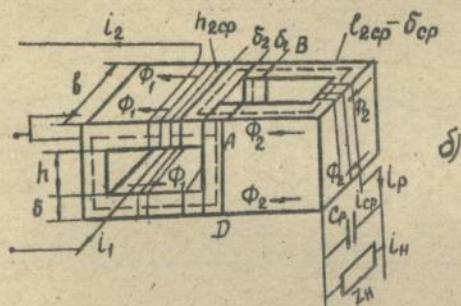
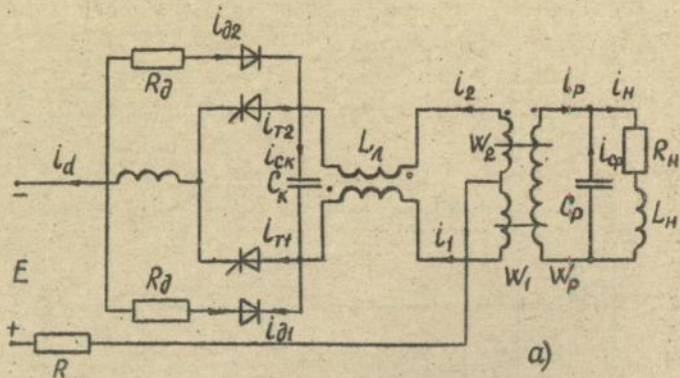


Рис. 6

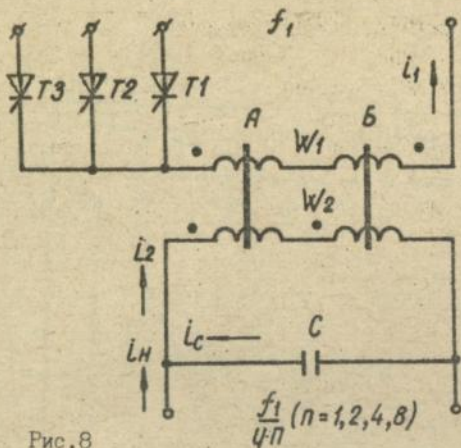


Рис. 8

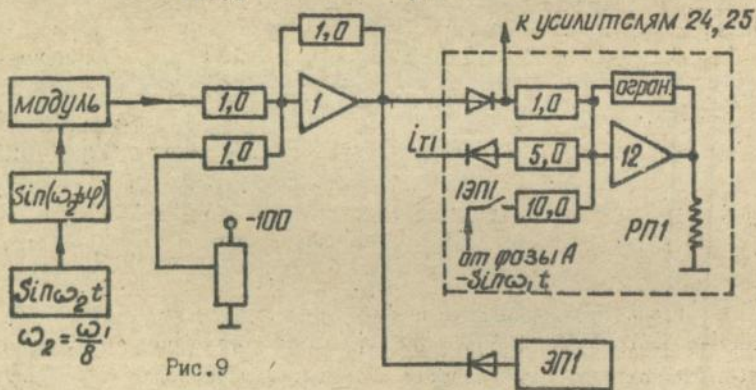


Рис. 9

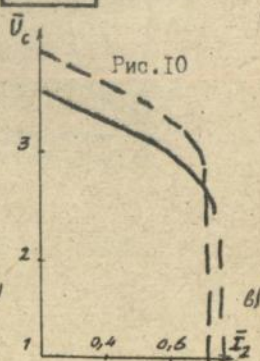
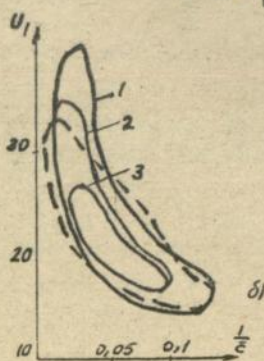
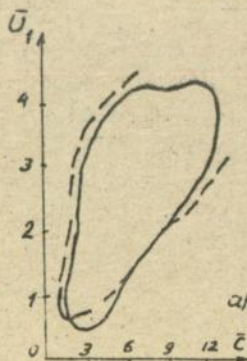


Рис. 10

Подписано к печати 31.03.1993г. Формат 60x84/16

Бумага офсетная Усл.-печ.лист.24.Уч.-изд.лист 2,0.

Тираж 100. Заказ 390. Бесплатно

Полиграф. уч-к Института электродинамики АН Украины,
252057, Киев-57, проспект Победы, 56.

46829

AB 27.100

AB 27.100