На правах рукописи

АБРАМОВ Сергей Владимирович

ДИНАМИКА ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ОДНОКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ НА СЕРИЙНОЙ МИКРОСХЕМЕ

Специальность 05.09.12 – Силовая электроника

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Чебоксары – 2016

Работа выполнена на кафедре промышленной электроники федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова».

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Белов Геннадий Александрович

Официальные оппоненты: **Дмитриков Владимир Федорович**
доктор технических наук, профессор, профессор кафедры электрических цепей и связи федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»

Андриянов Алексей Иванович
кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Брянский государственный технический университет»

Ведущая организация: **Закрытое акционерное общество «ММП-Ирбис»**

Защита состоится 14 июня 2016 года в 15^{00} час на заседании диссертационного совета Д 212.301.02 на базе федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова» в зале заседания Ученого совета (428034, г. Чебоксары, ул. Университетская, д. 38, библиотечный корпус (корпус № 3), третий этаж, к. 301).

С диссертацией можно ознакомиться в научной библиотеке федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова» и на сайте www.chuvsu.ru.

Автореферат разослан « 25 » апреля 2016 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета — Серебрянников Александр Владимирович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. Для современной силовой электроники характерно то, что громадными темпами развиваются конструкции и технологии производства силовых полупроводниковых приборов и силовых преобразователей, в том числе импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН). Расширяется число разработок, в которых как силовая часть, так и система управления размещается на одной плате без громоздкого радиатора для силовых транзисторов и диодов. Около 10 мировых компаний-производителей электронных компонентов выпускают и непрерывно совершенствуют микросхемы для управления импульсными ППН. Утверждается, что появление *SiC*-транзисторов в ближайшие 5 лет может существенно изменить лицо силовой электроники.

В теоретическом плане одной из актуальных проблем остается исследование динамики импульсных ППН, несмотря на значительное расширение круга стран, вовлеченных в решение этой проблемы. Если 25 лет назад этими проблемами активно занимались только ученые нескольких стран (СССР, США, Япония), то в настоящее время в это дело активно вовлекаются ученые таких стран как Китай, большинство европейских стран, Индия, Бразилия и другие развивающиеся страны.

По-прежнему широко используются усредненные математические модели, разностные уравнения, непрерывно развиваются стандартные программы, такие как *MatLab*/*Simulink*, которые, однако, не позволяют решать ряд задач анализа динамики ППН. Появились новые требования к динамическим показателям ППН, например, в источниках питания для ПЛИС.

Цель работы. Целью данной работы является исследование динамики понижающего ППН с одноконтурной системой управления, что будет проводиться с использованием разработанных на кафедре промышленной электроники Чувашского государственного университета структурных динамических моделей.

Для достижения этой цели решаются следующие задачи:

1. Вывод выражения для дискретной передаточной функции понижающего ППН с одноконтурной системой управления и пропорционально-интегрально-дифференциальным регулятором (ПИД-регулятором) в режиме непрерывного тока.
2. Анализ расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы на комплексной плоскости, влияния расположения корней на устойчивость и динамические показатели качества.
3. Разработка программ расчета частотных характеристик разомкнутой системы по дискретным передаточным функциям, анализ расчетных характеристик.
4. Разработка, наладка и исследование экспериментального макета.
5. Сравнение экспериментальных результатов с теоретическими.

Положения, выносимые на защиту.

1. Дискретные передаточные функции понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулятором в режиме непрерывного тока, анализ расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы.

2. Методика расчета частотных характеристик и показателей качества переходных процессов понижающего импульсного преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого тока.

3. Результаты экспериментальных исследований понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулятором.

Научная новизна.

Основные результаты исследования, обладающие научной новизной, заключаются в следующем:

1. Дискретные передаточные функции понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулятором, полученные впервые с использованием линеаризованных дискретных структурных динамических моделей и смещенного z-преобразования для режима непрерывного тока, что расширило возможности исследования динамики преобразователей.

2. Новым в предложенной методике расчета частотных характеристик и показателей качества переходных процессов является то, что она основана на использовании полученных в работе дискретной передаточной функции в режиме непрерывного тока (РНТ) и уточненной известной передаточной функции в режиме прерывистого тока (РПТ), позволяющих уточнить определение частотных оценок качества переходных процессов понижающего ППН и учитывать процессы, происходящие в системе между моментами дискретизации.

3. Результаты экспериментального исследования переходных процессов переключений в силовой части и частотных характеристик ППН в РНТ и РПТ сравниваются с полученными теоретическими результатами, позволяя уточнить ограничения на выбор частоты переключений и проверить правильность расчета частотных характеристик.

Теоретическая значимость работы заключается в развитии методов анализа динамики импульсных ППН, расчета и анализа частотных характеристик, расчета показателей качества переходных процессов.

Практическая значимость работы.

1. Полученные дискретные передаточные функции и основанные на них методики расчета частотных характеристик и показателей качества переходных процессов, могут применяться для проверки и уточнения результатов синтеза систем управления ППН при их проектировании и в

учебном процессе в вузах при подготовке бакалавров и магистров по соответствующим специальностям;

2. Рекомендации, обоснованные в результате теоретического и экспериментального исследования, могут быть использованы разработчиками источников электропитания при выборе компонентов силовой части, системы управления ППН и конструировании печатной платы.

Результаты исследований использованы при выполнении НИР по гранту РФФИ № 15-48-02189-р_поволжье_а «Исследование и оптимизация схем полупроводниковых преобразователей для солнечных электростанций»; находят применение в ООО «Элсистемс» при проведении НИОКР по разработке и модернизации импульсных источников питания; в учебном процессе по дисциплинам «Источники вторичного электропитания», «Основы преобразовательной техники», «Теория автоматического управления» и др. для направлений подготовки бакалавров 11.03.04 – «Электроника и наноэлектроника», 11.03.03 – «Конструирование и технология электронных средств», что подтверждается актом и справками об использовании результатов.

Методы исследования и достоверность результатов. Исследования проводились с использованием методов теории электрических цепей, теории автоматического управления, дискретных нелинейных систем и методов математического моделирования с использованием современных инструментальных средств. Достоверность результатов обеспечивается использованием обоснованных методов исследования, сравнением полученных теоретических данных с экспериментальными и результатами известных работ.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

- IX Всероссийская научно-техническая конференция «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике» (ИТЭЭ-2014) (г. Чебоксары, 2014 г.);
- XI Всероссийская научно-техническая конференция «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» (ДНДС-2015) (г. Чебоксары, 2015 г.).

Публикации. Основные положения и результаты диссертации отражены в 8 печатных работах, в том числе: 3 статьи в периодических научных изданиях, рекомендованных ВАК России, 5 работ в других статьях и материалах конференций и получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, 4 основных глав, заключения, приложения, выполнена на 148 страницах, содержит 57 рисунков, 2 таблицы, перечень литературы из 116 наименований.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность проблемы изучения динамики импульсных ППН, формулируются цели работы, ее основные положения, определяются содержание и методы выполнения работы.

В первой главе проведен анализ современного состояния исследований динамики импульсных ППН. Рассматриваются структурные динамические модели, разностные уравнения и усредненные модели, которые используются для описания импульсных ППН. Показано, что широкое распространение получили частотные методы исследования динамики импульсных ППН и отмечены недостатки используемых методов.

Во второй главе проводятся исследования динамики понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулированием в РНТ. На рисунке 1 показана схема понижающего импульсного преобразователя, в котором система управления построена на микросхеме UC3573 с невысокой степенью интеграции.

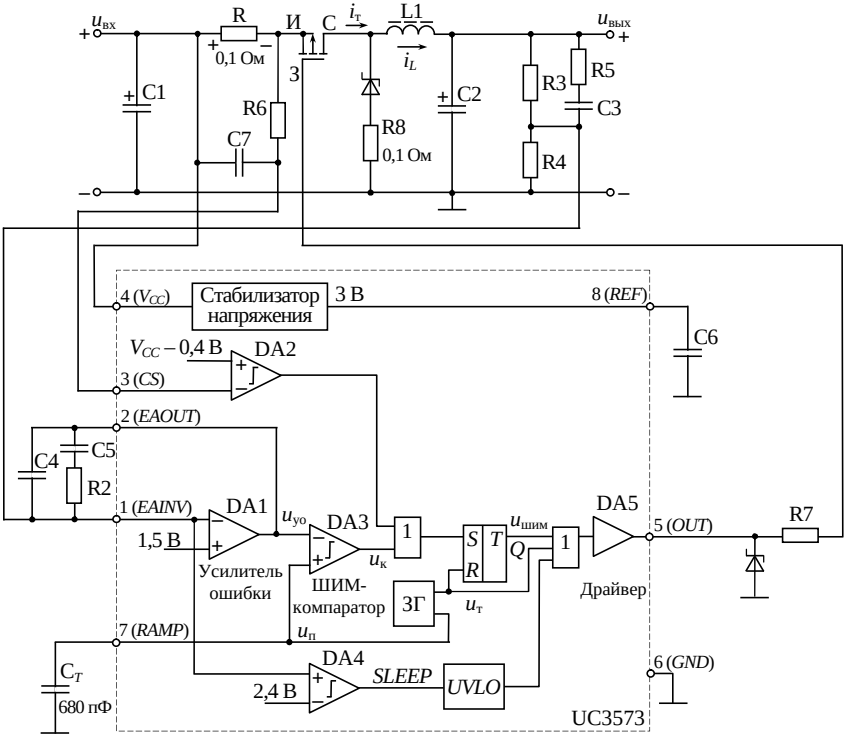


Рисунок 1 – Схема импульсного преобразователя с системой управления на микросхеме UC3573

Усилитель ошибки, реализованный на операционном усилителе *DA*1, имеет передаточную функцию

$$W_{\text{уо}}(p)=\frac{K_{\text{уо}}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_1 p)(1+T_2 p)},$$

где $K_{\text{уо}}$ – коэффициент усиления усилителя ошибки; $\tau_1 = R_2 C_5$; $\tau_2 = \left(R_{\text{д}} + R_5\right) C_3$; $T_1 = \dfrac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} R_2$; $T_2 = R_5 C_3$; $R_{\text{д}} = R_3 \| R_4$ – выходное сопротивление делителя. Постоянная времени T_1 выбрана равной $\tau_C = r_C C$ для компенсации нуля, обусловленного эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС) выходного конденсатора.

Было получено выражение дискретной передаточной функции разомкнутого контура понижающего ППН (рисунок 1) с использованием линеаризованной дискретной структурной динамической модели и смещенного *z*-преобразования для РНТ, которая описывается следующим образом:

$$W(z,\varepsilon-\varepsilon_1)=\begin{cases} z^{-1}W(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1), & 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1,\\ W(z,\varepsilon-\varepsilon_1), & \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1. \end{cases}$$

Здесь $W(z,\varepsilon)$ – *z*-передаточная функция разомкнутого контура, определяемая без учета запаздывания на $t = t_1$ импульсного элемента по формуле

$$W(z,\varepsilon)=\frac{K_{\text{НЧ}} z}{T_{\text{ф}}^2 T_2}\left[A_1 d_1^{\varepsilon}\frac{z\cos\varepsilon\omega_{\text{ф}}T - d_1\cos\left(1-\varepsilon\right)\omega_{\text{ф}}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_{\text{ф}}T+d_1^2}+\right.$$

$$\left.+\frac{A_2-A_1\alpha_{\text{ф}}}{\omega_{\text{ф}}}d_1^{\varepsilon}\frac{z\sin\varepsilon\omega_{\text{ф}}T + d_1\sin\left(1-\varepsilon\right)\omega_{\text{ф}}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_{\text{ф}}T+d_1^2}+A_3\frac{1}{z-1}+A_4\frac{d_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right],$$

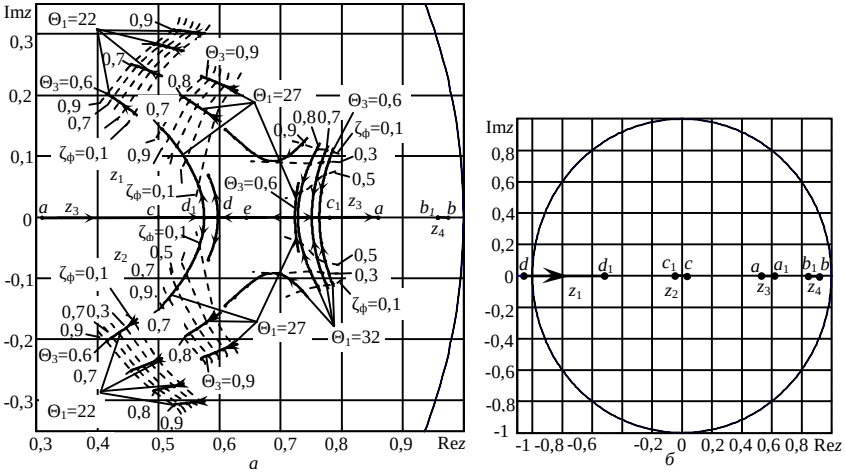
где $0\le\varepsilon\le 1$ – относительное смещение; $\varepsilon_1=\gamma=t_1/T$ – относительное время открытого состояния транзистора; $K_{\text{НЧ}}$ – коэффициент усиления непрерывной части; A_i – коэффициенты разложения передаточной функции непрерывной части, которые определяются методом неопределенных коэффициентов; $d_1 = e^{-\alpha_{\text{ф}}T}, d_2 = e^{-T/T_2}$; $\alpha_{\text{ф}}$, $\omega_{\text{ф}}$, $T_{\text{ф}}$ – коэффициент затухания, собственная частота и постоянная времени *LC*-фильтра; T – период переключений силового регулирующего транзистора.

Анализ корней характеристического уравнения замкнутой системы $1+z^{-1}W(z,1)=0$ позволяет судить об устойчивости замкнутой системы и определить показатели качества переходных процессов, например, такие как степень устойчивости и колебательность, однако удобнее определять показатели качества по частотным характеристикам разомкнутого контура.

На рисунке 2, *а* и *б* представлены расчетные годографы корней характеристического уравнения замкнутого контура при отклонениях параметров от полученных при синтезе значений $\theta_{\text{ф}}=\theta_1=27$; $\theta_2=8$; $\theta_3=0{,}6$, частоты переключений $f = 100$ кГц (*а*) и снижении частоты переключений до 25 кГц (*б*). Для получения обобщенных зависимостей введены относительные параметры

$$\theta_1 = \frac{\tau_1}{T};\quad \theta_2 = \frac{\tau_2}{T};\quad \theta_3 = \frac{T_2}{T};\quad \theta_\phi = \frac{T_\phi}{T};\quad \alpha_\phi T_2 = \zeta_\phi \frac{T_2}{T_\phi} = \zeta_\phi \frac{\theta_3}{\theta_\phi},$$

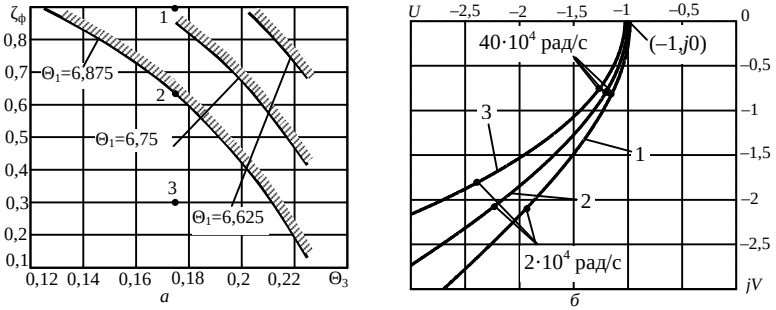
где ζ_ϕ – коэффициент демпфирования *LC*-фильтра.



а *б*

Рисунок 2 – Годографы корней характеристического уравнения замкнутой системы при увеличении коэффициента демпфирования *LC*-фильтра ζ_ϕ и $f = 100$ кГц (*а*); $f = 25$ кГц (*б*)

Определяя параметры модели, соответствующие переходу корня z_1 через единичную окружность при его перемещении по оси абсцисс (рисунок 2, *б*), были построены границы областей устойчивости, представленные на рисунке 3, *а*.



а *б*

Рисунок 3 – Расчетные границы устойчивости дискретной модели (область устойчивости располагается со стороны штриховки) при $\theta_2 = 2$, $f = 25$ кГц (*а*); участки АФЧХ, вблизи точки (–1, *j*0) в увеличенном масштабе (*б*)

Правильность построения границ устойчивости по корням характеристического уравнения замкнутой системы была проверена с помощью критерия Найквиста по АФЧХ разомкнутой системы, показанными на рисунке 3, *б*.

На рисунке 4, *а* представлены расчетные АФЧХ для разомкнутой дискретной модели при значениях параметров, полученных в результате синтеза по непрерывной модели, $K_{нч} = 1{,}6$; $\theta_ф = \theta_1 = 27$; $\theta_2 = 8$; $\theta_3 = 0{,}6$ и трех значениях коэффициента демпфирования *LC*-фильтра $\zeta_ф$. Частотные характеристики получены подстановкой $z_i = e^{j\omega T}$ в выражение для $W(z, \varepsilon - \varepsilon_1)$ при $\varepsilon = \varepsilon_1$, и изменении частоты ω от 0 рад/с до $\omega_д / 2$.

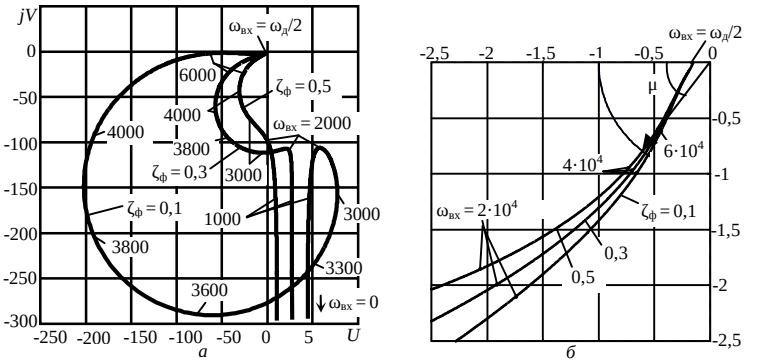


Рисунок 4 – АФЧХ разомкнутой дискретной системы при $f = 100$ кГц и различных значениях коэффициента демпфирования *LC*-фильтра $\zeta_ф$ (*а*); фрагмент АФЧХ разомкнутой системы вблизи точки (–1, *j*0) (*б*)

Для суждения об устойчивости по критерию Найквиста эти АФЧХ должны быть дополнены для $\omega = 0$ дугами окружности бесконечного радиуса, располагающимися в четвертом квадранте, поскольку система обладает астатизмом первого порядка. Как видно из рисунка 4, *а* и *б* синтезированная система устойчива при всех значениях $\zeta_ф = 0{,}1$–$0{,}9$.

Определены запасы устойчивости по фазе, вычисляемые как $\mu = 180^o + \varphi(\omega_{ср})$, где $\varphi(\omega_{ср})$ – значение ФЧХ на частоте среза $\omega_{ср} = 2\pi f_{ср}$ (см. рисунок 5, *а* и *б*).

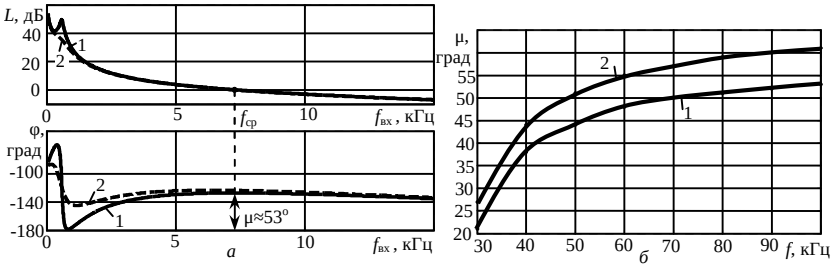


Рисунок 5 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой дискретной системы при $f = 100$ кГц и различных значениях коэффициента демпфирования LC-фильтра $\zeta_ф = 0{,}1$ (1) и $\zeta_ф = 0{,}5$ (2) (*а*); зависимость запаса устойчивости по фазе μ от частоты переключений при значениях параметров синтезированной системы и $\zeta_ф = 0{,}1$ (1); $\zeta_ф = 0{,}9$ (2) (*б*)

Запас устойчивости по фазе при значениях параметров синтезированной системы и $\zeta_ф = 0{,}1$ равен $\mu \approx 53^o$. Найденные частота среза $\omega_{ср}$ и запас устойчивости по фазе μ с приемлемой для практики точностью соответствует значениям, полученным при синтезе по непрерывной модели, $\mu \approx 60^o$, $\omega_{ср} \approx 4 \cdot 10^4$ рад/с.

Как видно из рисунка 5, *б*, запас устойчивости по фазе μ зависит от частоты переключений. В частотном диапазоне, где появляются действительные отрицательные корни характеристического уравнения (см. рисунок 2), наблюдается резкое уменьшение запаса устойчивости при уменьшении частоты.

Одной из удобных для практики частотных оценок качества процессов является показатель колебательности M, представляющий собой максимальное значение АЧХ замкнутой системы. Показатель M может быть определен по АФЧХ разомкнутой системы $W^*(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega)$ путем построения линий постоянных значений M, касающихся АФЧХ и представляющих собой окружности радиуса R с центром в точке $U = C$, где

$$R = \frac{M}{M^2 - 1}, \quad C = -\frac{M^2}{M^2 - 1}.$$

Для определения показателя M задаемся его значениями, рассчитываем по этим формулам значения R и C и строим саму окружность. Постепенно увеличивая значение M, начиная, например, от значения $M = 1{,}1$, находим окружность, касающуюся кривой АФЧХ, которая и соответствует искомому максимальному значению M (см. рисунок 6, *а*, *б*).

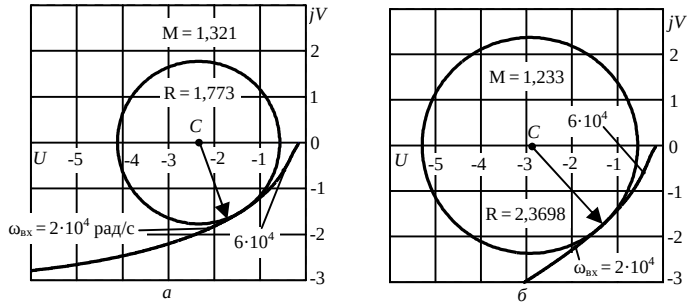


Рисунок 6 – Участки АФЧХ и окружности постоянных значений показателя колебательности M, касающиеся АФЧХ и иллюстрирующие определение значений M: $f = 100$ кГц, $\theta_1 = 27$, $\theta_2 = 8$, $\theta_3 = 0{,}6$, $\zeta_ф = 0{,}1$ (*а*), $\zeta_ф = 0{,}9$ (*б*)

Поскольку с ростом M значения R и $|C|$ уменьшаются, дальнейшее увеличение M приведет к тому, что построенные окружности перестанут касаться показанных на рисунке 6, *а*, *б* АФЧХ.

Как видно из рисунка 7, *а*, показатель колебательности M растет с уменьшением $\zeta_ф$, т.е. колебательность переходных процессов повышается, например, в режиме холостого хода на выходе импульсного преобразователя. При частоте $f = 100$ кГц ($f / f_{ср} = 15{,}7$) значения показателя коле-

бательности, найденные по непрерывной и дискретной моделям, примерно совпадают. С уменьшением f (рисунок 7, *б*) показатель M растет, при частоте $f = 25$ кГц ($f/f_{ср} = 3{,}9$) показатель колебательности M достигает значений $5 \div 6$, т.е. существенно отличается от значений, полученных по непрерывной модели.

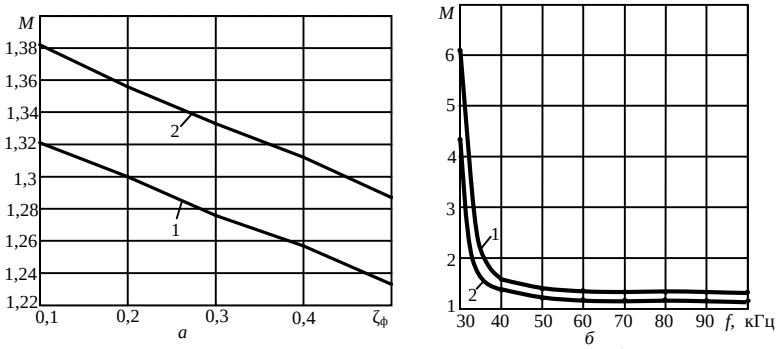


Рисунок 7 – Зависимости изменения показателя колебательности M: от $\zeta_ф$: $f = 100$ кГц (1), $f = 50$ кГц (2) (*а*); от частоты переключений f: $\zeta_ф = 0{,}1$ (1), $\zeta_ф = 0{,}9$ (2) (*б*)

В третьей главе проводятся исследования динамики понижающего импульсного преобразователя в РПТ. Было уточнено выражение для дискретной передаточной функции разомкнутой системы в РПТ, полученное с использованием линеаризованной дискретной динамической модели, которое может быть представлено в виде

$$W(z,\varepsilon_1) = \frac{K_{11}}{\alpha_1 z - \alpha_2}\left(\frac{\beta_1 z - \beta_2}{z-1} + B_1\frac{\beta_3 z - \beta_4}{z-d_1} + B_2\frac{\beta_5 z - \beta_6}{z-d_2} + B_3\frac{\beta_7 z - \beta_8}{z-d_3}\right),$$

где β_i, α_j – коэффициенты, полученные после преобразования и не зависящие от переменной z; B_k – коэффициенты разложения передаточной функции $W_{нч}(p)$ на простые дроби, определяемые методом неопределенных коэффициентов, K_{11} – коэффициент усиления, выражение которого приведено в диссертационной работе.

По этой передаточной функции легко найти характеристическое уравнение замкнутой системы для анализа с помощью корневых годографов. Однако упрощение выражения потребовало выполнения больших математических преобразований и увеличило вероятность появления ошибок.

Для того чтобы убедиться в правильности полученных выражений сравнивались АЧХ и ФЧХ, полученные из дискретных передаточных функций, с частотными характеристиками, получающимися из линеаризованной усредненной структурной динамической модели в РПТ.

На рисунке 8 представлены расчетные АФЧХ для разомкнутой дискретной модели в РПТ при расчетных параметрах системы управления и трех значениях постоянной времени T_C конденсатора LC-фильтра.

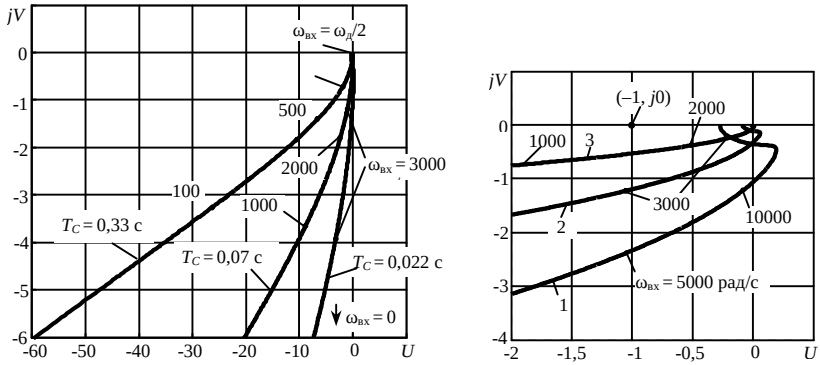


Рисунок 8 – АФЧХ разомкнутой дискретной системы в РПТ при $f = 100$ кГц и различных значениях постоянной времени T_C (*а*); фрагмент АФЧХ разомкнутой системы вблизи точки (–1, *j*0) при $T_C = 0{,}022$ с (1), $T_C = 0{,}07$ с (2), $T_C = 0{,}33$ с (3) (*б*)

Как видно из рисунка 8, *б*, система в РПТ устойчива для указанных значений параметра $T_C = (R+r_C)C$. Наименьшее значение $T_C = 0{,}022$ с соответствует значению выходной емкости $C_2 = 220$ мкФ. Исходя из этого, можно сказать, что система при переходе из РНТ в РПТ, при синтезированных параметрах системы управления также остается устойчивой.

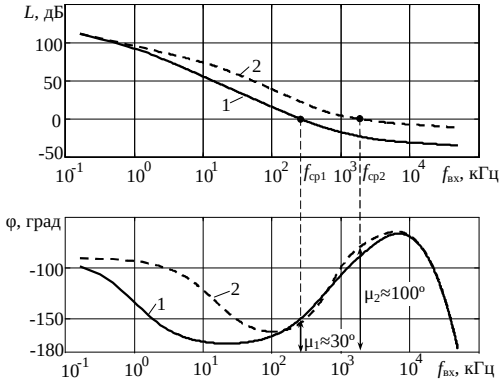


Рисунок 9 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой дискретной системы в режиме прерывистого тока при $f = 100$ кГц и различных значениях постоянной времени выходного конденсатора $T_C = 0{,}33$ с (1) и $T_C = 0{,}022$ с (2)

Частотные характеристики в режиме прерывистого тока получены аналогично частотным характеристикам в режиме непрерывного тока. Запас устойчивости по фазе при значениях параметров синтезированной системы, т.е. когда емкость выходного конденсатора $C_2 = 3300$ мкФ, равен $\mu_1 \approx 30^o$ (кривая 1 на рисунке 9), поскольку переход в РПТ осуществлялся увеличением сопротивления нагрузки R. Тогда увеличивается постоянная времени T_C и частота среза смещается в область низких частот, изменяясь на порядок в сравнении с частотой среза синтезированной системы в РНТ. *LC*-фильтр превращается в звено первого порядка и параметры усилителя ошибки становятся неоптимальными. При уменьшении емкости C_2 до значения 220 мкФ запас устойчивости по фазе увеличивается $\mu_2 \approx 100^o$ (кривая 2 на рисунке 9).

Это происходит из-за того, что при увеличении нагрузки сильно увеличивается постоянная времени выходного конденсатора T_C и частота среза в РПТ смещается в область низких частот, изменяясь на порядок в сравнении с частотой среза синтезированной системы в РНТ.

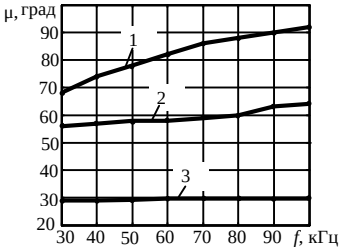


Рисунок 10 – Зависимость запаса устойчивости по фазе μ от частоты переключений в РПТ при $T_C = 0{,}022$ (1), $T_C = 0{,}07$ (2), $T_C = 0{,}3$(3)

При уменьшении значения частоты переключений запас устойчивости может сильно отличаться от расчетных значений для значений параметров синтезированной системы (кривые 2 и 3 на рисунке 10). Кривая 1 на рисунке соответствует значению $T_C = 0{,}33$, которая принимает такое значение при значении емкости выходного конденсатора $C_2 = 3300$ мкФ, полученного при синтезе ППН.

При таком значении частота среза АЧХ становится равной $f = 257{,}4$ Гц, поэтому уменьшение частоты переключений со 100 кГц до 20кГц не приводит к изменению запаса устойчивости по фазе, однако при таком запасе $\mu_1 \approx 30^o$ динамика системы сильно ухудшается.

В четвертой главе приводятся результаты экспериментальных исследований понижающего преобразователя. Проектирование современных импульсных источников питания представляет собой достаточно сложный процесс, включающий в себя, в частности, синтез и разработку печатной платы.

Первоначально трассировка печатной платы создавалась из соображения короткого земляного контура и близкого размещения обратного диода, входного конденсатора и силового МДП-транзистора. Экспериментальный макет, разработанный с применением такой трассировки, стабильно работал при повышении и понижении тока нагрузки. Однако, как показала практика, такая трассировка подвержена заметному влиянию электромагнитных помех. Вследствие этого осциллограмма тока истока ошибочно показывает заметное превышение сквозного тока в цепи сток-исток при включении силового транзистора и обратного диода (15 А при токе нагрузки 1 А). Завышено также значение тока при выключении силового транзистора.

Улучшенная топология, отличается тем, что проводники земли расположены по периметру печатной платы для устранения существенного влияния электромагнитных помех на силовую часть. Так же элементы цепи управления были размещены ближе к силовой части. В цепь обратного диода для анализа процессов переключения силового транзистора был добавлен токоизмерительный резистор $R8$.

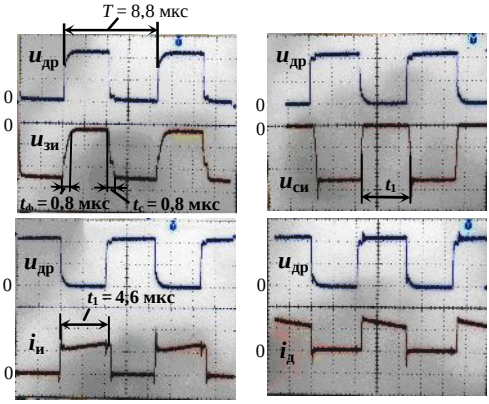


Рисунок 11 – Осциллограммы процессов переключения регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 2 мкс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

Переходные процессы переключений в силовой части представляют значительный интерес с точки зрения динамики систем управления импульсными ППН, поскольку приводят: 1) к искажению формы импульсов напряжения на элементах силовой части; 2) влияют на выбор частоты переключений f; 3) увеличивают мощность потерь в силовой части. Если длительности фронтов и спадов импульсов становятся соизмеримыми с периодом переключений $T = 1/f$, то они начинают все больше влиять на переходные процессы в системе.

Временные диаграммы, поясняющие процессы переключения в режиме непрерывного тока, представлены на рисунках 11–13. Из-за того, что в схеме используется транзистор с каналом *p*-типа, отпирающий уровень напряжения $u_{др}$ соответствует уровню логического нуля на выходе 5 (*OUT*) микросхемы. Он начинает формироваться в момент окончания тактового импульса $u_т$, поступающего на *R*-вход триггера и завершается, когда выходное напряжение усилителя ошибки $u_{уо}(t)$ станет равным напряжению пилы $u_п(t)$, т.е. в момент срабатывания ШИМ-компаратора *DA*3 (см. рисунок 1).

Искажение формы импульсов напряжения драйвера $u_{др}$ (их непрямоугольность) зависит от многих трудно учитываемых причин: схемы драйвера, его параметров, паразитных емкостей и индуктивностей цепей драйвера, характера нагрузки, наводимых на цепи драйвера и кондуктивных помех.

При уменьшении тока нагрузки в импульсном преобразователе возникает режим прерывистого тока. Для исследуемой схемы граничное значение тока нагрузки составляет примерно 0,5 А, а сопротивление нагрузки $R = 100$ Ом.

На рисунках 14–16 показаны осциллограммы соответствующие режиму прерывистого тока. Дальнейшее уменьшение тока нагрузки приводит к тому, что транзистор открывается на очень малое время, когда невозможно проследить за током и напряжением ни транзистора, ни диода, однако импульсный преобразователь продолжает работать с заданным выходным напряжением, но с ухудшенной стабилизацией.

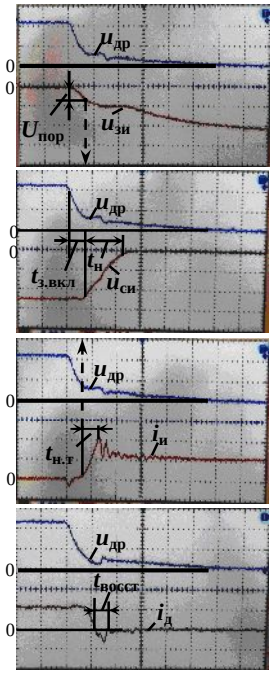


Рисунок 12 – Осциллограммы процессов при включении регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

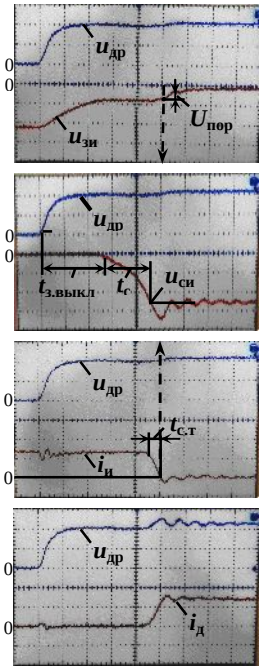


Рисунок 13 – Осциллограммы для процессов при выключении регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

Во время бестоковой паузы возникают паразитные колебания, особенно заметные на кривой напряжения $u_{си}$ и почти не заметные в кривой тока $i_с$. Как видно из рисунка 14, период этих колебаний $T_п = 2$ мкс. Как видно, эти колебания создают помехи в цепи драйвера. На кривой тока истока $i_и$ заметно явное влияние помех, особенно вначале импульса тока, который должен нарастать, начиная с нуля, полезная составляющая тока $i_и$ стала соизмеримой с током помех. В тоже время на кривой тока диода $i_д$ этих помех не видно, импульс тока диода спадает примерно от 0,25 А до нуля. Размытость импульса тока $i_д$ объясняется тем, что в используемой топологии платы для уменьшения влияния помех на силовую часть земляная шина была расположена по периметру платы. Увеличение ее длины вызвало увеличение напряжения помех на ней, за счет растекания токов различных элементов силовой части.

Длительности интервалов переходного процесса при переключениях в силовой части ППН можно приближенно оценивать, рассчитывая процессы заряда и разряда паразитных емкостей транзистора, определяемых

по приводимым в паспортных данных зависимостям заряда затвора от напряжения затвор-исток и выходным характеристикам транзистора.

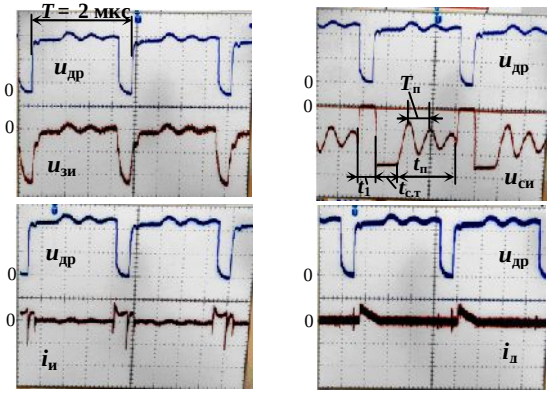


Рисунок 14 – Осциллограммы процессов переключения регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока. Масштабы: для времени – 2 мкс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел.

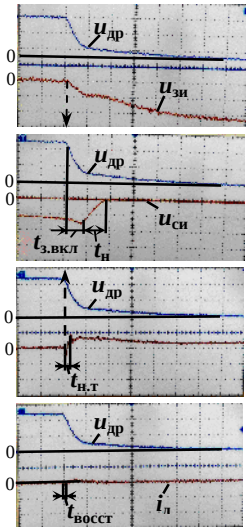


Рисунок 15 – Осциллограммы процессов при включении регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел.

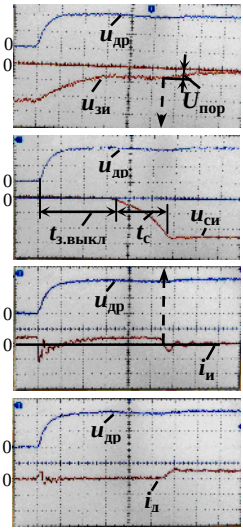


Рисунок 16 – Осциллограммы процессов при выключении регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел

Результаты измерений длительностей интервалов переходных процессов переключения силового транзистора сведены в таблицу, где $t_{\text{з.вкл}}$ – время задержки включения, $t_{\text{з.выкл}}$ – время задержки выключения, $t_{\text{н}}$ – время нарастания напряжения $u_{\text{си}}$, $t_{\text{с}}$ – время спада напряжения $u_{\text{си}}$, $t_{\text{н.т}}$ – время нарастания тока истока, $t_{\text{с.т}}$ – время спада тока истока, $t_{\text{восст}}$ – время обратного восстановления диода.

Таблица

Результаты измерений длительностей интервалов в процессе включения и выключения силового транзистора

	Включение				Выключение		
	$t_{\text{з.вкл}}$, нс	$t_{\text{н}}$, нс	$t_{\text{н.т}}$, нс	$t_{\text{восст}}$, нс	$t_{\text{з.выкл}}$, нс	$t_{\text{с}}$, нс	$t_{\text{с.т}}$, нс
РНТ	65	145	70	40	270	200	50
РПТ	80	120	20	18	320	260	20

В режиме РНТ $I_{\text{н.ср}} = 2$ А, в РПТ $I_{\text{н.ср}} = 0{,}05$ А, $u_{\text{вх.ср}} = 12$ В, $u_{\text{вых.ср}} = 5$ В.

Важной задачей исследования является снятие частотных характеристик неизменяемой части системы, которые определяются динамическими свойствами *LC*-фильтра и, что особенно важно, широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

На рисунках 17 и 18 показаны логарифмические частотные характеристики неизменяемой части в РНТ и РПТ, определенные из передаточных функций, на которые нанесены экспериментальные точки.

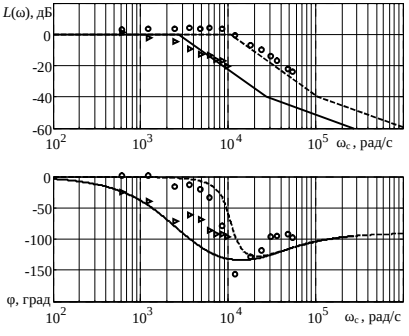


Рисунок 17 – Логарифмические частотные характеристики неизменяемой при синтезе части замкнутой системы в режиме непрерывного тока: расчетные при $C2 = 3300$ мкФ (—), $C2 = 220$ мкФ (- -); экспериментальные точки для $C2 = 3300$ мкФ (▲ ▲), $C2 = 220$ мкФ (○ ○)

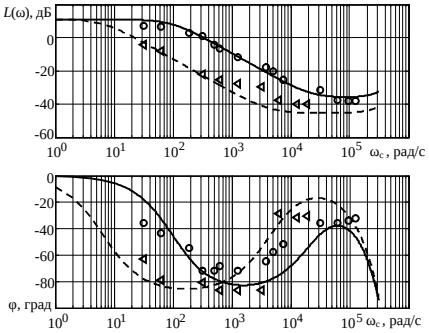


Рисунок 18 – Логарифмические частотные характеристики неизменяемой при синтезе части замкнутой системы в режиме прерывистого тока: расчетные при $C2 = 3300$ мкФ (—), $C2 = 220$ мкФ (- -); экспериментальные точки для $C2 = 3300$ мкФ (▲ ▲), $C2 = 220$ мкФ (○ ○)

Для определения частотных характеристик система размыкалась на входе усилителя ошибки (вывод микросхемы 1 EAINV) и вместо цепи R_2, C_4, C_5 подключался резистор с сопротивлением 10 кОм, сигнал генератора с амплитудой 0,15 В подавался на этот вывод через второй резистор с сопротивлением 10 кОм. При этом усилитель ошибки превращался в повторитель напряжения с инвертированием.

Кроме того, существует нелинейность коэффициента усиления неизменяемой части от амплитуды сигнала на входе усилителя ошибки, которая неодинакова при разных частотах выходного сигнала (рисунок 19).

В связи с этим при построении экспериментальных частотных характеристик необходимо правильно выбирать амплитуду сигнала, подаваемого на вход усилителя ошибки. Установлено, что синтезированная замкнутая система на частоте переключений 100 кГц полностью удовлетворяет заданным при проектировании требованиям.

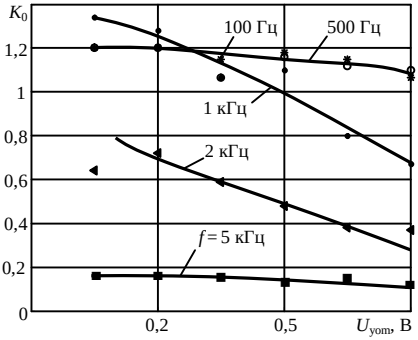
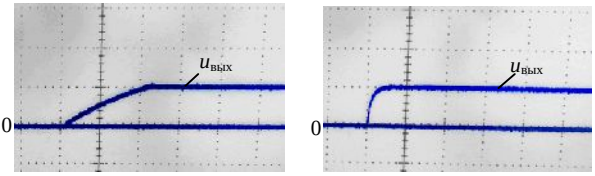


Рисунок 19 – Экспериментальные зависимости коэффициента усиления неизменяемой части от амплитуды синусоидальной составляющей на выходе усилителя ошибки для частот сигнала f_c: 100 Гц (* *), 500 Гц (○ ○), 1 кГц (• •), 2 кГц (▲ ▲), 5 кГц (■ ■)

На рисунке 20 представлены осциллограммы выходного напряжения в РНТ при устойчивой работы системы. На вход импульсного преобразователя подается 12 В постоянного напряжения, ток нагрузки 2 А. Для расчетного значения выходной емкости $C_2 = 3300$ мкФ время нарастания выходного напряжения составляет около 4 мс, а для значения емкости $C_2 = 220$ мкФ – около 1 мс.



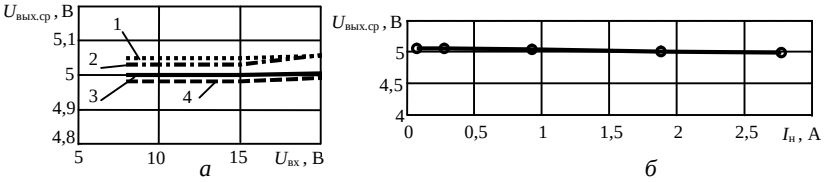
а *б*

Рисунок 20 – Осциллограммы выходного напряжения при пуске: $C_2 = 3300$ мкФ (*а*), $C_2 = 220$ мкФ (*б*); масштабы напряжения – 5 В/дел, времени – 2 мс/дел

Приведенные на рис. 20 осциллограммы подтвердили результаты моделирования, известные из литературы. Нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения не превышает 1 %, а КПД составляет 75%. Измерение нестабильности выходного напряжения осущест-

влялось при изменении входного напряжения в диапазоне от 8 В до 20 В. (см. рисунок 21, *а*). Экспериментальные зависимости, приведенные на рис. 21, *а*, снимались для емкости выходного фильтра $C_2 = 220$ мкФ. Для расчетной емкости $C_2 = 3300$ мкФ зависимости будут такими же.

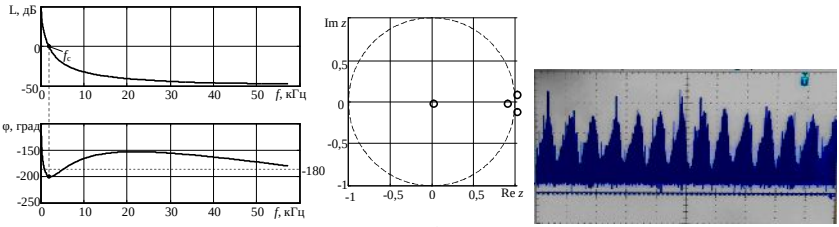
На рис. 21, *б* представлена нагрузочная характеристика понижающего импульсного преобразователя. Приведенная нагрузочная характеристика справедлива для диапазона входных напряжений от 8 до 20 В. Для емкости выходного фильтра $C_2 = 3300$ мкФ, нагрузочная характеристика в данном диапазоне входных частот аналогична этой характеристике.



а *б*

Рисунок 21 – Экспериментальные зависимости изменения выходного напряжения при изменении входного (*а*): 1 – при $I_н = 0{,}28$ А; 2 – при $I_н = 0{,}93$ А; 3 – при $I_н = 1{,}88$ А; 4 – при $I_н = 2{,}78$ А; нагрузочная характеристика при $u_{вх} = 15$ В; $C_2 = 220$ мкФ (*б*)

Расчеты по структурным динамическим моделям ППН частотных характеристик разомкнутой системы, корней характеристического уравнения замкнутой системы позволяют правильно предсказать поведение системы при нарушении ее устойчивости, что подтверждается экспериментальными осциллограммами (рисунок 22). В частности, при изменении параметров системы управления наблюдалось возбуждение низкочастотных колебаний в системе, а при уменьшении емкости выходного конденсатора – колебания на частотах $f/2$, $f/4$, $f/6$, при нарушениях устойчивости, что соответствует результатам расчетов частотных характеристик разомкнутой системы и корней характеристического уравнения замкнутой системы.



а *б* *в*

Рисунок 22 – Расчетные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики разомкнутой системы (*а*); расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы (*б*) при $u_{вх} = 15$ В, $C_3 = 10$ нФ, $C_5 = 1$ нФ; осциллограмма тока через силовой регулирующий транзистор (*в*): масштабы тока – 2 А/дел, времени – 1 мкс/дел.

Выводы и результаты работы.

1. С использованием линеаризованных дискретных структурных динамических моделей понижающего импульсного преобразователя и смещенного *z*-преобразования получены выражения дискретных передаточных функций, позволяющих точно исследовать динамику понижающего импульсного ППН с одноконтурной системой управления и ПИД-регулированием.

2. Проведен анализ корней характеристического уравнения замкнутой системы, который показал, что при выбранной частоте переключений и отклонениях остальных параметров от значений, полученных при синтезе с использованием усредненных динамических моделей, на 20% в обе стороны, синтезированная система имеет достаточный запас устойчивости. Неустойчивость системы может быть вызвана только при уменьшении постоянных времени ПИД-регулятора (усилителя ошибки) более чем на 80%, при уменьшении емкости выходного конденсатора в 20 раз или частоты переключений более чем в 5 раз.

3. Предложена методика расчета частотных характеристик ППН по полученным дискретным передаточным функциям разомкнутой системы и показателей качества переходных процессов и составлены программы, реализующие предложенную методику на языке *Matlab*.

4. Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ «Расчет характеристик и показателей качества переходных процессов понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления» № 2015614414.

5. Анализ частотных характеристик разомкнутой системы показал, что синтезированная система в режиме непрерывного тока имеет достаточный запас устойчивости по фазе (более 50^{o}) в режиме непрерывного тока, что говорит о приемлемой динамике системы. В режиме прерывистого тока при значениях параметров, полученных при синтезе, запас устойчивости по фазе меньше, чем в режиме непрерывного тока из-за увеличения постоянной времени выходного конденсатора в связи с увеличением сопротивления нагрузки.

6. При разводке печатной платы ППН подтвердились известные положения о том, что этот этап конструирования ППН является ответственным, весьма трудоемким и неоднозначным и усложняется с ростом частоты переключений.

7. Экспериментальные исследования показали, что в простом понижающем ППН силовые диоды Шоттки не всегда удовлетворяют требованиям по быстродействию, поскольку их время обратного восстановления оказывается слишком большим уже при частоте переключений порядка 100 кГц.

8. Экспериментально полученные длительности процессов переключения в силовой части показывают, что при выбранном транзисторе предельная частота переключений составляет порядка 100 кГц, поскольку

при превышении этого значения происходит заметное искажение формы импульсов на элементах силовой части.

9. В связи с уменьшением тока нагрузки в РПТ, уменьшается время обратного восстановления диода и выброс тока в регулирующем транзисторе. Во время бестоковой паузы возникают высокочастотные колебания напряжения сток-исток транзистора, вызванные процессами в *LC*-контуре, состоящем из силового дросселя и паразитных емкостей транзистора и диода. Длительности остальных интервалов процессов переключения в силовой части примерно такие же, как и в РНТ.

10. Длительности интервалов переходного процесса при переключениях в силовой части ППН можно приближенно оценивать, рассчитывая процессы заряда и разряда паразитных емкостей транзистора, определяемых по приводимым в паспортных данных зависимостям заряда затвора от напряжения затвор-исток и выходным характеристикам транзистора.

11. Экспериментально была подтверждена правильность расчетов частотных характеристик ППН в режимах непрерывного и прерывистого тока, о чем свидетельствует приемлемое совпадение экспериментальных точек с расчетными частотными характеристиками.

12. Расчеты с использованием структурных динамических моделей ППН позволяют правильно предсказать поведение системы при нарушении ее устойчивости, что подтверждается расчетами частотных характеристик разомкнутой системы, корней характеристического уравнения замкнутой системы и экспериментальными осциллограммами.

Список работ, опубликованных по теме диссертации

В изданиях из перечня ВАК

1. Абрамов, С.В. Влияние частоты переключений на динамические показатели качества понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления / Г.А. Белов, С.В. Абрамов // Практическая силовая электроника. – 2014. – № 3 (55). – С. 5-12. (1 п.л/0,5 п.л.)

2. Абрамов, С.В. Анализ устойчивости и показателей качества переходных процессов в одноконтурной системе управления понижающим преобразователем / Г.А. Белов, С.В. Абрамов // Электричество. – 2014. – № 7. – С. 49-57. (1,125 п.л./0,57 п.л.)

3. Абрамов, С.В. Частотные характеристики понижающего импульсного преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого тока / С.В. Абрамов // Вестник Чувашского университета. – 2016. – № 1. – С. 5-14. (0,7 п.л./0,7 п.л.)

На всероссийских конференциях

4. Абрамов, С.В. Обоснование математических соотношений для анализа динамики понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления / Г.А. Белов, С.В. Абрамов // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы 9-й Всерос-

сийской научно-технической конференции. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2014. – С. 107-117. (0,56 п.л./0,28 п.л.)

5. Абрамов, С.В. Моделирование динамики понижающего импульсного преобразователя при управлении методом V2 / Г.А. Белов, С.В. Абрамов, А.А. Павлова // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы 9-й Всероссийской научно-технической конференции. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2014. – С. 117-130. (0,82 п.л./0,2 п.л.)

6. Абрамов, С.В. Экспериментальное исследование понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления / Г.А. Белов, С.В. Абрамов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – С. 200-215. (1 п.л./0,5 п.л.)

7. Абрамов, С.В. Анализ корней характеристического уравнения понижающего ипмульсного преобразователя с одноконтурной системой управления с помощью искусственной нейронной сети / С.В. Абрамов, В.С. Абруков // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – С. 130-135. (0,375 п.л./0,25 п.л.)

8. Абрамов, С.В. Проектирование печатных плат импульсных преобразователей постоянного напряжения с учетом возможных помех / С.В. Абрамов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – С. 231-236. (0,375 п.л./0,375 п.л.)

Свидетельства о регистрации программ для ЭВМ:

9. Абрамов, С.В. Свидетельство о гос. рег. программы для ЭВМ № 2015614414. Российская Федерация. Расчет характеристик и показателей качества переходных процессов понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления / Г.А. Белов, С.В. Абрамов; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО ЧГУ им. И.Н. Ульянова». – Заявка № 2015611293; заявл. 03.03.2015; зарегистр. 17.04.2015; опубл. 20.05.2015. – 1 с.

Личный вклад автора в работах, опубликованных и в соавторстве:

[1, 2, 4] – Получены выражения дискретной передаточной функции разомкнутой системы, построены частотные характеристики и годографы корней характеристического уравнения, [5] – Обзор литературы, расчет границ области устойчивости, [6] – Разработана топология печатной платы, собран экспериментальный образец понижающего импульсного преобразователя, получены осциллограммы напряжений и токов, [7] – Построена модель искусственной нейронной сети, позволяющей определять значения корней характеристического уравнения в РНТ, [9] – Составлен текст программы, получены графики частотных характеристик и годограф.

АБРАМОВ Сергей Владимирович

ДИНАМИКА ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ОДНОКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ НА СЕРИЙНОЙ МИКРОСХЕМЕ

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Подписано в печать 12.04.2016 г. Формат 60×84 1/16. Печ. л. 1,25
Бумага офсетная. Печать оперативная. Тираж 100 экз. Заказ № 344.
Отпечатано с готового оригинал-макета в типографии
ФГБОУ ВО «ЧГУ имени И.Н. Ульянова»
428015, г. Чебоксары, Московский пр., д. 15.