

НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ

ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

На правах рукописи

КОРОТЧЕВ ИГОРЬ ЕВГЕНЬЕВИЧ

Устойчивость и оптимизация процессов в замкнутых
системах с полупроводниковыми преобразователями
переменной структуры

Специальность: 06.09.12 – Полупроводниковые преобразователи
электроэнергии

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

К и е в - 1 9 9 4

Ав 30.502



00756581 (W)

копійсь.

дере "Промышленной электроники"

Киевского политехнического института.

Официальные оппоненты:

Доктор технических наук

Денисов Александр Иванович

Доктор технических наук

Сенько Виталий Иванович

Доктор технических наук

Комаров Николай Сергеевич

Ведущая организация - Институт проблем энергосбережения
НАН Украины (г. Киев)

Защита состоится "5" июля 1994г. в 14 час.
на заседании специализированного ученого совета Д 016.30.03 в
Институте электродинамики НАН Украины

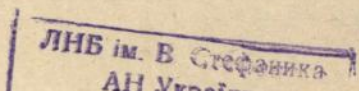
Отзывы в двух экземплярах, заверенные печатью, просим
направлять по адресу: 252680, Киев-57, пр.Победы, 56, Спецсовет
Д 016.30.03

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Института
электродинамики НАН Украины

Автореферат разослан "2" июня 1994 года

Ученый секретарь специализированного
ученого совета, доктор технических наук

В.С.Федий



ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. Развитие преобразовательной техники является одним из условий повышения производительности радиоэлектронных и энергетических систем. Совершенствование преобразовательных устройств позволяет расширить область использования традиционных потребителей электрической энергии и обуславливает перспективность применения нетрадиционных первичных источников питания. Оценка эффективности преобразовательных устройств производится исходя из общей эффективности системы, в которую входит это устройство. В связи с этим требования, предъявляемые при их проектировании: снижение массо-габаритных параметров, улучшение электромагнитной совместимости, уменьшение энергопотребления, улучшение динамических характеристик, повышение надежности и уменьшение стоимости — должны учитываться в разной степени.

Одним из наиболее важных вопросов, возникающих при исследовании преобразовательных устройств, является обеспечение их работоспособности, что требует проведения анализа динамических режимов в силовых цепях и системах управления. При описании электромагнитных процессов учитываются, с одной стороны, модели первичных источников питания и нагрузок, с другой стороны — модели силовых элементов, полупроводниковых приборов и систем управления. Так как используемые элементы, приборы и системы управления являются нелинейными, то получаемые дифференциальные уравнения также являются нелинейными.

Несмотря на крупные достижения по изучению и расчету электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях напряжения и тока, проблема совершенствования известных и разработка новых методов анализа в этой области науки остается актуальной. Это связано с тем, что решены отдельные задачи анализа устойчивости в малом и большом замкнутых систем с преобразователями напряжения переменной структуры, достаточно полно рассмотрены задачи оптимального управления только для преобразователей с постоянной структурой. Поэтому в данной работе основное внимание уделяется исследованию устойчивости работы преобразователей постоянного напряжения при бесконечно малых и конечных приращениях переменных состояния, а также обеспечению оптимальных траекторий движения переменных состояния.

Целью диссертационной работы является разработка теоретических положений математических методов исследования переходных, установившихся, оптимальных режимов и устойчивости в замкнутых системах с полупроводниковыми преобразователями переменной структуры и создание на этой основе высокоэффективных преобразователей.

Поставленная цель потребовала решения следующих задач:

- разработка метода анализа переходных и установившихся режимов в преобразователях с некрatными соотношениями периодов воздействующих напряжений и сигналов управления;
- разработка метода анализа устойчивости в малом установившихся процессов в преобразовательных устройствах;
- разработка метода анализа устойчивости в большом, позволяющего исследовать преобразовательные устройства с постоянной и переменной структурой;
- разработка способа анализа выделенных траекторий, позволяющего находить уравнения оптимальных точек переключения силовых ключей.
- практическая реализация преобразовательных устройств, их опытная проверка и внедрение.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались: метод переменных состояния, первый метод Ляпунова, метод сжимающих отображений, непрерывное и дискретное преобразование Лапласа, метод линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений, принцип максимума Понтрягина, методы решения нелинейных дифференциальных уравнений, методы матричной алгебры, алгебраические критерии устойчивости.

Научная новизна проведенных исследований состоит в следующем:

- разработанный новый метод анализа переходных и установившихся процессов, основанный на расширении исходного дифференциального уравнения, позволяет рассчитывать процессы в преобразователях напряжения с некрatными соотношениями периодов переключения силовых ключей и воздействующих сигналов.
- разработанный метод анализа устойчивости в малом позволяет с единых позиций проводить анализ преобразователей напряжения с постоянной и переменной структурой. Метод основан на формировании математической модели силовой части и системы управления. В отличие от известных методов в предлагаемом методе расширено понятие функции переключения, а также введено дифференцирование

функций целочисленного аргумента;

- разработанный новый метод анализа устойчивости в большом позволяет исследовать процессы в преобразователях постоянного напряжения с постоянной и переменной структурой. Метод основан на формировании с помощью нелинейных матричных и векторных функций математической модели и введении специальной матричной нормы, с помощью матрицы полученной при анализе устойчивости системы в малом;

- разработанные математические модели полупроводниковых преобразователей напряжения позволяют учесть возможные режимы работы преобразователей и особенности систем управления с различными видами модуляции;

- в результате решения задачи оптимального заряда емкостных и аккумуляторных накопителей с помощью преобразователей повышающего и инвертирующего типов показано, что движение переменных состояния может проходить в скользящем режиме;

- разработанный способ анализа допустимых траекторий позволяет найти алгебраические уравнения оптимальных точек переключения силовых ключей;

- показано, что для преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией изменение сопротивления нагрузки может приводить к нулевым приращениям выходного напряжения.

Практическая новизна результатов работы состоит в следующем:

- предложенные математические модели и разработанные методы позволяют проводить анализ устойчивости в малом и большом установившихся режимов в преобразователях постоянного напряжения с различными системами управления;

- разработанный метод расчета коэффициентов качества установившегося режима, основанный на математических моделях, полученных при анализе устойчивости в малом, позволяет эффективно оценивать статический режим работы преобразователей;

- полученные уравнения точек переключения силовых ключей обеспечивают оптимальные траектории движения переменных состояния в процессе заряда емкостных и аккумуляторных накопителей;

- проведенные расчеты группового соединения преобразователей постоянного напряжения позволяют оценить влияние отдельных преобразователей на устойчивость всей системы;

- разработаны схемы преобразователей напряжения с высокими энергетическими, массо-габаритными характеристиками и улучшенными

ми динамическими параметрами.

Автор выносит на защиту:

- методы расчета переходных, установившихся режимов, устойчивости в малом и устойчивости в большом;
- методы анализа режима малых возмущений;
- способ анализа выделенных траекторий;
- математические модели полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения при бесконечно малых и конечных приращениях переменных состояния;
- алгебраические уравнения, определяющие оптимальные переключения силовых ключей;
- разработки высокоэффективных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения.

Реализация результатов работы. В результате проведенных исследований разработаны и внедрены в различных областях спецтехники: низковольтные преобразователи постоянного напряжения, ограничитель напряжения первичной сети 27 В, преобразователь напряжения с микропроцессорной системой управления, источник вторичного электропитания. Ряд теоретических положений, изложенных в диссертации, используются в учебно-методической работе в Киевском политехническом институте при чтении курсов "Основы теории автоматического управления" и "Электронные системы управления и регулирования".

Апробация работы. Материалы работы докладывались на:

3 - 5 Всесоюзных научно-технических конференциях "Проблемы преобразовательной техники", г. Киев 1983г., г. Чернигов 1987г., 1991г.; Всесоюзном научно-техническом семинаре МДНТП "Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры", г. Москва, 1983г.; 1-й научной конференции Электротехнического факультета SVST с участием иностранных специалистов "Электротехника 88", СССР, г.Братислава, 1988г.; 7-й Международной конференции "Электрические приводы и силовая электроника", СССР, г. Кошице, 1988г.; 1-й Всесоюзной научно-технической конференции "Проблемы комплексной автоматизации электроэнергетических систем на основе микропроцессорной техники", г. Киев, 1990г.; Международной научно-технической конференции "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения", г.Алушта, 1993г.; Международной конференции "Проблемы преобразования электроэнергии", г. Москва, 1993г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 42 печатных работы, в том числе одна монография, и 3 методических пособия. Новизна технических решений защищена 10 авторскими свидетельствами СССР.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы из 308 наименований и приложений. Объем диссертации 381 страница, из них 267 стр. основного текста, 72 страницы рисунков.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность проблемы, дана постановка задачи научного исследования, перечислены методы исследований, научная и практическая новизна, реализация результатов работы, апробация, публикации и структура диссертации.

В первой главе рассмотрены существующие методы расчета переходных и установившихся режимов в преобразовательных устройствах. На основании проведенного анализа сделан вывод, что наиболее полно разработаны методы расчета систем с единственным периодом воздействующих сигналов.

При описании электромагнитных процессов в преобразовательных устройствах воспользуемся аппаратом обобщенных функций. Так как при анализе систем с переменной структурой целесообразно использование единых уравнений, то определим функцию переключения

$$\gamma_\nu = \begin{cases} 1 & \text{на } \nu\text{-м интервале постоянства структуры,} \\ 0 & \text{на остальных интервалах} \end{cases}$$

и вектор переключений $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_1)$ (1-число интервалов постоянства структуры). С помощью этих функций запишем единые уравнения для всех интервалов постоянства структуры

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(\gamma)X(t) + B(\gamma)V(t) + E(\gamma) + X(t_n)\delta(t-t_n); \quad (1)$$

$$V(t) = C(\gamma)X(t),$$

где $X(t)$ - вектор переменных состояния; $V(t)$ - вектор выходных переменных; $A(\gamma) = \sum_{\nu} A^{\nu}\gamma_{\nu}$; $E(\gamma) = \sum E^{\nu}(t)\gamma_{\nu}$; $B(\gamma)$, $C(\gamma)$ - определяются аналогично $A(\gamma)$; A^{ν} , B^{ν} , C^{ν} - матрицы параметров элементов схемы; $E^{\nu}(t)$ - вектор воздействующих функций; $\delta(t-t_n)$ - функция Дирака; t_n - момент времени начала n -го периода.

Для анализа преобразователей напряжения с некрatными воз-

действующими сигналами предлагается метод, основанный на расширении исходной системы функций и дифференциальных уравнений

$$X = X(t) = X(t_1, t_2, \dots, t_q),$$

где t_1, t_2, \dots, t_q — непрерывные независимые аргументы.

Основным требованием к расширению является условие совпадения решений при $t=t_1=t_2=\dots=t_q$

$$X(t) = X(t, t, \dots, t).$$

Число независимых аргументов q выбирается равным числу независимых воздействующих функций.

Пусть периоды γ -функций матриц $A(\gamma)$, $B(\gamma)$, $C(\gamma)$ совпадают, но не равны периоду вектора $E(\gamma)$. Тогда система (1) примет вид

$$\frac{dX(t)}{dt} = \bar{A}(\gamma_1)X(t) + E(\gamma_2) + X(t_n)\delta(t-t_n), \quad (2)$$

где $\bar{A}(\gamma) = A(\gamma) + B(\gamma)C(\gamma)$; γ_1, γ_2 — функции переключения с различными периодами.

Используя расширение, представим матрицы и векторы следующим образом

$$\bar{A} = \bar{A}(\gamma_1(t_1)); \quad E = E(\gamma_2(t_2)).$$

Если эти функции зависят от нескольких периодических аргументов, например

$$\bar{A}(\gamma_1(t), \gamma_2(t)), \quad \text{то} \quad \bar{A} = \bar{A}(\gamma_1(t_1), \gamma_2(t_2)).$$

Обозначим величины периодов функций γ_1, γ_2 соответственно через T_1 и T_2 . Тогда для матрицы \bar{A} и вектора E выполняются соотношения

$$\bar{A}(\gamma_1(t_1+T_1)) = \bar{A}(\gamma_1(t_1)); \quad E(\gamma_2(t_2+T_2)) = E(\gamma_2(t_2)).$$

Если матрица \bar{A} и вектор E не зависят от какого-нибудь независимого аргумента, то эти величины необходимо домножить на единичную функцию по этому аргументу

$$\bar{A} = \bar{A}(\gamma_1(t_1))1(t_2); \quad E = E(\gamma_2(t_2))1(t_1).$$

Расширим одномерную производную dX/dt . Определим многомерную производную следующим образом

$$\sum_{i=1}^q \frac{dX}{dt_i}.$$

Используя принятое расширение одномерную систему (2) представим в следующем виде

$$\sum_{i=1}^q \frac{dX}{dt_i} = \bar{A}X + E + X(t_n)\delta(t-t_n).$$

Определение решения этой системы производится с помощью

многомерного преобразования Лапласа

$$\sum_{i=1}^q p_i X(p) - \bar{A}(p) * X(p) + E(p) + \sum_{i=1}^q X_i(p, 0), \quad (3)$$

где p_1, p_2, \dots, p_q - комплексные переменные; $X(p) = X(p_1, p_2, \dots, p_q)$, $A(p) = A(p_1, p_2, \dots, p_q)$, $E(p) = E(p_1, p_2, \dots, p_q)$ - изображения соответственно функций \bar{X} , A , E ; * - знак свертки; $X_i(p, 0)$ - изображения граничных (начальных) значений функций

$$X_i(0) = X(t_1, \dots, t_{i-1}, 0, t_{i+1}, \dots, t_q);$$

$$X_i(p, 0) = X(p_1, \dots, p_{i-1}, t_i, p_{i+1}, \dots, p_q) \Big|_{t_i=0}.$$

Для нахождения $X_i(p, 0)$ применяется частичное преобразование Лапласа по $q-1$ аргументу от функции q аргументов $X(t_1, t_2, \dots, t_q)$.

Установившийся режим можно найти в результате приравнивания решений уравнения (3)

$$X(t_1, t_2, \dots, t_q) = X(t_1 + T_1, t_2 + T_2, \dots, t_q + T_q),$$

в начале и конце произвольного периода.

В этой главе также рассмотрены методы анализа устойчивости в малом и большом. Показано, что для расчета устойчивости в малом наименьшей методической погрешностью обладают методы, основанные на линеаризации исходных уравнений состояния путем вычисления приращений переменных состояния относительно установившегося процесса. Показано, что метод δ -функций и аппарат функций чувствительности позволяют формализовать процесс расчета устойчивости. Однако расчет систем со сложными зависимостями функций переключения от действующих токов и напряжений разработан еще недостаточно.

Показано, что разработанные методы расчета устойчивости в большом направлены, в основном, на исследование систем с постоянной структурой. Для исследования устойчивости систем с переменной структурой применяются алгебраические методы, точность которых определяется выбором нормы матрицы.

Рассмотрены существующие методы оптимизации процессов в преобразователях постоянного напряжения. Показано, что методы линеаризации позволяют лишь приближенно оценить оптимальные управления. Методы расчета оптимальных траекторий, основанные на применении принципа Беллмана и аппарата функций Ляпунова разработаны в недостаточной степени и решают лишь частные задачи. Одним из наиболее перспективных методов синтеза оптимальных траекторий является принцип максимума. Однако его применение связано с необходимостью решения нелинейной двухточечной задачи.

Во второй главе изложен метод анализа устойчивости в малом установившихся режимов в преобразователях напряжения постоянной и переменной структуры. Метод основан на объединении дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в преобразователях на интервалах постоянства структуры его силовой части. Исследование устойчивости в малом проводится по линеаризованным уравнениям. Линеаризованные уравнения получаются в результате нахождения дифференциалов переменных состояния по их начальным значениям. Предлагаемый метод основывается на результатах работ Я.З. Цыпкина, Е.Н. Розенвассера.

Электромагнитные процессы в преобразователях постоянного напряжения определяются в зависимости от алгоритма включения и выключения силовых ключей. При этом в зависимости от характера процессов неуправляемые и полуправляемые ключи могут переключаться синхронно или несинхронно с полностью управляемыми ключами. В преобразователях постоянного напряжения ток дросселя может определять число интервалов постоянства структуры силовой части.

В общем случае электромагнитные процессы в силовой части преобразователя и цепи нагрузки описываются дифференциальными и алгебраическими уравнениями (1)

$$\begin{aligned} \frac{dX(t)}{dt} &= \bar{A}(\gamma)X(t) + E(\gamma) + X(nT)\delta(t-nT); \\ V(t) &= C(\gamma)X(t); \\ u(t) &= h_u V(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где $X(nT)$ - вектор $X(t)$ в момент времени $t=nT+0$; h_u - вектор-строка, выделяющий переменную $u(t)$ (выходное напряжение) из вектора $V(t)$, T - период.

Система управления для преобразователей напряжения с ШИМ-2 описывается уравнениями

$$\begin{aligned} \gamma &= \gamma(u_{oc}(t)), \quad u_{oc}(t) = u_r(t) - u_{co}(t), \\ u_{co}(t) &= k_y(k_d u(t) - u_{оп}), \end{aligned}$$

где $u_{oc}(t)$ - напряжение обратной связи; $u_{co}(t)$ - напряжение сигнала ошибки; $u_{оп}$ - опорное напряжение; $u(t)$ - напряжение на нагрузке; $u_r(t)$ - напряжение генератора; k_y - коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки; k_d - коэффициент передачи делителя.

Для режима прерывистого тока дросселя функция переключения $\gamma = \gamma(u_{oc}(t), i(t))$ ($i(t)$ ток дросселя). В этом выражении первый аргумент определяет переход γ -функции из 0 в 1, а второй - из 1 в 0.

II

Для анализа устойчивости в малом необходимо линеаризовать уравнения состояния в окрестности исследуемого установившегося процесса. Линеаризуем систему (4) путем вычисления дифференциалов переменных состояния $X_\xi(t)$, $V_\xi(t)$ по начальным значениям

$$\begin{aligned} \frac{dX_\xi(t)}{dt} &= \bar{A}_\xi(\gamma)X(t) + \bar{A}(\gamma)X_\xi(t) + E_\xi(\gamma) + X_\xi(nT)\delta(t-nT); \\ V_\xi(t) &= C_\xi(\gamma)X(t) + C(\gamma)X_\xi(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $X_\xi(nT) = X_\xi(nT-0)$; $\bar{A}(\gamma) = A(\gamma) + B(\gamma)C(\gamma)$; $\bar{A}_\xi(\gamma) = \frac{\partial \bar{A}(\gamma)}{\partial \xi} d\xi$; $C_\xi(\gamma)$, $E_\xi(\gamma)$ — вычисляются аналогично $\bar{A}_\xi(\gamma)$. Все производные находятся в точке установившегося режима. Определим $\bar{A}_\xi(\gamma)$. Учтем, что γ -функция сложным образом зависит от начальных значений. Тогда

$$\bar{A}_\xi(\gamma) = \bar{A}_\gamma \frac{\partial \gamma}{\partial \xi} d\xi,$$

где $\bar{A}_\gamma = \frac{\partial A(\gamma)}{\partial \gamma}$.

При вычислении производной \bar{A}_γ необходимо учитывать дискретный характер γ -функций. Определим эту производную как разность значений матрицы $\bar{A}(\gamma)$ при $\gamma=1$ и $\gamma=0$, т.е.

$$\bar{A}_\gamma = \bar{A}(1) - \bar{A}(0).$$

Если матрица является линейной функцией γ , то значения обычной и введенной производных совпадают. Если матрица является нелинейной функцией γ , то для дифференцирования следует использовать приведенное выражение (в рассматриваемом случае матрица $\bar{A}(\gamma) = A(\gamma) + B(\gamma)C(\gamma)$ является нелинейной функцией γ).

Вычисляя дифференциалы, входящие в (5), получаем

$$\begin{aligned} \frac{dX_\xi(t)}{dt} &= \bar{A}(\gamma)X_\xi(t) + \sum_{\nu} [\bar{A}_\gamma X(t_\nu) + E_\gamma] \cdot \\ &\quad \frac{u_{\xi oc}(t_\nu)}{|u_{toc}(t_\nu)|} \delta(t-t_\nu) + X_\xi(nT)\delta(t-nT); \end{aligned} \quad (6)$$

$$V_\xi(t) = C(\gamma)X_\xi(t) + \sum_{\nu} C_\gamma X(t_\nu) \frac{u_{\xi oc}(t_\nu)}{|u_{toc}(t_\nu)|} \delta(t-t_\nu),$$

где $X(t_\nu)$, $V(t_\nu)$ определяются в момент времени $t_\nu=0$ изменения структуры схемы.

Полученные уравнения являются линейными дифференциальными урав-

нениями с периодическими коэффициентами. Дифференциалы $X_{\xi}(t)$, $V_{\xi}(t)$ определяют бесконечно малые приращения переменных состояния относительно их установившихся значений. Анализ устойчивости установившихся процессов в малом проведем с помощью первого метода Ляпунова. Найдем разностное уравнение и затем определим характеристический многочлен, соответствующий системе (6).

На интервалах постоянства структуры система (6) примет вид

$$\frac{dX_{\xi}(t)}{dt} = A^{\nu}X_{\xi}(t) + [F^{\nu}u_{\xi oc}(t_{\nu}) + X_{\xi}(t_{\nu})]\delta(t-t_{\nu});$$

$$V_{\xi}(t) = C^{\nu}X_{\xi}(t) + F_1^{\nu}u_{\xi oc}(t_{\nu})\delta(t-t_{\nu}), \quad (7)$$

где $t_{\nu} = nT + \tau_{\nu-1} - 0$; $\tau_0 = 0$; A^{ν} , C^{ν} - матрицы, совпадающие на ν -м интервале соответственно с матрицами $A(\gamma)$, $C(\gamma)$; τ_{ν} - время конца ν -го интервала постоянства структуры;

$$F^{\nu} = \frac{\bar{A}_{\gamma}X(t_{\nu}) + E_{\gamma}}{|u_{toc}(t_{\nu})|}; \quad F_1^{\nu} = \frac{C_{\gamma}X(t_{\nu})}{|u_{toc}(t_{\nu})|};$$

$X_{\xi}(t_{\nu})$, $V_{\xi}(t_{\nu})$ - значения переменных состояния в конце ν интервала. Для рассмотренной системы учтены только те δ -функции из ряда Σ , которые соответствуют концу ν интервала.

После решения системы (7) на всех интервалах постоянства структуры и исключения промежуточных векторов $X(nT + \tau_{\nu})$ для преобразователей с ШИМ-1 получим

$$X_{\xi}(n+1)T = e^{A^2(T-\tau)} [-k_{\gamma}k_{\delta}F^2h_u^2 + e^{A^1\tau}] X_{\xi}(nT), \quad (8)$$

где $h_u^{\nu} = h_u C^{\nu}$, $\tau = \tau_1$ для двух интервалов постоянства структуры. Устойчивость системы в малом исследуется по характеристическому уравнению, которое находится в результате вычисления определителя матрицы

$$\left| e^{pT} - e^{A^2(T-\tau)} [-k_{\gamma}k_{\delta}F^2h_u^2 + e^{A^1\tau}] \right|.$$

Для режима прерывистого тока дросселя число интервалов постоянства структуры увеличивается. Электромагнитные процессы в силовой части преобразователя описываются дифференциальными уравнениями (4). В этих уравнениях функция переключения зависит от двух переменных. При линеаризации дифференциальных уравнений будем учитывать, что на интервале, когда $i(t)=0$, $i_{\xi}(t)=0$. Из этого следует, что дополнительное переключение не приводит к образованию $\delta(t)$ -функций и участвует только в формировании общей системы

уравнений. В связи с этим линеаризованная система уравнений имеет вид (6) (но число интервалов постоянства структуры увеличивается). Первые два интервала постоянства структуры совпадают с соответствующими интервалами системы, находящейся в режиме непрерывного тока. Так как их длительность будет иметь другое значение, то выражение (8) изменится следующим образом

$$X_{\xi}(nT+\tau_2) = e^{A^2(\tau_2-\tau_1)} [-k_y k_D F^2 h_u^3 + e^{A^1 \tau_1}] X_{\xi}(nT), \quad (9)$$

где τ_1, τ_2 — моменты времени изменения структуры силовой части.

На последнем интервале постоянства структуры $nT+\tau_2 \leq t < (n+1)T$ ток дросселя равен нулю. Следовательно $i_{\xi}(t) = 0$ и система уравнений (6) примет вид

$$\frac{dX_{\xi}(t)}{dt} = A^3 X_{\xi}(t) + X_{\xi}(nT+\tau_2) \delta(t-nT-\tau_2);$$

$$V_{\xi}(t) = C^3 X_{\xi}(t),$$

где $X_{\xi}(nT+\tau_2)$ — вектор, в котором $i_{\xi}(nT+\tau_2) = 0$; A^3, C^3 — матрицы, в которых строка и столбец, соответствующие току $i_{\xi}(t)$ равны нулю.

Решение этой системы при $t = (n+1)T$.

$$X_{\xi}((n+1)T) = e^{A^3(T-\tau_2)} X_{\xi}(nT+\tau_2). \quad (10)$$

Тогда разностное уравнение, определяющее устойчивость системы, находится в результате подстановки уравнения (9) в (10)

$$X_{\xi}((n+1)T) = e^{A^3(T-\tau_2)} [e^{A^2(\tau_2-\tau_1)} (e^{A^1 \tau_1} - k_y k_D F^2 h_u^3)] X_{\xi}(nT),$$

В матрице

$$e^{A^3(T-\tau_2)}$$

на пересечении строки и столбца, соответствующих току $i_{\xi}(t)$, находится единица. Все остальные элементы этой строки и столбца равны нулю. При умножении этой матрицы на матрицу

$$[e^{A^2(\tau_2-\tau_1)} (e^{A^1 \tau_1} - k_y k_D F^2 h_u^3)],$$

получаем матрицу, которая имеет такую же структуру. Так как $i_{\xi}(nT) = 0$, то при перемножении всех составляющих в разностном уравнении получаем $i_{\xi}((n+1)T) = 0$. Следовательно, порядок дифференциального уравнения для режима прерывистого тока дросселя уменьшается на единицу. Поэтому перед нахождением характеристического многочлена следует из полученной матрицы вычеркнуть строку и

столбец, соответствующие току $i_{\xi}(t)$.

Для преобразователей с ШИМ-2 линеаризованное уравнение цепи обратной связи имеет вид

$$u_{\xi co}(t) = k_y k_d u_{\xi}(t).$$

С учетом этого уравнения разностное уравнение, определяющее устойчивость в малом ШИМ-2,

$$X_{\xi}((n+1)T) = e^{\Lambda^2(T-\tau)} Q^2 e^{\Lambda^1 \tau} Q^1 X_{\xi}(nT), \quad (11)$$

где $Q^{\nu} = I - kF^{\nu} h_u^{\nu-1}$, $k = k_y k_d$.

Если напряжение $u_r(t)$ является линейно-нарастающим или линейно-падающим, то соответственно или $Q^2 = I$ или $Q^1 = I$. Для многофазной системы разностное уравнение имеет вид

$$X_{\xi}((n+1)T) = \prod_{\nu} e^{\Lambda^{\nu}(\tau_{\nu} - \tau_{\nu-1})} Q^{\nu} X_{\xi}(nT).$$

В этом выражении моменты переключения определяются либо независимыми системами управления, либо многофазной системой управления.

При наличии режима прерывистого тока дросселя решение дифференциального уравнения (6) равно (10). С учетом этого решения разностное уравнение для однофазной системы определяется выражением

$$X_{\xi}((n+1)T) = e^{\Lambda^3(T-\tau_2)} [e^{\Lambda^2(\tau_2-\tau_1)} Q^2 e^{\Lambda^1 \tau_1} Q^1] X_{\xi}(nT).$$

В главе разработаны математические модели преобразователей напряжения для бесконечно малых отклонений переменных состояния, которые позволяют учитывать режимы работы преобразователей и особенности систем управления с ШИМ, АШИМ, ЧИМ, релейных и микропроцессорных систем.

Для расчета устойчивости в малом преобразователей постоянного напряжения разработаны алгоритмы и программы, которые состоят из двух связанных частей. В первой части с помощью метода половинного деления производится расчет установившегося режима, во второй части формируются матрицы, необходимые для расчета устойчивости в малом. Проверка устойчивости производится с помощью аналога критерия Рауса для дискретных систем. Матричные экспоненты вычисляются путем разложения их в ряд Тейлора. Вычисление предельного коэффициента усиления k_y на границе устойчивости также производится с помощью метода половинного деления. В процессе расчетов коэффициент усиления ограничивается двумя услови-

ями. Первое условие определяется проверкой на устойчивость системы, второе условие находится путем сравнения производной выходного напряжения и тангенса угла наклона пилообразного напряжения в точке их пересечения. Такой подход позволяет исключить возможность возникновения скользящего режима, когда производная выходного напряжения превосходит тангенс угла наклона. Расчет устойчивости произведен для понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователей постоянного напряжения.

Разработанный метод анализа устойчивости в малом установившихся процессов позволяет с единых позиций проводить анализ преобразователей напряжения с постоянной и переменной структурой.

В третьей главе рассмотрено влияние малых возмущений на установившийся режим работы преобразовательных устройств.

Вывод уравнений для режима малых возмущений входных и выходных сигналов преобразователей напряжения проводится с помощью метода линеаризации, описанного во второй главе. В дополнение к изложенному подходу в этом разделе также учитываются изменение возмущающих факторов (напряжения источника питания, тока нагрузки, пульсации питающего напряжения). Использование линеаризации переменных состояния по возмущающему параметру позволяет ввести дифференциальные коэффициенты стабилизации и сглаживания выходного напряжения.

Под коэффициентом стабилизации напряжения понимается отношение относительного изменения входного напряжения к вызванному им относительному изменению выходного напряжения

$$k_u = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta U}{U},$$

где E – амплитуда входного напряжения; ΔE – приращение амплитуды входного напряжения; U – среднее значение выходного напряжения; ΔU – приращение среднего значения U .

Для упрощения нахождения коэффициента стабилизации приращения токов и напряжений заменяются их дифференциалами. Полученные значения коэффициентов стабилизации соответствуют дифференциальным коэффициентам стабилизации

$$k_u = \frac{E_\xi}{E} : \frac{U_\xi}{U},$$

где E_ξ – дифференциал входного напряжения; U_ξ – дифференциал среднего значения выходного напряжения, вызванный E_ξ .

Дифференциальное уравнение для силовой части преобразователя (6) представим в следующем виде

$$\frac{dX(t)}{dt} = \bar{A}(\gamma)X(t) + \Gamma(\gamma)E + X(nT)\delta(t-nT); \quad (12)$$

$$V(t) = C(\gamma)X(t),$$

где $\Gamma(\gamma)$ - вектор γ -функций; $\Gamma(\gamma)E = E(\gamma)$.

Проинтегрируем эти уравнения на интервалах постоянства структуры

$$\int_{nT+\tau_{v-1}}^{nT+\tau_v} u(t)dt = h_u^v (\bar{A}^v)^{-1} [X(nT+\tau_v) - X(nT+\tau_{v-1}) - \Gamma_0^v E] \quad (13)$$

где $\Gamma_0^v = \int_{nT+\tau_{v-1}}^{nT+\tau_v} \Gamma^v dt$, Γ^v - значение вектора $\Gamma(\gamma)$ на v -м интервале.

Так как на выходе преобразователей постоянного напряжения $u(t) > 0$, то среднее значение будем вычислять следующим образом

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)dt.$$

Суммируя выражения (13) находим среднее значение напряжения

$$U = \frac{1}{T} \sum_v h_u^v (\bar{A}^v)^{-1} [X(nT+\tau_v) - X(nT+\tau_{v-1}) - \Gamma_0^v E] \quad (14)$$

Изменим E на бесконечно малую величину E_ξ и найдем приращение среднего значения U . В процессе изменения E произойдет изменение начальных значений $X(nT+\tau_v)$, а также функции переключения γ . Линеаризуем дифференциальные уравнения силовой части (12) по переменной E . Получим

$$\frac{dX_\xi(t)}{dt} = \bar{A}(\gamma)X_\xi(t) + \sum_v F_1^v u_{\xi oc}(t_v)\delta(t-t_v) + X_\xi(nT) \cdot \delta(t-nT) + \Gamma(\gamma)E_\xi; \quad (14)$$

$$V_\xi(t) = C(\gamma)X_\xi(t) + \sum_v F_1^v u_{\xi oc}(t_v)\delta(t-t_v).$$

Определим дифференциал среднего значения

$$U_\xi = \frac{1}{T} \int_0^T u_\xi(t)dt.$$

Используя второе уравнение системы (14), а также уравнение (7), находим

$$u_\xi(t) = h_u C(\gamma)X_\xi(t) + \sum_v h_u F_1^v u_{\xi oc}(t_v)\delta(t-t_v).$$

Проинтегрировав это выражение, получаем

$$U_{\xi} = \frac{h_u}{T} \int_0^T (\gamma) X_{\xi}(t) dt + \sum_{\nu} F^{\nu} u_{\xi \text{oc}}(t_{\nu}) \quad (15)$$

Проинтегрируем первое уравнение системы (14). На интервале вале $nT + \tau_{\nu-1} \leq t \leq nT + \tau_{\nu}$ получим

$$\int_{nT + \tau_{\nu-1}}^{nT + \tau_{\nu}} X_{\xi}(t) dt = (\Lambda^{\nu})^{-1} [X_{\xi}(nT + \tau_{\nu}) - X_{\xi}(nT + \tau_{\nu-1}) - F^{\nu} u_{\xi \text{oc}}(nT + \tau_{\nu}) - \Gamma_c^{\nu} E_{\xi}^{\nu}] \quad (16)$$

Вектор $X_{\xi}(nT + \tau_{\nu})$ вычисляется при условии $X_{\xi}(nT) = X_{\xi}((n+1)T)$. Необходимо также учитывать связь напряжения $u_{\xi \text{oc}}(nT + \tau_{\nu})$ с вектором $X_{\xi}(t)$.

Для преобразователя напряжения с ШИМ-2, работающего в режиме непрерывного тока дросселя

$$X_{\xi}(nT) = E_{\xi} H \cdot Q^1 [H_{\xi}^2 + e^{\Lambda^2(T-\tau)} Q^2 H_{\xi}^1], \quad (17)$$

где $H_{\xi}^{\nu} = \int_{nT + \tau_{\nu-1}}^{nT + \tau_{\nu}} e^{\Lambda^{\nu}(t-s)} \Gamma^{\nu} ds$, $H = (I - Q^1 e^{\Lambda^2(T-\tau)} Q^2 e^{\Lambda^1 \tau})^{-1}$,

$$Q^{\nu+1} = I - k_{\nu} k_{\nu}^{\nu+1} F^{\nu+1} h_u^{\nu}.$$

Так как вектор $X_{\xi}(nT + \tau_{\nu})$ зависит от величины E_{ξ} , то в конечном выражении для коэффициента стабилизации эта величина сокращается. Величина U_{ξ} определяется по выражению (15) с учетом (16) и (17).

Расчет коэффициента стабилизации напряжения в зависимости от изменения тока нагрузки целесообразно проводить путем нахождения коэффициента стабилизации напряжения в зависимости от изменения сопротивления нагрузки

$$k_R = \frac{R_{\xi}}{R} : \frac{U_{\xi}}{U}.$$

где R_{ξ} - дифференциал сопротивления нагрузки R.

Определение среднего значения напряжения U производится по выражению (13). Для нахождения дифференциала U_{ξ} , вызванного изменением R_{ξ} , выделим в уравнениях (12) члены, в которые входит сопротивление нагрузки R

$$\frac{dX(t)}{dt} = \Lambda(R, \gamma) X(t) + E(\gamma) + X(nT) \delta(t - nT);$$

$$V(t) = C(R, \gamma) X(t).$$

Линеаризуем эти дифференциальные уравнения по R . Получим

$$\frac{dX_{\xi}(t)}{dt} = \bar{A}(\gamma)X_{\xi}(t) + \bar{A}_R(\gamma)X(t)R_{\xi} + \sum_{\nu} F_{\nu}^{\nu} u_{\xi 0c}(t_{\nu})\delta(t-t_{\nu}) + X_{\xi}(nT)\delta(t-nT); \quad (18)$$

$$V_{\xi}(t) = C(\gamma)X_{\xi}(t) + \sum_{\nu} F_{\nu}^{\nu} u_{\xi 0c}(t_{\nu})\delta(t-t_{\nu}) + C_R(\gamma)X(t)R_{\xi}.$$

где $C_R = \frac{\partial C(R, \gamma)}{\partial R}$; $\bar{A}_R = \frac{\partial A(R, \gamma)}{\partial R}$.

Полученная система уравнений является нестационарной. Нестационарность обусловлена не только изменением структуры, но и появлением функции времени $X(t)$, которая определяется в результате решения исходной системы в установившемся режиме.

Определим величину дифференциала U_{ξ} . Воспользуемся вторым уравнением системы (18). Проинтегрировав это уравнение, находим

$$U_{\xi} = \frac{h_u}{T} \left[\int_0^T C(\gamma)X_{\xi}(t)dt + \int_0^T C_R(\gamma)X(t)dt R_{\xi} + \sum_{\nu} F_{\nu}^{\nu} u_{\xi 0c}(t_{\nu}) \right]. \quad (19)$$

Найдем решение системы (18) на интервале $nT + \tau_{\nu-1} \leq t \leq nT + \tau_{\nu}$.

$$X_{\xi}(nT + \tau_{\nu}) = Q^{\nu+1} \left[e^{\bar{A}^{\nu}(\tau_{\nu} - \tau_{\nu-1})} X_{\xi}(nT + \tau_{\nu-1}) + \int_0^{\tau_{\nu} - \tau_{\nu-1}} e^{\bar{A}^{\nu}(t-s)} \bar{A}_R X(s + \tau_{\nu-1}) ds R_{\xi} + F_{\nu}^{\nu} h_u C_R^{\nu} X(nT + \tau_{\nu}) R_{\xi} \right]. \quad (20)$$

Анализ этого выражения (и выражений для всех интервалов постоянства структуры) показывает, что устойчивость в малом не зависит от условий возмущения установившегося режима. Действительно, множители в (20)

$$Q^{\nu+1} e^{\bar{A}^{\nu}(\tau_{\nu} - \tau_{\nu-1})}$$

определяют матрицу, входящую в разностное уравнение (11) (циклическая перестановка не изменяет корней характеристического уравнения). Второе и третье слагаемые, входящие в (20), (их общий множитель R_{ξ}) являются фиксированными выражениями и, следовательно, на устойчивость системы влияния не оказывают.

Таким образом показано, что при исчезающем возмущении входного воздействия устойчивость в малом преобразователей может рассматриваться также, как в случае отсутствия этого возмущения.

В результате расчетов коэффициента стабилизации по току преобразователей с ШИМ-2 показано, что на нагрузке возможно существование нулевых приращений напряжений.

Коэффициент сглаживания выходного напряжения определяется для бесконечно малых отклонений амплитуды пульсации при стремлении величины пульсации к нулю.

В главе разработаны математические модели, учитывающие запаздывание переключения силовых ключей относительно сигналов управления, а также модели, учитывающие влияние импульсных помех на устойчивость в малом преобразователей постоянного напряжения. Один из способов моделирования основывается на представлении помехи в виде действующего со стороны входа эквивалентного напряжения. Другой способ - основывается на моделировании паразитных параметров силовых элементов преобразователя.

В четвертой главе разработан метод анализа устойчивости в большом.

Рассмотрим переходные и установившиеся процессы в преобразователе на p -м периоде. Дифференциальные уравнения для токов и напряжений на ν -м интервале постоянства структуры запишем в следующем виде

$$\frac{dX(t)}{dt} = A^\nu X(t) + E^\nu(t) + X(nT + \tau_{\nu-1}) \delta(t - nT - \tau_{\nu-1});$$

$$V(t) = C^\nu X(t).$$

Решение этой системы в конце интервала постоянства структуры

$$X(nT + \tau_\nu) = e^{A^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} X(nT + \tau_{\nu-1}) + J^\nu, \quad (21)$$

где $J^\nu(t) = \int_{t_\nu}^t e^{A^\nu(t-s)} E^\nu(s) ds$; $J^\nu = J^\nu(t_{\nu+1})$; $t_\nu = nT + \tau_{\nu-1}$.

В установившемся режиме

$$X_y(nT + \tau_\nu^y) = e^{A^\nu(\tau_\nu^y - \tau_{\nu-1}^y)} X_y(nT + \tau_{\nu-1}^y) + J_y^\nu,$$

где τ_ν^y , $X_y(nT + \tau_\nu^y)$, J_y^ν - значения переменных τ_ν , $X(nT + \tau_\nu)$, J^ν в установившемся режиме.

Определим приращение вектора переменных состояния

$$\Delta X(nT + \tau_\nu) = e^{A^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} \Delta X(nT + \tau_{\nu-1}) + [e^{A^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} A^\nu(\tau_\nu^y - \tau_{\nu-1}^y) X_y(nT + \tau_{\nu-1}^y) + J_y^\nu - J_y^\nu]. \quad (22)$$

где $\Delta X(nT+\tau_\nu) = X(nT+\tau_\nu) - X_\nu(nT+\tau_\nu^y)$.

Определим нелинейные матричную и векторную функции

$$N^\nu = \frac{e^{\bar{A}^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} - \bar{A}^\nu(\tau_\nu^y - \tau_{\nu-1}^y)}{\tau_\nu - \tau_{\nu-1}^y - \tau_{\nu-1} + \tau_{\nu-1}^y}; \quad M_\nu = \frac{j^\nu - j_y^\nu}{\tau_\nu - \tau_{\nu-1}^y - \tau_{\nu-1} + \tau_{\nu-1}^y}.$$

Тогда уравнение (22) примет вид

$$\Delta X(nT+\tau_\nu) = e^{\bar{A}^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} \Delta X(nT+\tau_{\nu-1}) + F^\nu(\Delta\tau_\nu, -\Delta\tau_{\nu-1}),$$

где $F^\nu = N^\nu X_\nu(nT+\tau_{\nu-1}^y) + M^\nu$; $\Delta\tau_\nu = \tau_\nu - \tau_{\nu-1}^y$; $\Delta\tau_0 = 0$.

Исключая с помощью этого выражения промежуточные значения $\Delta X(nT+\tau_\nu)$, находим разностное уравнение

$$\Delta X((n+1)T) = \prod_{\nu=1}^m e^{\bar{A}^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} \Delta X(nT) + \sum_{j=1}^m \prod_{\nu=j+1}^m e^{\bar{A}^\nu(\tau_\nu - \tau_{\nu-1})} F^j - (\Delta\tau_j - \Delta\tau_{j-1}). \quad (23)$$

В этом выражении при $j=m$ произведение $\prod_{\nu=m+1}^m e^{\bar{A}^{\nu}(\tau_{\nu+1} - \tau_\nu)} = 1$.

Для определения моментов переключения τ_ν воспользуемся уравнением цепи обратной связи и уравнениями проводимости силовых ключей преобразователя. Уравнение цепи обратной связи является алгебраическим или дифференциальным уравнением относительно момента переключения τ и вектора $X(nT)$. Будем считать, что дифференциальное уравнение проинтегрировано относительно вектора $X(nT)$. Представим полученный результат в виде нелинейного уравнения

$$\tau = k_\tau X(nT), \quad (24)$$

где k_τ — вектор-строка, определяемый типом модулятора.

Для установившегося режима уравнение (24) примет вид

$$\tau^y = k_\tau X_y(nT).$$

Разность этих уравнений

$$\Delta\tau = k_\tau \Delta X(nT),$$

где $\Delta\tau = \tau - \tau^y$; $\Delta X(nT) = X(nT) - X_y(nT)$.

Таким уравнением описываются ШИМ-1 и ШИМ-2 с линейно-падающим напряжением генератора.

Выберем начало первого интервала таким образом, чтобы конец этого интервала определялся уравнением обратной связи (24). Тогда $\tau = \tau_1$.

Определим уравнение проводимости для силовых ключей преоб-

разователя. Будем считать, что дополнительные переключения возникают при изменении условий проводимости силовых ключей. Для преобразователей постоянного напряжения дополнительные переключения возникают в режиме прерывистого тока дросселя. Уравнение, определяющее момент переключения имеет вид

$$1(\tau_2) = 0.$$

Воспользуемся решением (21)

$$1(\tau_2) = h_1 X(nT + \tau_2) = h_1 \{ e^{A^2(\tau_2 - \tau_1)} X(nT + \tau_1) + J^2 \},$$

где h_1 - вектор-строка, выделяющий переменную $1(t)$ из вектора $X(t)$. Установившийся режим описывается аналогичным уравнением. Разность этих уравнений имеет вид

$$h_1 e^{A^2(\tau_2 - \tau_1)} \Delta X(nT + \tau_1) + h_1 F^2 (\Delta \tau_2 - \Delta \tau_1) = 0.$$

Из этого выражения находим

$$\Delta \tau_2 - \Delta \tau_1 = - \frac{h_1}{g} e^{A^2(\tau_2 - \tau_1)} \Delta X(nT + \tau_1), \quad (25)$$

где $g = h_1 F^2$.

Аналогичные уравнения могут быть получены и для других силовых ключей. Подставим в уравнение (25) значение вектора $\Delta X(nT + \tau_1)$. Получим

$$\Delta \tau_2 - \Delta \tau_1 = - \frac{h_1}{g} e^{A^2(\tau_2 - \tau_1)} \{ e^{A^1 \tau_1} \Delta X(nT) + F^1 \Delta \tau_1 \}. \quad (26)$$

Исключая из уравнений (23), (25), (26) переменные $\Delta \tau_p$, получаем нелинейное разностное уравнение

$$\Delta X((n+1)T) = P(\tau) \Delta X(nT), \quad (27)$$

где $P(\tau) = P(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m)$ - нелинейная матрица.

Рассмотрим метод расчета устойчивости в большом, который основывается на оценке нормы приращений переменных состояния. В предлагаемом методе для улучшения оценки производится калибровка спектральной матричной нормы. Воспользуемся нелинейным разностным уравнением (27)

$$\Delta X((n+1)T) = P \Delta X(nT), \quad (28)$$

где $P = P(\tau)$ - нелинейная матрица, в которой переменные τ_p принимают произвольные значения из интервала $0-T$.

Для оценки сходимости решения уравнения (28) используем спектральную матричную норму

$$\|\Delta X((n+1)T)\|_2 \leq \|P\|_2 \|\Delta X(nT)\|_2,$$

где $\| \cdot \|_2$ - спектральная матричная норма.

При выполнении условия

$$\|P\|_2 < 1 \quad (29)$$

для любых $\tau_p \in [0, T]$ все решения уравнения (28) сходятся к установившемуся процессу и, следовательно, нелинейная система будет устойчивой в большом. Условие $\|P\|_2 < 1$ является достаточным и определяет часть области устойчивости.

Для уточнения области устойчивости определим матричную норму

$$\|P\|_S = \|SPS^{-1}\|_2$$

(S - невырожденная матрица) таким образом, чтобы произведение SPS^{-1} являлось нормальной матрицей. В этом случае все собственные значения матрицы P равны по модулю сингулярным числам матрицы SPS^{-1} , а матричная норма $\|P\|_S$ является точной нижней границей значений всех матричных норм матрицы P . Так как проверку условия (29) необходимо проводить для всех τ_p , то матрица S может быть выбрана по некоторой матрице P_0 . Один из способов построения матрицы S основывается на использовании собственных векторов матрицы P_0 в качестве столбцов матрицы S . Получаемая в этом случае нормальная матрица SPS^{-1} имеет блочнодиагональную форму.

Матрицу P_0 выберем так, чтобы она равнялась матрице P , вычисленной при бесконечно малых приращениях переменных состояния. В дальнейшем матрица S может корректироваться либо по одной из матриц P , либо по одному из параметров элементов системы для некоторой фиксированной матрицы.

Таким образом введение специальной матричной нормы с помощью матрицы, полученной при анализе устойчивости системы в малом, позволяет улучшить оценку области устойчивости.

Рассмотрим преобразователи постоянного напряжения. Будем предполагать, что на периоде возможно одно переключение в силовой части преобразователя. Тогда уравнение (23) примет вид

$$\Delta X((n+1)T) = e^{A^2(T-\tau)} A^1 \tau e^{A^2(T-\tau)} \Delta X(nT) + [e^{A^2(T-\tau)} P^1 - P^2] \Delta \tau.$$

где $\tau = \tau_1$.

Тогда матрица P в уравнении (27) определяется

$$P = e^{A^2(T-\tau)} A^1 \tau e^{A^2(T-\tau)} P^1 - P^2 k_{\tau}. \quad (30)$$

где $k_{\tau} = -kh_u^2$ для ШИМ-1, $k = k_u k_d / k_r$; $k_r = du_r(t)/dt$.

Для ШИМ-2 уравнение цепи обратной связи имеет вид

$$u_{oc}(t) = 0;$$

$$u_r(t) = k_y (k_d u(t) - u_{оп}).$$

Для линейно-падающего напряжения $u_r(t) = u_r^0 - k_x t$ длительность интервала постоянства структуры определяется из уравнения

$$u_r^0 - k_x \tau_1 = k_y (k_d u(nT + \tau_1) - u_{оп}).$$

Используя уравнение для установившегося процесса, находим

$$\Delta \tau_1 = -k \Delta u(nT + \tau_1)$$

или

$$\Delta \tau_1 = -k \cdot h_u^1 \Delta X(nT + \tau_1).$$

Так как

$$\Delta X(nT + \tau_1) = e^{\bar{A}^1 \tau_1} \Delta X(nT) + F^1 \Delta \tau_1, \text{ то}$$

$$\Delta \tau_1 = -(1 + k \cdot h_u^1 F^1)^{-1} k h_u^1 e^{\bar{A}^1 \tau_1} \Delta X(nT).$$

Для режима непрерывного тока дросселя матрица F определяется выражением (30).

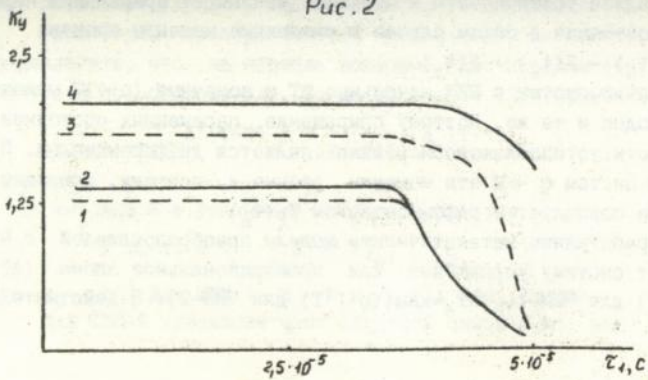
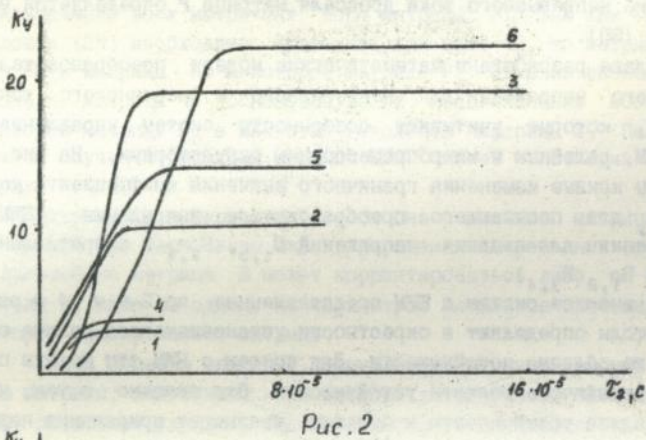
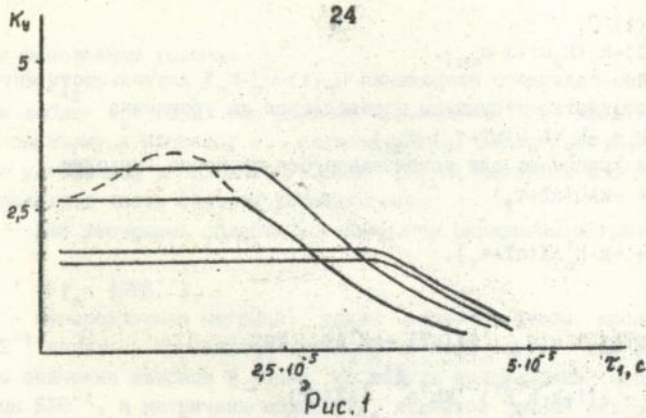
В главе разработаны математические модели преобразователей постоянного напряжения для непрерывного и прерывистого токов дросселя, которые учитывают особенности систем управления с АШИМ, ЧИМ, релейным и микропроцессорным регуляторами. На рис. 1 приведены кривые изменения граничного значения коэффициента усиления k_y для повышающего преобразователя напряжения с ШИМ-2 (соотношения для входных напряжений $E_{1,3}, E_{2,4}$ и сопротивлений нагрузки $R_{1,2} < R_{3,4}$).

При анализе систем с ШИМ представленные во 2-м и 4-м разделах методы определяют в окрестности установившегося режима одну и ту же область устойчивости. Для систем с ЧИМ эти методы определяют различные области устойчивости. Это связано с тем, что метод анализа устойчивости в большом связывает приращения переменных состояния в общем случае в различные моменты времени

$$\Delta X(t_n) = X(t_n) - X(t_y).$$

При описании систем с ШИМ начальные nT и конечные $(n+1)T$ моменты времени одни и те же. Поэтому приращение переменных состояния в окрестности установившегося режима является дифференциалом. При описании систем с ЧИМ эти моменты разные и, поэтому, приращение $\Delta X(t_n)$ не совпадает с дифференциалом $X_\xi(t_n)$.

Разработанные математические модели преобразователей с ЧИМ описывают систему управления как пропорциональное звено ($\Delta T_n = k \Delta u(nT)$ для ЧИМ-1, $\Delta T_n = k \Delta u((n+1)T)$ для ЧИМ-2). В действитель-



ности система управления строится на основе интегрирующего звена. Математически это соответствует тому, что общее число линеаризованных дифференциальных уравнений на 1 больше уравнений силовой части.

Так как формирование нелинейных разностных уравнений систем с ЧИМ производится для различных моментов времени, то такой подход позволяет рассчитывать орбитальную устойчивость. Исследование орбитальной устойчивости позволяет не учитывать фазу управляющих импульсов. На рис. 2 приведены кривые изменения предельного значения k_y для повышающего преобразователя с ЧИМ-1 (1..3) и для ЧИМ-2 (4..6) ($E_{1,4} < E_{2,5} < E_{3,6}$).

Использование оценки нормн

$$|P(\tau)|_n < 1 \quad (31)$$

для всех n не позволяет учесть изменение элементов матрицы $P(\tau)$. Один из возможных способов учета элементов матрицы основывается на исследовании устойчивости произведения $P(\tau) \cdot P(\tau)$. Такой подход используется при анализе устойчивости линейных систем.

При исследовании нелинейных систем будем предполагать, что значение τ_1 (τ_2) при увеличении n изменяется незначительно (например, если постоянная времени $RC \gg T$). В этом случае элементы матрицы $P(\tau)$ также изменяются незначительно. Разностное уравнение такой системы имеет вид

$$\Delta X((n+2)T) = P(\tau)P(\tau)\Delta X(nT).$$

Тогда устойчивость системы определяется выражением

$$|P(\tau)P(\tau)|_n < 1. \quad (32)$$

С помощью этого условия произведены расчеты предельного k_y . Результаты расчетов приведены на рис. 3 (сплошная кривая соответствует условию (32), пунктирная - условию (31), кривые построены для повышающего преобразователя 1,2 - для ШИМ-2, 3,4 - для ШИМ-1).

В результате расчетов преобразователей повышающего и инвертирующего типов показано, что способ формирования матрицы S по матрице $P(\tau)$ при $\tau=T$ не позволяет улучшить оценку области устойчивости.

В пятой главе рассмотрена задача оптимального заряда емкостных и аккумуляторных накопителей через преобразователи повышающего и инвертирующего типов. Будем считать, что дроссель и конденсатор являются линейными, переключение силовых ключей происходит мгновенно, потерями на переключение можно пренебречь. Для преобразователя напряжения повышающего типа система диффе-

рещиальных уравнений имеет вид

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E - ri(t) - u(t)\gamma}{L}; \quad (33)$$

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{\gamma}{C} i(t),$$

где r —сумма активных сопротивлений дросселя и прямо смещенного диода; L —индуктивность дросселя; C —емкость конденсатора.

В этих и последующих выражениях γ —функция принимает значения равные 1 когда транзистор закрыт, нулю, когда транзистор открыт.

В оптимальной по быстродействию системе целевой функционал

$$J = \int_0^T dt = T \rightarrow \min,$$

где T — время заряда конденсатора.

Получение минимального значения функционала J и определение оптимального управления γ достигается при следующих граничных условиях

$$\begin{aligned} i(0) &= 0; \quad i(T) = 0; \\ u(0) &= 0; \quad u(T) = U_{\max}. \end{aligned}$$

Управление преобразователем осуществляется путем изменения функции γ , предельными значениями которой являются 0 (ключ открыт) и 1 (ключ закрыт).

Для определения оптимального управления воспользуемся принципом максимума. Запишем для системы (33) сопряженную систему дифференциальных уравнений

$$\frac{d\Phi_1(t)}{dt} = \frac{r}{L} \Phi_1(t) - \frac{\gamma}{C} \Phi_2(t); \quad (34)$$

$$\frac{d\Phi_2(t)}{dt} = \frac{\gamma}{L} \Phi_1(t),$$

где $\Phi_1(t)$, $\Phi_2(t)$ — координаты сопряженной системы.

Гамильтониан системы (33) имеет вид

$$H = H_0 + H_1 \gamma,$$

где $H_0 = \frac{E - ri(t)}{L} \Phi_1(t);$

$$H_1 = \frac{i(t)}{C} \Phi_2(t) - \frac{u(t)}{L} \Phi_1(t).$$

В соответствии с принципом максимума оптимальное управление принимает крайние значения из допустимого интервала

$$\gamma = \begin{cases} 1, & \text{если } H_1 > 0; \\ 0, & \text{если } H_1 < 0. \end{cases} \quad (35)$$

Определение оптимального управления γ является нелинейной двухточечной задачей, которая сводится к совместному решению систем (33), (34) с учетом краевых условий, значения гамильтониана и условия изменения управления (35).

Анализ этих уравнений показывает, что конечная точка может быть достигнута если одновременно выполняются два условия

$$H_1 = 0; \quad dH_1/dt = 0.$$

Из этих уравнений следует, что

$$\frac{E - 2r_1(t)}{LC} \Phi_2(t) = 0 \quad \text{или} \quad E = 2r_1(t).$$

Выполнение этого условия для всех $t \geq t_1$ приводит к необходимости движения системы по поверхности переключения

$$H_1 = 0.$$

Рассматриваемый режим является скользящим. В этом режиме движение по поверхности переключения происходит при бесконечно большом числе переключений управления γ . Такое управление называется особым управлением.

На рис. 4 представлены траектории оптимального движения системы. Рассмотрим случай, когда $E/(2r) < I_{\max}$ (рис. 4). Траектория движения системы в соответствии с граничными условиями имеет три участка: 1 - движение из нулевой точки при $\gamma=1$; 2 - движение в скользящем режиме; 3 - движение в конечную точку при $\gamma=1$.

Определим эквивалентное управление при движении в скользящем режиме. Так как на 2-м участке

$$i(t) = E/(2r) = I = \text{const},$$

то первое уравнение системы (33) становится равным нулю

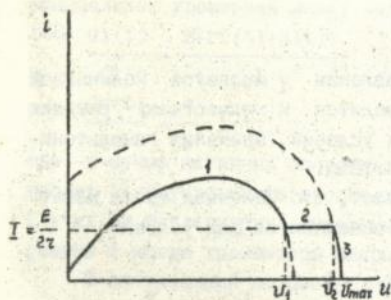
$$(E - \gamma_b u(t) - rI)/L = 0.$$

Из этого уравнения находим эквивалентное управление

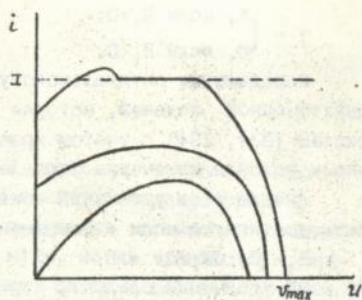
$$\gamma_b = \frac{E - rI}{u(t)}.$$

Так как на этом участке число переключений стремится к бесконечности, то эквивалентное управление следует рассматривать как среднее значение управления γ на интервале между двумя одинаковыми значениями.

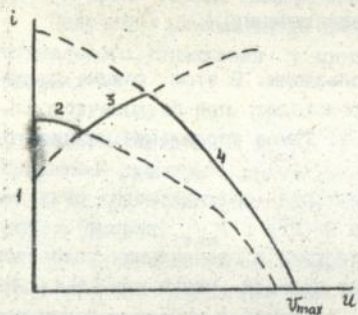
Рассмотрим способ исследования выделенных траекторий, который основывается на нахождении экстремума целевого функционала. В отличие от классического способа определения производной из-



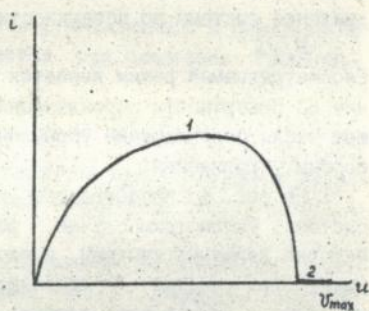
Puc. 4



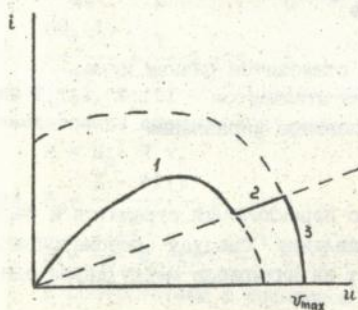
Puc. 5



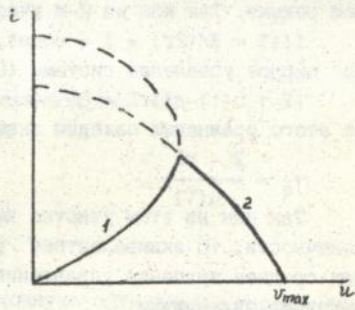
Puc. 6



Puc. 7



Puc. 8



Puc. 9

вестной функции, здесь производные вычисляются в конечных точках траекторий по исходной системе дифференциальных уравнений.

Предположим, что движение осуществляется по участкам траекторий 1, 2, 3, рис. 4. Исследуем на экстремум этот путь при изменении тока I на бесконечно малую величину dI . При движении по 1-му участку приращение времени определяется первым уравнением системы (33)

$$\frac{dI}{dt_1} = \frac{E - rI - U_1}{L} \quad (36)$$

$$\text{где } \frac{dI}{dt_1} = \left. \frac{dI(t)}{dt} \right|_{t=t_1, I(t)=I}$$

Аналогичным образом находится приращение времени на 3-м участке. Однако, так как приращение определяется концом траектории, то в выражении для приращения времени появляется знак минус

$$\frac{dI}{dt_3} = - \frac{E - rI - U_2}{L} \quad (37)$$

Подставляя значение γ_B во 2-е уравнение системы (33) и затем интегрируя полученное уравнение, получаем

$$t = \frac{C(U_2^2 - U_1^2)}{2I(E - rI)}$$

где U_1, U_2 — напряжения в начале и конце траектории скользящего режима.

Для определения приращения времени на 2-м участке продифференцируем это выражение по I (будем учитывать, что U_1 и U_2 также являются функциями тока I). Получим

$$\frac{dt_2}{dI} = \frac{C}{2} \frac{2(U_2 \frac{dU_2}{dI} - U_1 \frac{dU_1}{dI})I(E - rI) - (E - 2rI)(U_2^2 - U_1^2)}{I^2(E - rI)^2} \quad (38)$$

Значения производных dU_2/dI и dU_1/dI определяются системой (33) для точек $u(t) = U_2, i(t) = I$ и $u(t) = U_1, i(t) = I$. Используя выражения (36) — (38), находим приращение времени для всего пути ($t = t_1 + t_2 + t_3$)

$$\frac{dt}{dI} = \frac{L}{E - rI - U_1} - \frac{L}{E - rI - U_2} + \frac{LU_2 I}{I(E - rI)(E - rI - U_2)} - \frac{LU_1 I}{I(E - rI)(E - rI - U_1)} - \frac{C(E - 2rI)(U_2^2 - U_1^2)}{I^2(E - rI)^2}$$

или

$$\frac{dt}{dI} = - \frac{C(E-2rI)(U_2^2 - U_1^2)}{I^2(E-rI)^2}$$

Минимум этого выражения получается при $I = E/(2r)$.

В зависимости от соотношения параметров элементов системы (33) линия $E/(2r)$ может и не пересекать траекторию начального движения системы ($\gamma=1$). В этом случае возможные траектории движения системы представлены на рис. 5.

Для инвертирующего преобразователя оптимальные траектории движения переменных состояния приведены на рис.6 (участки 1..4).

Аналогичные исследования проведены для оптимального заряда емкостного накопителя при минимальных потерях. Для повышающего преобразователя оптимальные траектории приведены на рис. 7,8 (на рис.7 при отсутствии потерь, на рис.8 при наличии потерь в конденсаторном накопителе), для инвертирующего преобразователя - на рис. 9. Разработанный способ исследования выделенных траекторий позволяет свести двухточечную краевую задачу к решению алгебраических уравнений.

В этой главе также решены задачи заряда аккумуляторных накопителей через преобразователи повышающего и инвертирующего типов за минимальное время и при минимальных потерях

В шестой главе проведено сравнение разработанного метода анализа устойчивости в большом с известными методами. Показано, что метод оценки нормы дает лучшие результаты по сравнению с методом априорных интегральных оценок и частотным методом Я.З. Цыпкина. Показано, что по-сравнению с методом Калмана-Бертрама для практически важных случаев метод оценки нормы определяет большую область устойчивости.

В этой главе также приводятся сведения о практических разработках полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения с постоянной и переменной структурой. Описаны низковольтные преобразователи постоянного напряжения, преобразователь напряжения с микропроцессорной системой управления, ограничитель напряжения первичной сети, источник вторичного электропитания. Проведен расчет устойчивости в малом и большом отдельных преобразователей и групповых соединений. Показано, что включение преобразователей напряжения от общего источника питания (рис. 10), на общую нагрузку, параллельное включение можно рассчитывать по худшему (с точки зрения устойчивости) преобразователю.

Рассмотрены способы повышения точности преобразователей по-

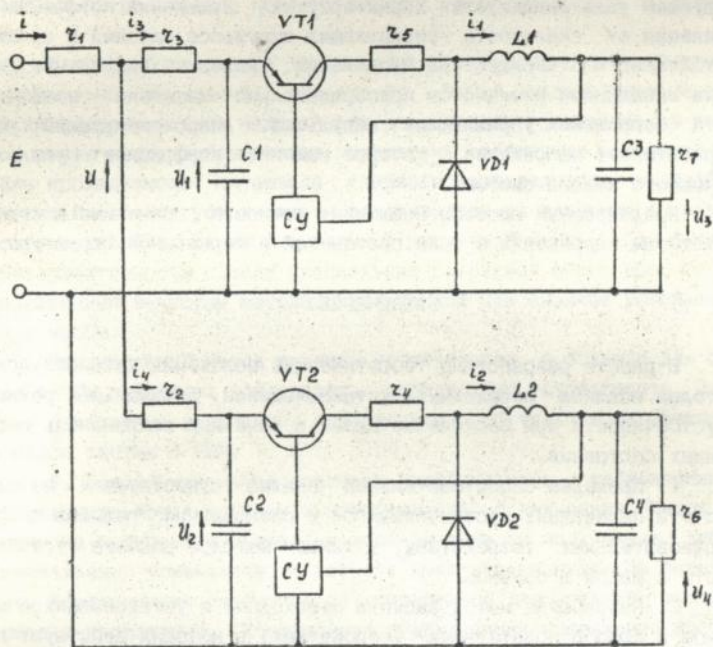


Рис. 10

стоянного напряжения. Один из способов заключается в построении адаптивной системы управления, в которой величина коэффициента усиления зависит от наличия или отсутствия низкочастотных колебаний. Другой способ основывается на предварительном анализе устойчивости стабилизатора напряжения. Для увеличения точности стабилизации в предлагаемой системе используются аппроксимирующий узел и датчик скажности управляющих импульсов. В аппроксимирующем узле реализуется характеристика изменения коэффициента усиления от скажности управляющих импульсов близкая к границе устойчивости стабилизатора напряжения. Выходное напряжение датчика скажности изменяется пропорционально изменению коэффициента заполнения управляющих импульсов. Аппроксимирующий узел вырабатывает напряжение, которое изменяет коэффициент усиления основного канала системы.

Предлагаемые способы повышения точности применимы к стабилизаторам напряжения и тока постоянной и переменной структуры.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе разработаны теоретические положения математических методов анализа переходных, установившихся, оптимальных режимов и устойчивости при бесконечно малых и конечных отклонениях переменных состояния.

1. Проведен сопоставительный анализ существующих методов расчета переходных, установившихся и оптимальных режимов в преобразовательных устройствах, а также методов расчета устойчивости в малом и большом.

2. Разработан метод расчета переходных и установившихся режимов в преобразовательных устройствах, в которых действуют несколько процессов с различными периодами. Метод основывается на расширении исходного дифференциального уравнения путем введения многомерных функций и замены операции дифференцирования по одному аргументу суммой производных по всем независимым аргументам. Такой подход позволяет определить установившийся режим при не кратных соотношениях периодов воздействующих независимых сигналов.

3. Разработан метод анализа устойчивости в малом установившихся режимов преобразователей напряжения с постоянной и переменной структурой. Метод основан на формировании полной системы дифференциальных уравнений, учитывающей возможные режимы ра-

боты и действующие сигналы управления. Для учета сложной функциональной зависимости процессов переключения от режимов работы и действующих сигналов управления расширено понятие функции переключения как функции нескольких переменных. Так как функции переключения часто зависят от дискретного аргумента, то для проведения линеаризации предложено процедуру вычисления производных заменить вычислением разностей, соответствующих двум моментам времени: непосредственно предшествующего и последующего переключению.

4. Разработан метод анализа устойчивости в большом преобразователей постоянного напряжения. Метод основывается на описании системы в виде нелинейного разностного уравнения, в котором связь между приращениями переменных состояния в конце и начале исследуемого интервала (периода) определяется нелинейной матрицей. Анализ устойчивости основывается на принципе сжимающих отображений и введении специальной матричной нормы. Для повышения эффективности оценки специальная матричная норма вводится по собственным векторам матрицы, полученной при анализе устойчивости в малом.

Предлагаемый метод анализа устойчивости в большом для систем с ЧИМ позволяет исследовать орбитальную устойчивость. Получены разностные уравнения, определяющие орбитальную устойчивость в малом систем с ЧИМ.

5. Разработан метод расчета коэффициентов стабилизации по напряжению, току нагрузки и коэффициента сглаживания. Метод основан на применении процедуры линеаризации к полученным дифференциальным уравнениям, в которых выделены возмущающие переменные. Коэффициенты стабилизации определены для средних значений токов и напряжений. Коэффициент стабилизации напряжения по току нагрузки вычисляется путем изменения сопротивления нагрузки.

6. Разработан способ исследования выделенных траекторий. Этот способ основывается на поиске экстремума целевого функционала и позволяет свести двухточечную краевую задачу к решению алгебраических уравнений. Получены нелинейные алгебраические уравнения, определяющие точки перехода системы в скользящий режим.

7. Разработаны математические модели преобразователей напряжения для бесконечно малых отклонений переменных состояния, в которых учитываются особенности систем управления с ШИМ, АШИМ, ЧИМ и релейных систем. Получены разностные уравнения, позволяю-

щие исследовать устойчивость в малом установившегося режима.

8. Разработаны математические модели для анализа устойчивости в малом преобразователей постоянного напряжения с учетом запаздывания переключения силовых ключей.

9. Исследовано влияние бесконечно малых возмущений параметров элементов преобразователя, входного напряжения на устойчивость в малом замкнутой системы с преобразователем постоянного напряжения.

10. Предложены два подхода к анализу воздействия на преобразовательное устройство синхронных помех. Первый подход основывается на исследовании действия эквивалентной импульсной помехи со стороны первичного источника питания. Второй подход основывается на моделировании паразитных параметров элементов, которые определяют появление помех. Так как паразитные параметры являются реактивными, то второй способ существенно увеличивает порядок анализируемой системы.

11. Получены математические модели, описывающие процессы в преобразователях постоянного напряжения при конечных приращениях переменных состояния. В этих моделях учтены различные режимы работы преобразователей и особенности систем управления с ШИМ, АШИМ, ЧИМ и релейных систем.

12. Проведено исследование выбора специальной нормы по матрице, определенной в конце периода на оценку области устойчивости. Исследовано предположение о влиянии незначительного изменения элементов нелинейной матрицы на оценку области устойчивости. Проведено сравнение результатов расчета устойчивости в малом и большом.

13. С помощью принципа максимума решены задачи оптимального управления зарядом емкостного и аккумуляторного накопителей от преобразователей напряжения повышающего и инвертирующего типов. Получены оптимальные и эквивалентные управления, которые обеспечивают оптимальное движение переменных состояния.

14. Проведено сравнение эффективности различных методов расчета устойчивости в большом.

15. Приведены сведения о ряде практических разработок полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения. Произведен расчет устойчивости в малом и большом разработанных преобразователей. Установлено, что при групповом соединении однотипных преобразователей область устойчивости может определяться по худшему (с точки зрения устойчивости) преобразователю.

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДИССЕРТАЦИИ ОСВЕЩЕНЫ В СЛЕДУЮЩИХ РАБОТАХ:

1. Замкнутые системы преобразования электрической энергии/ В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев, В.М. Рябенский и др; Под ред. В.Я. Жуйкова.-К.: Техника; Братислава: Альфа, 1989.-320 с.
2. Коротеев И.Е. Расчет установившихся режимов нестационарных систем//Силовые полупроводниковые преобразователи и электрооборудование для энергосберегающих технологий.-К.:Укрвузполиграф, 1988.-С. 36-38.
3. Коротеев И.Е. Анализ устойчивости в большом установившихся режимов преобразовательных устройств//Техническая электродинамика.-1993.-№ 6.
4. Коротеев И.Е. Анализ устойчивости в большом замкнутых систем с полупроводниковыми преобразователями постоянного напряжения//Проблемы преобразования электроэнергии.-М.:1993.-С.47-78.
5. Коротеев И.Е., Артеменко М.Е. Анализ работы широтно-импульсных стабилизаторов с переменной структурой при малых возмущениях.-К.:1985.-12 с.-Деп. в УкрНИИТИ, N 148.-Ук.86 Деп.
6. Коротеев И.Е., Артеменко М.Е. Расчет коэффициента стабилизации импульсных преобразователей с ШИМ-2//Энергетика.-1987.-№12.-С. 8-14.
7. Коротеев И.Е., Каминский В.В. Оптимальное управление зарядом емкостного накопителя энергии//Проблемы преобразовательной техники.-К.: ИЭД АН УССР.-1987.-Ч.5.-С. 126-128.
8. Коротеев И.Е., Каминский В.В. Определение функционала потерь при оптимальном заряде конденсатора//Электромагнитные и тепловые процессы в электромеханических преобразователях и технологических установках.-К.: ИЭД АН УССР.-1988.-С. 130-134.
9. Коротеев И.Е., Каминский В.В. Оптимальное управление зарядом конденсатора в скользящем режиме//Проектирование и исследование полупроводниковых и электромеханических преобразователей.-К.: ИЭД АН УССР.-1989.-С. 35-39.
10. Коротеев И.Е., Каминский В.В. Определение эквивалентного управления при заряде конденсатора через преобразователь инвертирующего типа//Вест. Киев.политехн. ин-та. Радиоэлектроника.-1990.-№ 27.-С.89-91.
11. Коротеев И.Е., Липтак Н. Устойчивость стабилизаторов постоянного напряжения с микропроцессорными регуляторами//Electrotechnický časopis.-1988.-№ 39.-С. 468-478.
12. Коротеев И.Е., Руденко Ю.В. Анализ устойчивости в малом широтно-импульсных преобразователей с ШИМ-2//Техническая электродина-

намика.-1985.-N 6.-С. 34-39.

13. Коротеев И.Е., Руденко Ю.В. Исследование устойчивости в малом преобразователя с переменной структурой//Техническая электродинамика.-1984.-N 3.-С. 43-47.

14. Коротеев И.Е., Руденко Ю.В. Определение устойчивости в малом стабилизатора с ШИМ-2//Вест. Киев.политехн. института. Радиоэлектроника.-1985.-N 22.-С. 23-27.

15. Коротеев И.Е., Руденко Ю.В. Установившийся режим работы стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией 1-го рода//Техническая электродинамика.-1986.-N 6.-С. 24-27.

16. Коротеев И.Е., Малишевский С.Ф. Анализ устойчивости импульсного стабилизатора напряжения при наличии помех//Вест. Киев.политехн. ин-та. Радиоэлектроника.-1986.-N 23.-С. 39-42.

17. Коротеев И.Е., Малишевский С.Ф. Анализ установившегося режима работы широтно-импульсного стабилизатора напряжения при воздействии помех//Вест. Киев. политехн. ин-та. Радиоэлектроника.-1987.-N 24.-С. 37-40.

18. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Анализ устойчивости в большом импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией первого рода//Техническая электродинамика.-1991.-N 2.-С. 42-46.

19. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Анализ устойчивости в большом импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией//Электричество.-1992.-N 2.-С. 42-46.

20. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Анализ устойчивости в большом импульсных стабилизаторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией//Вест. Киев.политехн. ин-та. Радиоэлектроника.-1992.-Вып.29.-С.66-70.

21. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Анализ устойчивости в большом параллельного включения преобразователей постоянного напряжения/Международная конференция. Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения.-Харьков.: ХПИ.-1993.-С.235.

22. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Анализ установившихся режимов преобразовательных устройств с постоянной структурой//Проблемы преобразовательной техники.-К.: 1987.-Ч. 4.-С. 111-112.

23. Коротеев И.Е., Перекрест В.В. Устойчивость в большом инвертирующего импульсного стабилизатора постоянного напряжения. Вест. Киев. политехн. ин-та. Радиоэлектроника.-1991.-Вып.23.-С. 70-74.

24. Коротеев И.Е., Тодоренко В.А. Анализ устойчивости в малом

параллельного соединения импульсных источников вторичного электропитания с ШИМ-2//Проблемы преобразовательной техники.-К.: ИЗД АН УССР 1983.-Ч. 4.-С. 177-180.

25. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет переходных процессов в цепях с кусочно-непрерывной воздействующей функцией //Электричество.-1980.-№ 1.-С. 33-38.

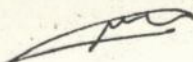
26. А.с. 907700 СССР, МКИ Н 02 J 7/34. Система питания/В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев, В.Е. Сучик, В.А. Тодоренко.

27. А.с. 1005241 СССР, МКИ Н 02 J 7/34, G 05 F 1/50. Система электропитания/В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев, В.В. Рогаль. В.А. Тодоренко.

28. А.с. 1605217 СССР, МКИ G 05 F 1/56. Стабилизированный источник вторичного электропитания/И.Е. Коротеев, В.А. Тодоренко, Ю.В. Руденко.

ЛИЧНЫЙ ВКЛАД АВТОРА

Работы [2..4] написаны автором лично. В работе [1] разработаны математические модели и метод анализа устойчивости в малом преобразователей постоянного напряжения; в работах [7..11, 16, 17, 24] автору принадлежит постановка научной задачи, вывод основных соотношений, объяснение результатов; в работе [25] автору принадлежит вывод соотношений для переходных, постоянных и действующих значений; в работах [5,6] автором предложена идея расчета коэффициентов стабилизации. Остальные работы написаны совместно с одинаковым личным участием.



Подписано в печать 23.05.94 г. формат 60x84/16
Бумага писчая. Усл. печ. л. 2,0. Тираж 100 экз. Заказ №880
Отпечатано ЦУОП ГНПП "Плодвинконсерв" г. Киев, Саксаганского, 1

158145

AB 30.502