Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова»

На правах рукописи

Абрамов Сергей Владимирович

Динамика понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления на серийной микросхеме

Специальность 05.09.12 – Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Белов Геннадий Александрович

Чебоксары – 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ……………………………………………………………………4

ГЛАВА 1 ОБЗОР СОСТОЯНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИНАМИКИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ……………………………. 11

1.1 Структурные динамические модели импульсных ППН…………………11

1.2 Разностные уравнения в теории импульсных преобразователей………16

1.3 Усредненные динамические модели……………………………………... 22

1.4 Состояние исследований динамики импульсных ППН………………… 27

1.5 Выводы……………………………………………………………………...33

ГЛАВА 2 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА………………………………………... 35

2.1 Описание принципиальной схемы преобразователя…………………..... 35

2.2 Вывод выражения передаточной функции разомкнутой системы в РНТ…………………………………………………................ 42

2.3 Исследование корней характеристического уравнения замкнутой системы……………………………………………...46

2.4 Исследования частотных характеристик разомкнутой системы и показателей качества переходных процессов замкнутой системы……………………………………………………………..53

2.5 Выводы……………………………………………………………………...61

ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА…………………………………………... 63

3.1 Вывод выражения передаточной функции разомкнутой системы в РПТ……………………………………………………………….63

3.2 Сравнение частотных характеристик разомкнутой системы, полученных по первоначальной и преобразованной формулам…………… 72

3.3 Исследование характеристик разомкнутой системы в РПТ……………. 75

3.4 Выводы…………………………………………………………………….. 79

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ…………………… 81

4.1 Конструирование печатной платы……………………………………….. 81

4.2 Описание экспериментальной установки………………………………. 87

4.3 Процессы переключений в силовой части……………………………… 91

4.4 Анализ результатов эксперимента……………………………………….101

4.5 Исследование частотных характеристик неизменяемой части замкнутой системы и сравнение с расчетными характеристиками……………………………………………………………..108

4.6 Экспериментальное исследование замкнутой системы……………….. 112

4.7 Выводы………………………………………………………………………. 117

ЗАКЛЮЧЕНИЕ……………………………………………………………………..119

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ…………………………………………………………. 121

ПРИЛОЖЕНИЕ 1 Определение дискретных передаточных функций, входящих в состав основного дискретного выражения в РПТ………..133

ПРИЛОЖЕНИЕ 2 Программа расчета характеристик и показателей качества переходных процессов понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления………………………... 143

ПРИЛОЖЕНИЕ 3 Программа для расчета частотных характеристик в режиме прерывистого тока……………………………………………………. 147

ВВЕДЕНИЕ

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). Благодаря повышению частоты преобразования при одновременном снижении потерь мощности увеличивается удельная мощность (выходная мощность на единицу объема или массы) ППН. Уже созданы и исследуются силовые интегральные схемы ППН, реализованные по 0,35 мкм КМОП технологии, с размерами 1,4 мм х 1,1 мм, работающие на частотах до 2–3 МГц с выходным напряжением 3,3 – 5 В и током 0,1 А, с максимальным коэффициентом полезного действия (КПД) порядка 90% и удельной мощностью 100 Вт/см^3 [106]. Расширяется число разработок, в которых как силовая часть, так и система управления размещается на одной плате размерами в «пол-кирпича» (half-brick) без громоздкого радиатора для силовых транзисторов и диодов. Термин «кирпич» (brick) означает плату с размерами 117x61x13 мм [42]. Например, сообщается, что благодаря правильному применению синхронных выпрямителей в прямоходовом ППН на такой плате с выходным напряжением 3,3 В некоторые фирмы менее чем за 2 года повысили выходной ток с 20 А до 40 А [105]. 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 [38].

Для многих современных цифровых устройств, например устройств на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), разрабатываются источники питания с низким выходным напряжением 5; 3,3; 1,8; 1,2 В, в которых приходится учитывать прямое падение напряжения $u_{\text{д.пр}}$ на силовом диоде ППН. Это требует корректировки ранее разработанных динамических моделей, методик расчета, и проектирования. Появились новые требования к динамическим показателям ППН, например, в источниках питания для ПЛИС требуется [58]: 1) ограничить параметры переходного процесса при включении питания, обеспечивая при этом ток порядка 1-2 А, отсутствие перерегулирования по напряжению при включении, а также определенное время переходного процесса, указанное в технической документации ПЛИС; 2) максимально избавиться от высокочастотного шума в системе питания, например за счет разделения линий питания различных устройств и правильной разводки печатной платы.

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. Тем не менее, теория импульсных ППН существенно отстает от развития конструкций и технологий. Прорывные результаты для массового применения в этой области практически отсутствуют, хотя надо отметить высокий уровень экспериментальной проработки исследований и разработок в американских публикациях. Однако динамическая теория для массового применения недалеко ушла от первых работ американских авторов [70].

По-прежнему широко используются усредненные математические модели [115,82,87] и разностные уравнения [78,90,91]. Новым является непрерывное развитие стандартных программ, таких как *MatLab/Simulink*, которые, однако, несмотря на большие возлагающиеся на них надежды, не могут заменить математическую теорию. Достоверность *Simulink*-моделей и получаемых по ним результатов необходимо проверять другими методами.

Любая обоснованная формула, пусть даже приближенная, способна быстро дать гораздо больше полезной информации о свойствах ППН, делать более широкие обобщения, чем *Simulink*-модели и другие подобные модели.

Импульсные ППН делятся на две группы: ППН без гальванического разделения входной и выходной цепей силовой части, ППН с трансформаторным разделением входной и выходной цепей. К первой группе относятся повышающие, понижающие и инвертирующие ППН. Ко второй группе относятся однотактные ППН с прямым включением выпрямительного диода (прямоходовые ППН), ППН с обратным включением выпрямительного диода (обратноходовые ППН) и некоторые другие.

Выполнение системы управления на серийной микросхеме определяет возможный диапазон частот переключений, максимальное входное напряжение силовой части и коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора (ШИМ). При выполнении экспериментов влияют схемы, содержащиеся в микросхеме, такие как схема плавного пуска, ограничения максимального значения тока и защиты от снижения напряжения питания.

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.

Личное участие автора в получении результатов, изложенных в диссертации.

1. Получены выражения дискретных передаточных функций в РНТ понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулятором с использованием линеаризованных дискретных

структурных динамических моделей и смещенного z-преобразования. Проведено уточнение выражения дискретной передаточной функции ППН в РПТ и проверка правильности полученного выражения путем сравнения частотных характеристик, полученных по первоначальной и преобразованной дискретным передаточным функциям и по усредненной динамической модели.

2. Разработаны программы, позволяющие провести анализ корней характеристического уравнения, рассчитать и построить частотные характеристики ППН в РНТ и РПТ и определить показатели качества переходных процессов.

3. Разработана топология печатной платы и собран экспериментальный образец понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и ПИД-регулятором. Сняты частотные характеристики в РНТ и РПТ и проведена проверка правильности полученных теоретических частотных характеристик и сняты осциллограммы процессов переключения в силовой части, системе управления.

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:

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

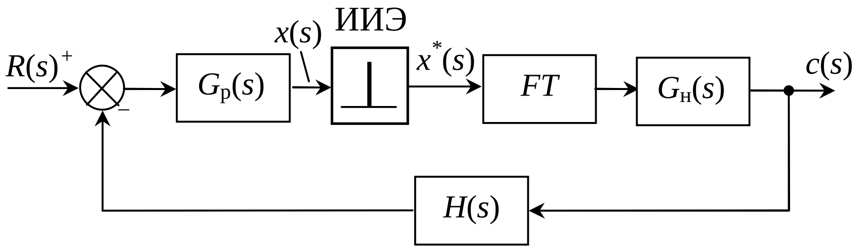
Автор выражает большую благодарность своему научному руководителю д.т.н., профессору Белову Г.А. и всем сотрудникам кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета.

ГЛАВА 1 ОБЗОР СОСТОЯНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИНАМИКИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

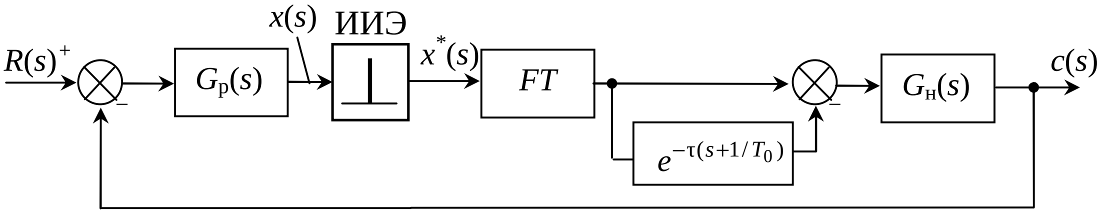
1.1 Структурные динамические модели импульсных ППН

Одними из первых в СССР разрабатывали и внедряли структурные дискретные динамические модели ППН Шипилло В.П. и Поздеев А.Д. с учениками [55,59,60].

На рисунке 1.1 представлены линеаризованные структурные динамические модели понижающего ППН при модуляции момента выключения регулирующего транзистора в РНТ и РПТ, предложенные в работах [59,60]. Здесь время отсчитывается от момента выключения регулирующего транзистора; $G_р(s)$ – передаточная функция регулятора, $G_н(s)$ – передаточная функция фильтра совместно с нагрузкой; $H(s)$ – передаточная функция цепи обратной связи; F – фактор пульсаций; T – период переключений регулирующего транзистора. Модель для РПТ (рисунок 1.1, *б*) представлена для случая активно-индуктивной нагрузки, $T_0 = L / R$; τ – длительность спада тока индуктивности.



а



б

Рисунок 1.1 – Линеаризованные структурные динамические модели понижающего ППН в РНТ (*а*) и в РПТ (*б*)

К сожалению, в работах [59,60] не рассмотрен случай нагрузки в виде *LC*-фильтра, обычно используемых в понижающих ППН. Нет возможности учета возмущающих воздействий, таких как изменение входного напряжения $\Delta u_{вх}$ и тока нагрузки $\Delta i_{н}$. Фактор пульсаций *F* рассчитан для случая управляемого выпрямителя с *RL*-нагрузкой. Не рассматривались также модели для повышающих и инвертирующих ППН. Аналогичные замечания можно сделать по работе [55].

Были распространены структурные динамические модели, содержащие импульсный элемент, пригодные только для расчета установившегося режима, например [43].

Впервые структурные дискретные динамические модели для инвертирующего ППН были предложены в работе [5].

Имеется много структурных моделей ППН с цифровым управлением, в которых имеется идеальный импульсный элемент; цифровое корректирующее устройство с передаточной функцией в *z*-форме; звено запаздывания с передаточной функцией в *s*-форме; широтно-импульсный модулятор, состоящий из аналогового компаратора, на один из входов которого через экстраполятор нулевого порядка подается сигнал с выхода звена запаздывания, а на другой вход пилообразное напряжение; силовая часть с передаточной функцией в *s*-форме. Сигнал с выхода силовой части после сравнения с опорным напряжением поступает на цифровое корректирующее устройство [78,110]. Подобные структурные модели мало пригодны для анализа импульсных ППН с аналоговой системой управления.

Наиболее удобные структурные динамические модели импульсных ППН предложены в работах [9,13,14,17].

На рисунке 1.2, *а*, *б* и *в* представлены схемы силовых частей импульсных ППН понижающего, повышающего и инвертирующего типов, где, для общности, нагрузка представлена в виде параллельного соединения активного сопротивления *R* и источника дополнительного тока нагрузки $i_{н.д}(t)$, поскольку не всякую нагрузку ППН можно представить активным сопротивлением.

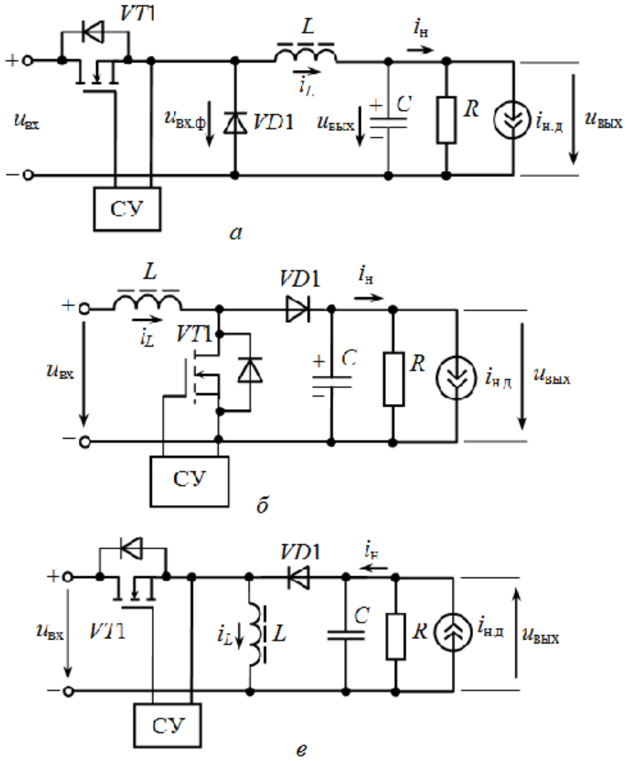


Рисунок 1.2 – Схемы силовых частей импульсных ППН: понижающего (*а*), повышающего (*б*) и инвертирующего (*в*)

Нелинейные дискретные модели импульсных ППН показаны на рисунке 1.3, и являются графическим представлением дифференциальных уравнений с разрывной правой частью, которые могут быть составлены для схем на рисунке 1.2 [39].

На рисунке 1.3 К1-К3 – ключи, периодически замыкаемые на время, указанное под изображением ключа, и передающие в замкнутом состоянии сигнал только в одном направлении (от входа ключа к его выходу). Выходная величина ключа обозначается так же, как и входная, но со звездочкой. Ключи К1-К3 с точки зрения теории импульсных систем при постоянной частоте переключений представляют собой амплитудно-широтно-импульсные модуляторы.

Передаточная функция $G(p)$ показывает операторную проводимость цепи силового дросселя и определяется выражением

$$G(p) = \frac{1}{Lp + r}, \qquad (1.1)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования, L – индуктивность силового дросселя; r – активное сопротивление цепи силового дросселя, которое принимается одинаковым на интервалах включенного состояния регулирующего транзистора t_1 и спада тока дросселя t_c.

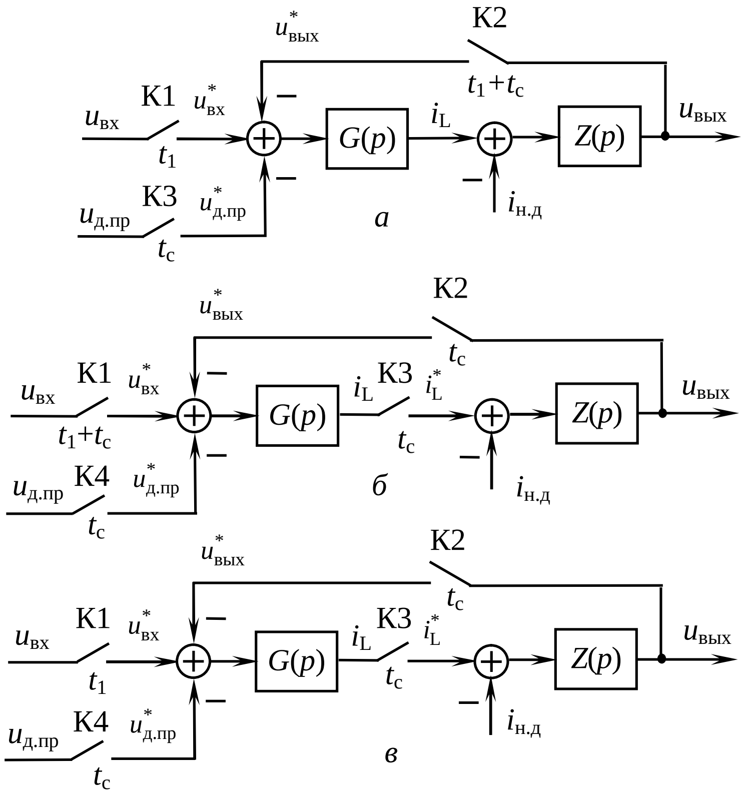


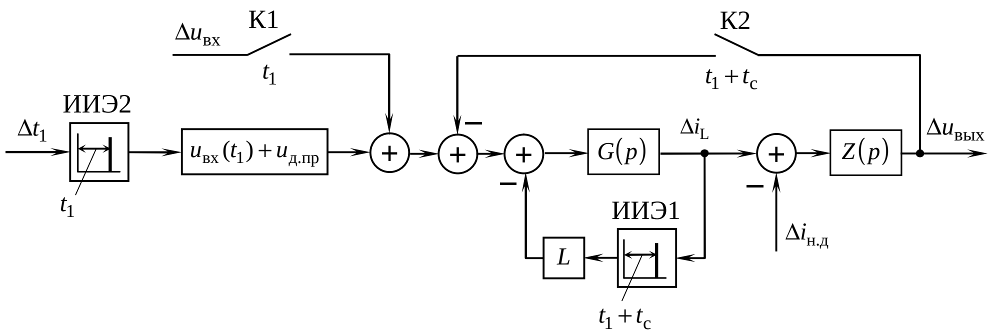
Рисунок 1.3 – Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН в РПТ: понижающего (*в*), повышающего (*г*) и инвертирующего (*д*)

Передаточная функция $Z(p)$ показывает операторное сопротивление параллельно соединенных выходного конденсатора и сопротивления нагрузки R и определяется выражением

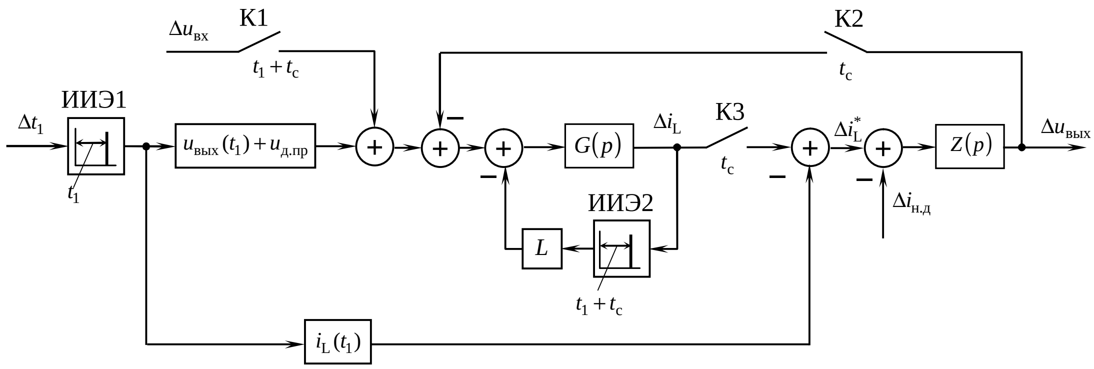
$$Z(p) = \frac{R(1+\tau_C p)}{1+T_C p}, \quad (1.2)$$

где $\tau_C = r_C C$, $T_C = (R + r_C)C$ – постоянные времени цепи выходного конденсатора без учета и с учетом сопротивления нагрузки R.

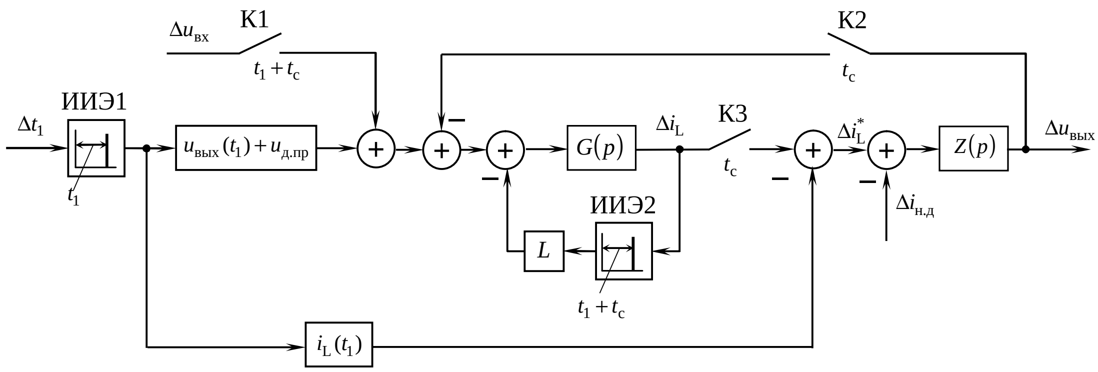
Нелинейные дискретные модели (рисунок 1.3) могут быть использованы для расчета переходных процессов ППН, но главное, они являются основой для обоснования линеаризованных структурных динамических моделей в РПТ, представленных на рисунке 1.4 [14].



а



б



в

Рисунок 1.4 – Линеаризованные импульсные структурные модели силовой части в РПТ понижающего (*а*), повышающего (*б*), инвертирующего (*в*) ППН

Идеальные импульсные элементы ИИЭ1 формируют периодические последовательности дельта-импульсов, отстающих от тактовых моментов времени на время $t_1 = \gamma T$, идеальные импульсные элементы ИИЭ2 – периодические последовательности дельта-импульсов отстающих от тактовых импульсов на время $t_1 + t_c$. Ключи К1-К3 периодически замыкаются на время, указанное под их изображением. Схемы содержат также пропорциональные звенья с коэффициентами передачи, указанными в прямоугольниках, изображающих эти звенья.

В режиме непрерывного тока (РНТ) эти схемы существенно упрощаются: исключаются ветви с импульсными элементами ИИЭ2 в цепях обратной связи для элементов $G(p)$; поскольку время спада $t_c = T – t_1$, ключи К2 в схеме на рисунке 1.4, *а*, К1 в схеме на рисунке 1.4, *б* будут считаться непрерывно замкнутыми.

Далее в работе будут использоваться структурные модели, представленные на рисунке 1.4.

1.2 Разностные уравнения в теории импульсных преобразователей

Нелинейные разностные уравнения первого порядка для импульсных ППН применялись еще в 50-х – 60-х годах прошлого столетия. Однако их использование сначала ограничивалось только определением связи значения тока выходного дросселя (или тока якоря электродвигателей постоянного тока) в конце периода переключений T с его значением в начале периода [37,45]. Позднее для анализа устойчивости ППН стала применяться линеаризация этого уравнения. В работе [8] путем линеаризации нелинейного разностного уравнения ППН с пропорциональным регулятором получены условия устойчивости для понижающей, повышающей и инвертирующей схем.

В некоторых случаях линейные разностные уравнения ППН получаются, минуя этап составления нелинейного разностного уравнения. В качестве примера рассмотрим упрощенный токовый контур понижающего ППН, основная часть которого приведена на рисунке 1.5, *а* [16], где *DA*1 – усилитель ошибки контура регулирования напряжения, *DA*2 – компаратор, на инвертирующий вход которого подается разность выходного напряжения усилителя ошибки $u_{уо}(t)$ и пилообразного напряжения $u_п(t)$. На неинвертирующий вход *DA*2 подается сигнал обратной связи по току выходного дросселя ППН $R_{ДТ} i_L$, где $R_{ДТ}$ – сопротивление токоизмерительного резистора.

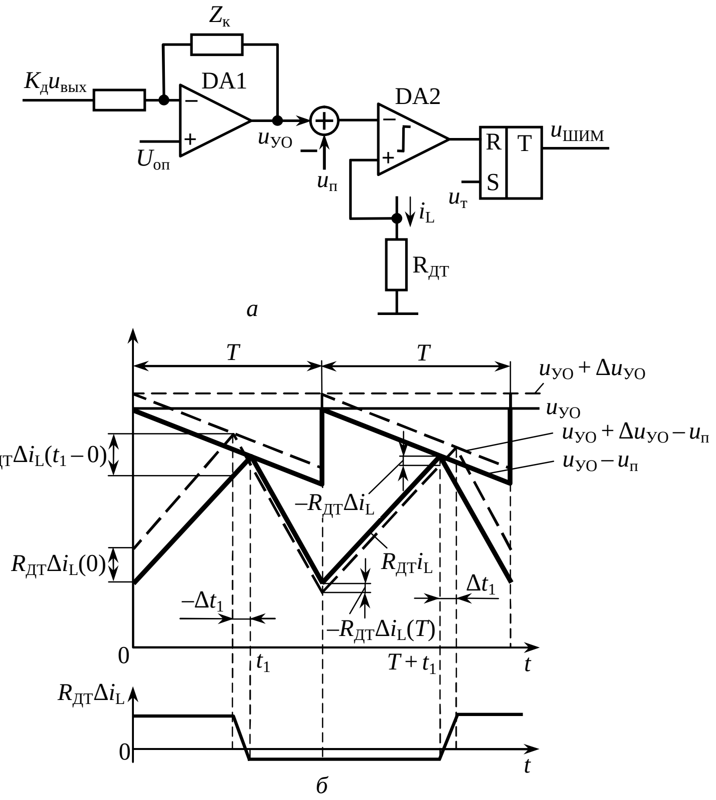


Рисунок 1.5 – Основная часть схемы токового контура (*а*);

б – временные диаграммы, поясняющие функционирование ШИМ:

сплошные линии соответствуют процессам в стационарном режиме, штриховые – в возмущенном режиме.

Триггер устанавливается в единичное состояние тактовыми импульсами $u_т$. Спад выходного импульса ШИМ $u_{ШИМ}$ формируется в момент пересечения кривой сигнала обратной связи по току $R_{ДТ}i_L$ с кривой напряжения $u_{УО} - u_п$, т.е. в момент выполнения равенства

$$R_{ДТ}i_L(t_1) = u_{УО}(t_1) - u_п(t_1),$$

где t_1 – момент окончания импульса $u_{ШИМ}(t)$, отсчитываемый от момента отпирания регулирующего транзистора ППН.

Для линеаризации токового контура воспользуемся обычным методом, известным из теории автоматического управления. Предположим, что сплошные линии на рисунке 1.5, *б* соответствуют установившемуся режиму работы ППН, а штриховые линии – возмущенному режиму, мало отличающемуся от установившегося. Тогда переменные i_L, $u_{УО}$, t_1, отмеченные дополнительным символом Δ, означают их малые отклонения (вариации) от значений установившегося режима при переходе к возмущенному режиму.

Согласно рисунку 1.5 справедливы уравнения:

$$R_{ДТ}\Delta i_L(0)-\Delta u_{УО}=\left(R_{ДТ}\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t_1-0}+\left.\frac{du_п}{dt}\right|_{t_1}\right)(-\Delta t_1)\ ,$$

$$-R_{ДТ}\Delta i_L(T)+\Delta u_{УО}=\left(-R_{ДТ}\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t_1+0}-\left.\frac{du_п}{dt}\right|_{t_1}\right)(-\Delta t_1)\ ,$$

где приняты допущения $\Delta i_L(0)=\Delta i_L(t_1-0)$, $\Delta i_L(T)=\Delta i_L(t_1+0)$.

Введем коэффициенты, характеризующие наклоны кривых на рисунке 1.5, *б*,

$$m_1=R_{ДТ}\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t_1-0},\quad m_1=R_{ДТ}\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t_1+0},\quad m=\left.\frac{du_п}{dt}\right|_{t_1},\qquad (1.3)$$

и представим эти уравнения в виде:

$$R_{ДТ}\Delta i_L(0)-\Delta u_{УО}=(m_1+m)(-\Delta t_1),$$

$$-R_{ДТ}\Delta i_L(T)+\Delta u_{УО}=(-m_2-m)(-\Delta t_1).$$

Разделив второе равенство на первое, получим разностное уравнение

$$R_{ДТ}\Delta i_L(T)=\frac{m_2+m}{m_1+m}R_{ДТ}\Delta i_L(0)+\frac{m_1-m_2}{m_1+m}\Delta u_{УО},\qquad (1.4)$$

где время отсчитывается от момента начала произвольного периода. При отсчёте времени от момента начала *n*-го периода уравнение (1.4) принимает вид

$$R_{ДТ}\Delta i_L(nT+T)=\frac{m_2+m}{m_1+m}R_{ДТ}\Delta i_L(nT)+\frac{m_1-m_2}{m_1+m}\Delta u_{УО}(nT).\qquad (1.5)$$

Коэффициент при первом слагаемом правой части уравнения (1.5) представляет собой корень характеристического уравнения:

$$\lambda_1=\frac{m_2+m}{m_1+m}.\qquad (1.6)$$

При $-m_2<m$ корень $\lambda_1>0$, а при $-m_2>m$ корень $\lambda_1<0$. Для устойчивости токового контура необходимо и достаточно выполнение условия $|\lambda_1|<1$, которое при $\lambda_1<0$ с учётом (1.6) имеет вид

$$m > -\frac{1}{2}(m_2 + m_1). \quad (1.7)$$

При $\lambda_1 > 0$ контур всегда устойчив.

Разностные уравнения широко используются при анализе упрощенного токового контура в зарубежных публикациях [97]. Во множестве американских работ параметры токовых контуров выбираются из условия $\lambda_1 = 0$, обеспечивающего процессы конечной длительности, иллюстрируемого на рисунке 1.6, *б*. Тогда условие устойчивости токового контура заведомо выполняется.

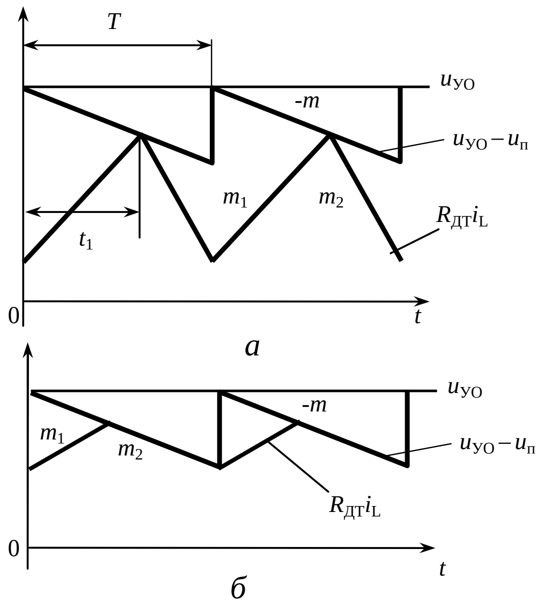


Рисунок 1.6 – Иллюстрация к пояснению влияния наклонов на устойчивость токового контура: $\lambda_1 < 0$ (*а*); $\lambda_1 = 0$ (*б*).

Аналогичные условия устойчивости для различных схем импульсных ППН (понижающий ППН с упрощенным токовым контуром, с управлением методом V^2, с улучшенным методом V^2) без пилообразного напряжения приведены в работе [116].

В работе [16] приведен также уточненный вывод разностных уравнений для упрощенного токового контура понижающего, повышающего и инвертирующего ППН. Получено уравнение

$$i_L(T) = \left[i_L(0) - i_L^{t_1}(\infty)\right]e^{-T/T_L} + \left[i_L^{t_1}(\infty) - i_L^{t_c}(\infty)\right]e^{-(T-t_1)/T_L} + i_L^{t_c}(\infty).$$

$i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty)$ – асимптотическое значение тока на интервале t_1, $i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty)$ – асимптотическое значение тока на интервале спада тока дросселя t_{c}. Выражения для асимптотических значений тока различаются в разных схемах.

Получено линеаризованное разностное уравнение в РНТ

$$\Delta i_{\mathrm{L}}(T) = \lambda_1 \Delta i_{\mathrm{L}}(0) + b_1 \Delta u_{\mathrm{УО}}(t_1 - 0) + b_2' \Delta i_{\mathrm{L}}^{t_1}(\infty) + b_3' \Delta i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty),$$

где λ_1 – корень характеристического уравнения замкнутого токового контура, определяемый выражением

$$\lambda_1 = e^{-T/T_{\mathrm{L}}} \left\{ 1 - K_{\mathrm{ШИМ}} \frac{R_{\mathrm{ДТ}}}{T_{\mathrm{L}}} \left[i_{\mathrm{L}}^{t_1}(\infty) - i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty) \right] \right\};$$

b_1, b_2', b_3' – коэффициенты при внешних воздействиях, которые можно рассчитать по формулам

$$b_1 = \frac{K_{\mathrm{ШИМ}}}{T_{\mathrm{L}}} e^{-(T-t_1)/T_{\mathrm{L}}} \left[i_{\mathrm{L}}^{t_1}(\infty) - i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty) \right],$$

$$b_2' = \left[e^{-(T-t_1)/T_{\mathrm{L}}} - e^{-T/T_{\mathrm{L}}} \right] \left\{ 1 - K_{\mathrm{ШИМ}} \frac{R_{\mathrm{ДТ}}}{T_{\mathrm{L}}} \left[i_{\mathrm{L}}^{t_1}(\infty) - i_{\mathrm{L}}^{t_{\mathrm{c}}}(\infty) \right] \right\},$$

$$b_3' = 1 - e^{-(T-t_1)/T_{\mathrm{L}}};$$

$K_{\mathrm{ШИМ}}$ – коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора.

Одной из первых работ, в которых дано систематическое изложение дискретных методов анализа импульсных ППН, является статья [70]. В ней записываются дифференциальные уравнения в векторно-матричной форме для двух рабочих интервалов ППН, затем введением переключающих функций

$$d(t) = \begin{cases} 1, & \textit{если } nT < t < (n+\gamma_n)T, \\ 0, & \textit{если } (n+\gamma_n)T < t < (n+1)T, \end{cases}$$

и $d' = 1 - d(t)$ получается одно дифференциальное уравнение, описывающее процесс в течение всего периода,

$$\frac{dx}{dt} = \left[d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2 \right]\mathbf{x} + \left[d(t)\mathbf{b}_1 + d'(t)\mathbf{b}_2 \right] u_{\mathrm{вх}},$$

где $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{A}_2$ – матрицы состояния, $\mathbf{b}_1$,$\mathbf{b}_2$ – матрицы-столбцы учитывающие влияние внешнего воздействия $u_{\mathrm{вх}}$. Далее это уравнение линеаризуется в результате чего получается уравнение с воздействием вида дельта-функции в правой части

$$\frac{d(\Delta\mathbf{x}(t))}{dt} = \left[\bar{d}(t)\mathbf{A}_1 + \bar{d}'(t)\mathbf{A}_2\right]\Delta\mathbf{x}(t) + \left[\bar{d}(t)\mathbf{b}_1 + \bar{d}'(t)\mathbf{b}_2\right]\Delta u_{\text{вх}}(t) +$$
$$+ \left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{x}}(n+\gamma)T + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2)u_{\text{вх}}(t)\right]\Delta d(t),$$

где черточкой сверху обозначены величины для установившегося режима, $\Delta d(t)$ – воздействие, содержащее дельта-функции. Далее путем интегрирования этого дифференциального уравнения получается линеаризованное разностное уравнение ППН.

В ряде работ приводится вывод линеаризованных разностных уравнений силовой части импульсных ППН в векторно-матричной форме. Например, в работах [78,90,91] рассмотрена силовая часть, описываемая дифференциальными уравнениями,

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{v},\ 0 \le t \le t_1, \qquad (1.8.1)$$

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{v},\ t_1 \le t \le T \qquad (1.8.2)$$

и уравнением выхода

$$u_{\text{вых}} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{v}, \qquad (1.9)$$

где $\mathbf{x}$ – вектор состояния силовой части, $\mathbf{v}$ – вектор внешних воздействий.

Приведено линеаризованное разностное уравнение вида

$$\Delta x[n] = \mathbf{\Phi}\Delta x[n-1] + \mathbf{\Gamma}\Delta\gamma[n-1] \qquad (1.10)$$

и линеаризованное уравнение выхода

$$\Delta u_{\text{вых}}[n] = \mathbf{C}\Delta x[n],$$

где $\mathbf{\Phi}$ и $\mathbf{\Gamma}$ – матрицы, определяемые выражениями

$$\mathbf{\Phi} = e^{\mathbf{A}_1\gamma T} \cdot e^{\mathbf{A}_2(1-\gamma)T};\quad \mathbf{\Gamma} = \mathbf{\Phi}\left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{x}}(\gamma T) + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2)u_{\text{вх}}\right]T.$$

Преимущества уравнения (1.10) заключается в том, что оно справедливо для вектора $\mathbf{x}$ любого порядка. К сожалению не учитывается влияние возмущений по входу $\Delta u_{\text{вх}}$ и выходу ППН. Переходные матрицы $e^{\mathbf{A}_1 t}, e^{\mathbf{A}_2 t}$ используются в виде рядов, явные их выражения отсутствуют.

Переходом от уравнения (1.10) к его z-преобразованию, получена дискретная передаточная функция по управляющему воздействию в виде

$$W_{\text{у}}(z) = \frac{\Delta u_{\text{вых}}(z)}{\Delta\gamma(z)} = \frac{\mathbf{C}(\mathrm{I} - z^{-1}\mathbf{\Phi})^{-1}\mathbf{\Gamma}}{z}, \qquad (1.11)$$

где **I** – единичная матрица.

К сожалению использование выражения (1.9) затруднено отсутствием явных выражений для переходных матриц $e^{\mathbf{A}_1 t}, e^{\mathbf{A}_2 t}$, а потому оно имеет небольшое практическое значение. В работе переходные матрицы аппроксимируются первыми двумя членами их рядов $e^{\mathbf{A}t} \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}t$. Допустимость такой аппроксимации требуется обосновать. Далее на основе выражения (1.11) предлагается составить программу расчетов для *MATLAB* или *Mathcad*. Имеется большое количество работ, в которых развивается изложенный подход [66,70,90,91,100].

Появилось много работ, в которых разностные уравнения используются для составления дискретных динамических моделей импульсных ППН с цифровым управлением. Эти модели отличаются от моделей для ППН с аналоговым управлением в основном учетом запаздывания в цифровом контроллере [74,76,83].

В работе [66] получаются линеаризованные дифференциальные уравнения ППН с учетом системы управления, содержащие дельта-функции, которые подвергаются преобразованию Лапласа, после чего получаются необходимые передаточные функции, используемые для исследований динамики.

1.3 Усредненные динамические модели

Усредненные модели являются приближенными, но удобны для практического анализа и синтеза. Результаты, получаемые по усредненным моделям, необходимо проверять по точным моделям и экспериментально.

Известны нелинейные усредненные структурные динамические модели импульсных ППН, получающиеся в РНТ из нелинейных дискретных (рисунок 1.3) заменой ключей пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи равными относительным длительностям их замкнутых состояний, а всех токов и напряжений – их средними за период переключений значениями [39], показанные на рисунке 1.7.

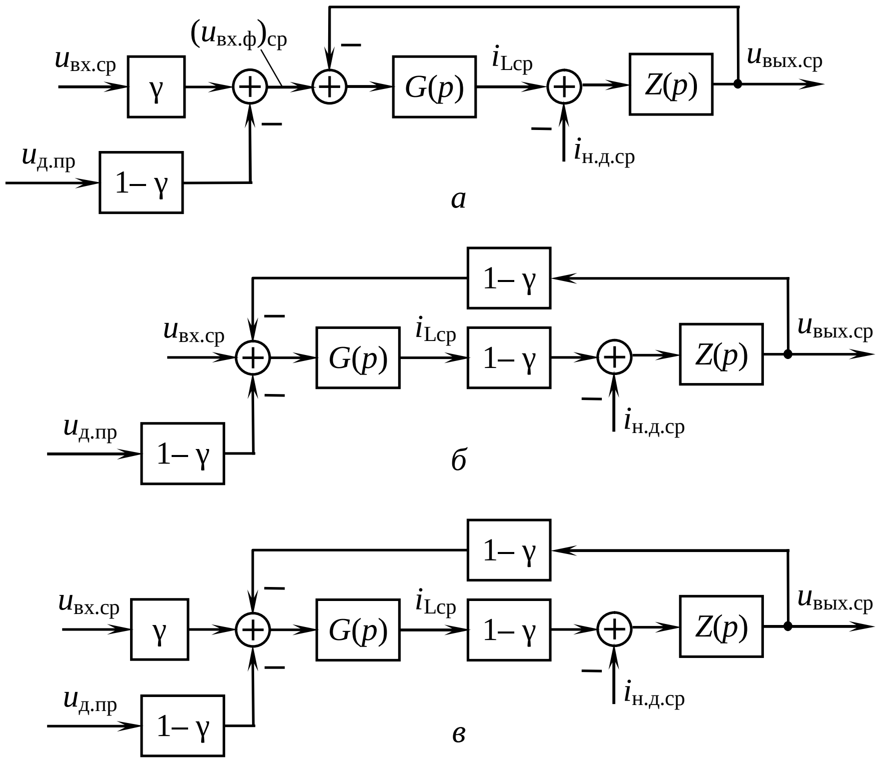


Рисунок 1.7 – Усредненные нелинейные структурные динамические модели в РНТ для импульсных ППН: понижающего (*а*), повышающего (*б*) и инвертирующего (*в*)

После линеаризации этих моделей получаются структурные модели (рисунок 1.8) удобные для анализа и синтеза замкнутых систем управления ППН, где введены обозначения:

$$u_{\text{сх.ср1}} = u_{\text{вх.ср}} + u_{\text{д.пр}},\ u_{\text{сх.ср2}} = u_{\text{вых.ср}} + u_{\text{д.пр}},\ u_{\text{сх.ср3}} = u_{\text{вх.ср}} + u_{\text{вых.ср}} + u_{\text{д.пр}}.$$

Эти модели удобны тем, что имеется управляющий вход $\Delta\gamma$, который подключается к выходу ШИМ системы управления, тогда получается структурная модель всего ППН, включая силовую часть и систему управления.

Линеаризованные модели (рисунок 1.8) могут быть обоснованы при помощи уравнений, вытекающих из нелинейных моделей (рисунок 1.3). Например, для понижающего ППН (рисунок 1.8, *а*) имеем уравнения:

$$i_{L.\text{ср}} = G(p)\left[u_{\text{вх.ср}}\gamma - u_{\text{д.пр}}(1-\gamma) - u_{\text{вых.ср}}\right],$$

$$u_{\text{вых.ср}} = Z(p)\left(i_{\text{L.c.}} - i_{\text{н.д.ср}}\right).$$

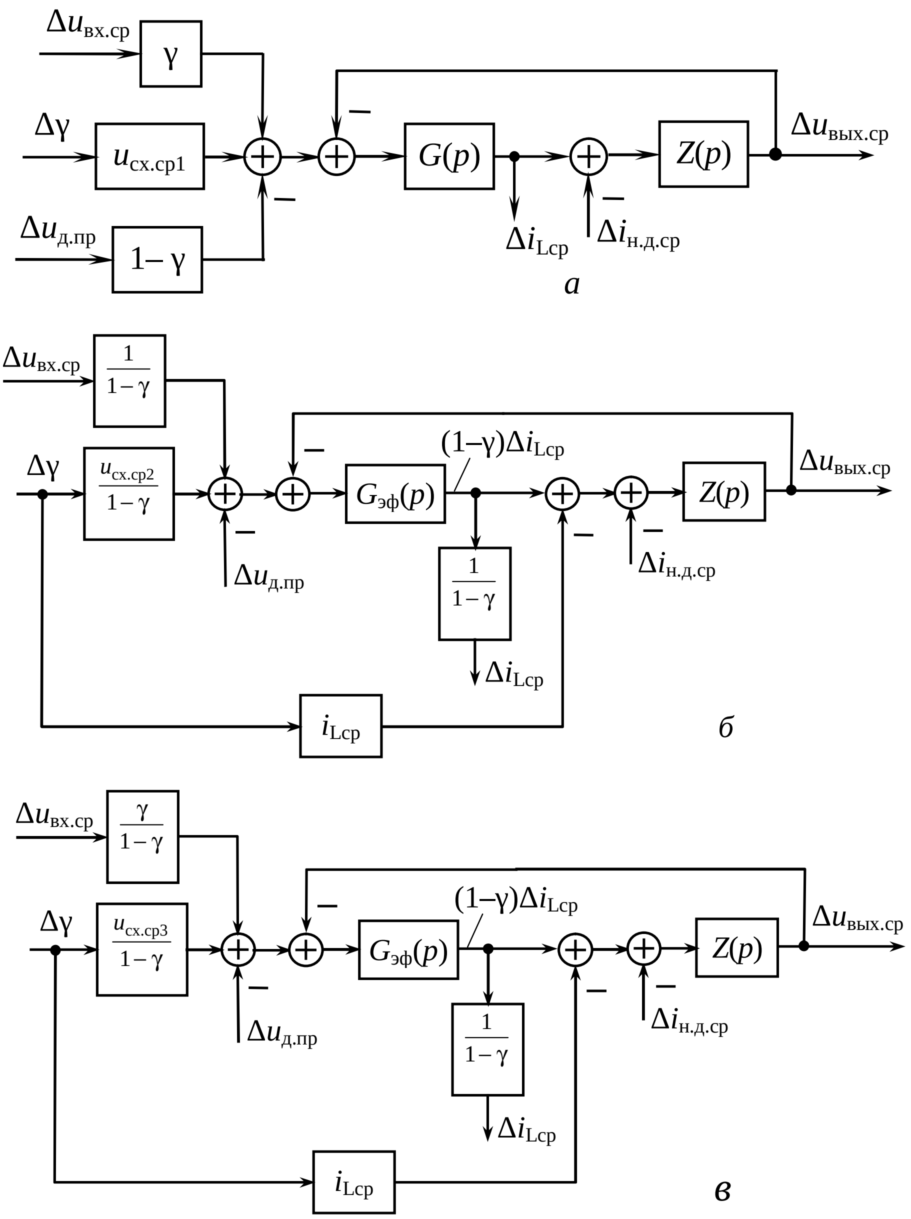


Рисунок 1.8 – Линеаризованные усредненные структурные динамические модели в РНТ: *а*) понижающего ППН, *б*) повышающего ППН, *в*) инвертирующего ППН

Взяв полные дифференциалы этих выражений при постоянных дифференциальных операторах *G*(*p*) и *Z*(*p*) и переменных $u_{\text{вх.ср}}$, γ, $i_{L\text{.ср}}$, $i_{\text{н.д.ср}}$, $u_{\text{д.пр}}$, получим

$$\Delta i_{L\text{.ср}} = G(p)\left[\left(u_{\text{вх.ср}} + u_{\text{д.пр}}\right)\Delta\gamma + u_{\text{д.пр}}\Delta\gamma - (1-\gamma)\Delta u_{\text{д.пр}} - \Delta u_{\text{вых.ср}}\right],$$
$$\Delta u_{\text{вых.ср}} = Z(p)\left(\Delta i_{\text{L.c.}} - \Delta i_{\text{н.д.ср}}\right). \quad (1.12)$$

Сравнивая уравнения (1.12) с уравнениями, вытекающими из рисунка 1.8, *а*, обнаруживаем их полное совпадение, что свидетельствует о правильности линеаризованной модели.

Нелинейные структурные усредненные модели, приведенные на рисунке 1.7 могут быть использованы не только для расчета переходных процессов, но и для расчета статических характеристик ППН. Для этого нужно сделать замену p=0. Тогда получаем

$$\left(u_{\text{вых.ср.уст}}\right)_1 = \gamma u_{\text{вх.ср}} - r i_{\text{н.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}} .$$

$$\left(u_{\text{вых.ср.уст}}\right)_2 = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{1-\gamma} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.ср}} - u_{\text{д.пр}} , \qquad (1.13)$$

$$\left(u_{\text{вых.ср.уст}}\right)_3 = \frac{\gamma}{1-\gamma} u_{\text{вх.ср}} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.ср}} - u_{\text{д.пр}} ,$$

соответственно для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН. Кроме того для понижающего ППН получаем $i_{L.\text{ср}}= i_{\text{н.ср}}$, для повышающего и инвертирующего ППН $i_{L.\text{ср}}= \text{i}_{\text{н.ср}}/ (1\text{-}\gamma)$.

В зарубежной литературе широко используются усредненные схемные модели импульсных ППН, например [57,102]. Подробное рассмотрение этих моделей показывает, что они вытекают из тех же усредненных дифференциальных уравнений ППН, что и структурные усредненные модели. На рисунке 1.9 приведена линеаризованная усредненная модель понижающего ППН [29,102], которая приведена в соответствие с принятыми в России обозначениями и терминологией. Аналогичные модели существуют для повышающего и инвертирующего ППН [82,111,112].

Нетрудно видеть, что линеаризованная модель (рисунок 1.9) соответствует уравнениям (1.12), но без учета $u_{\text{д.пр}}$ и $i_{\text{н.д.ср}}$. Следует уравнение

$$\Delta u_{\text{вых.ср}} = Z(p) \Delta i_{\text{L.c.}} ,$$

поскольку Δi_L протекает через параллельное соединение выходного конденсатора и сопротивления нагрузки, образующих операторное сопротивление $Z(p)$. Кроме того получаем уравнение

$$\left(\Delta u_{\text{вх.ср}} + \frac{u_{\text{вх.ср}}\Delta\gamma}{\gamma}\right)\gamma - \Delta u_{\text{вых.ср}} = (Lp + r)\Delta i_{\text{L.c.}}\ ,$$

из которого следует

$$\Delta i_{L.\text{сс}} = \frac{1}{(Lp + r)}\left(\Delta u_{\text{вх.ср}}\gamma + u_{\text{вх.ср}}\Delta\gamma - \Delta u_{\text{вых.ср}}\right),$$

совпадающее с первым уравнением (1.12) при $u_{\text{д.пр}}$=0, и $i_{\text{н.д.ср}}$=0.

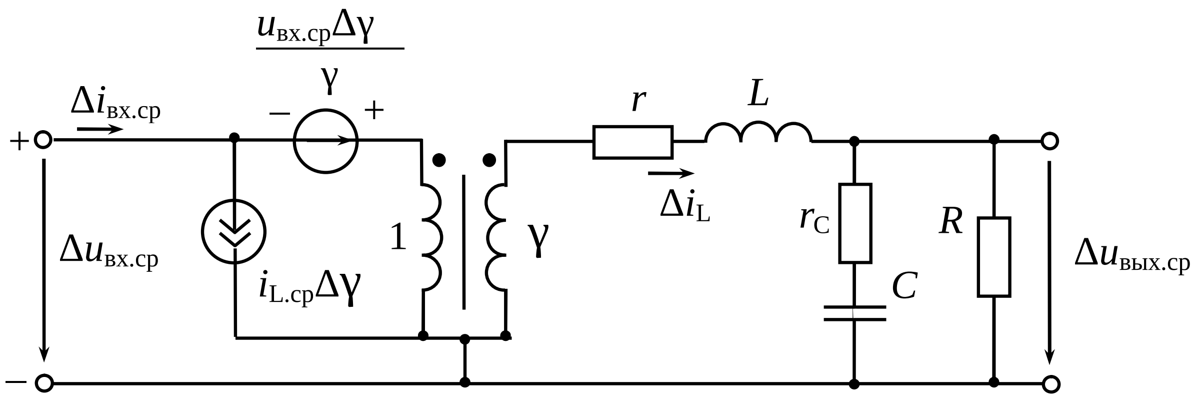


Рисунок 1.9 – Линеаризованная усредненная модель понижающего импульсного преобразователя

Модель на рисунке 1.9 не удобна для практического использования, поскольку ее невозможно сочленять со структурной схемой системы управления. Введение идеального трансформатора с коэффициентом трансформации γ также вряд ли удобно, о чем свидетельствует множество схемных моделей, в которых этот трансформатор отсутствует [69,87,113].

В работе [113] для понижающего ППН в РПТ предложена нелинейная схемная модель, показанная на рисунке 1.10, где $u_{\text{д.ср}}$ $i_{\text{вх.ср}}$ $i_{L.\text{ср}}$ – средние за период переключений значения напряжения на обратном диоде, входного тока и тока дросселя, определяемые выражениями

$$u_{\text{д.ср}} = u_{\text{вых.ср}}\,,$$

$$i_{\text{вх.ср}} = \frac{T}{2L}\gamma^2\left(u_{\text{вх.ср}} - u_{\text{вых.ср}}\right),$$

$$i_{L.\text{сс}} = \frac{T}{2L}\gamma^2\,\frac{u_{\text{вх.ср}}\left(u_{\text{вх.ср}} - u_{\text{вых.ср}}\right)}{u_{\text{вых.ср}}}\,.$$

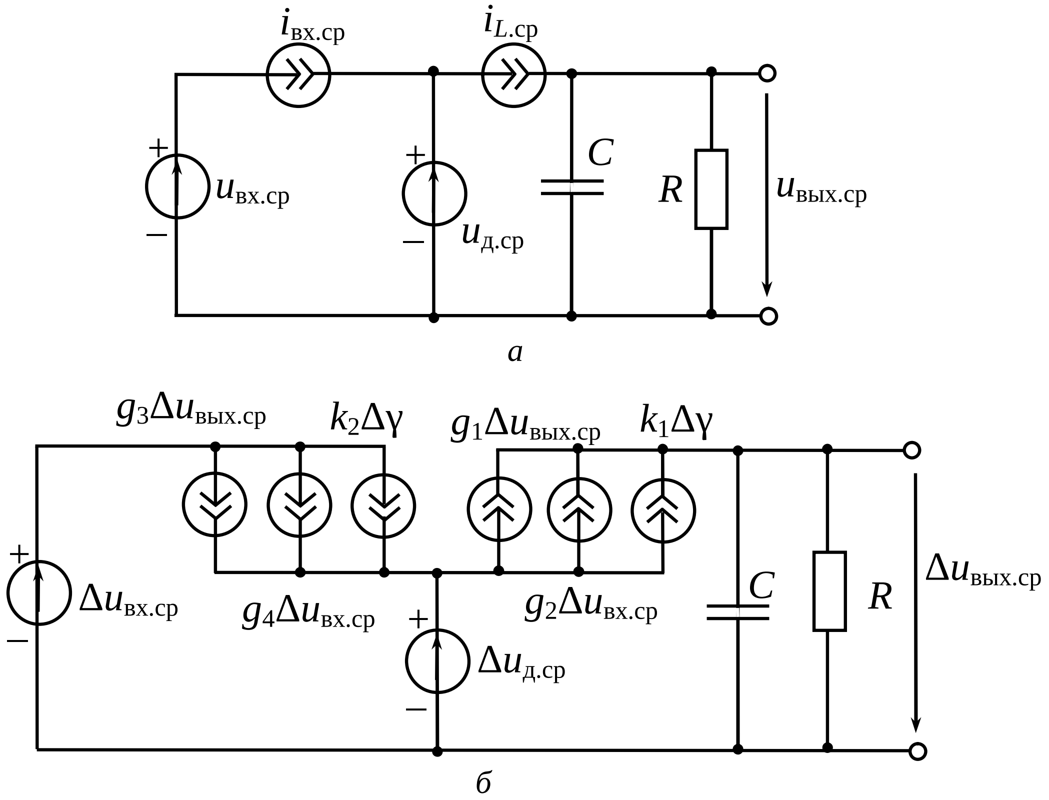


Рисунок 1.10 – Усредненные схемные динамические модели понижающего ППН в РПТ: а) нелинейная, *б*) линеаризованная

Приведена так же линеаризованная усредненная динамическая модель для РПТ (рисунок 1.10, *б*), имеются выражения для коэффициентов g_i, i=1÷4, k_j, j=1÷2. К сожалению, токи и напряжения, входящие в схему, не могут быть определены непосредственно из схемы, в отличие от схемы на рисунке 1.9. Поэтому эти схемы (рисунок 1.10) строго говоря, не являются схемными моделями.

1.4 Состояние исследований динамики импульсных ППН

Динамика импульсных ППН зависит не только от силовой части, но и от системы управления. Находят широкое применение одноконтурные и двухконтурные системы управления ППН. Второй контур управления обычно используется для улучшения динамики системы, а в корректорах коэффициента мощности – для обеспечения регулирования входного тока по синусоидальному закону. В большинстве микросхем, предназначенных для создания двухконтурной системы управления ППН, используется упрощенный токовый контур и лишь в корректорах коэффициента мощности – полный токовый контур со своим регулятором тока.

В 70-х – 80-х годах прошлого столетия в СССР активно разрабатывались точные методы исследования импульсных преобразователей. Наиболее интересные результаты были получены Шипилло В.П. и Поздеевым А.Д. с учениками [55,59,60]. Ряд авторов разрабатывал качественные методы исследования импульных преобразователей на фазовой плоскости [35]. Однако рассматривались в основном системы невысокого порядка, большое внимание уделялось нахождению критериев устойчивости замкнутых систем.

В 90-х годах и последующий период активность в области точных методов исследований импульсных преобразователей в России существенно снизилась. Это в какой-то мере было связано с преувеличенными надеждами на возможности использования стандартных программ PSpice, MatLab/Simulink и др [48,49], в то время как результаты, полученные с помощью этих программ, требуют проверки на экспериментальных макетах, либо точными методами. Продолжалась разработка методов качественного исследования импульсных ППН с использованием разностных уравнений, например [44]. Однако в [44] и других публикациях рассматривались только системы не выше второго порядка с обратной связью только по напряжению и пропорциональным регулятором.

Анализ зарубежных публикаций показывает непрерывное возрастание их числа, расширение круга стран, специалисты которых участвуют в разработке этой тематики.

Во многих работах исследуются нестандартные схемы управления ППН, обеспечивающие оптимальное управление и адаптивное управление [74,77,101,114,115,], системы с нелинейной коррекцией [107], системы управления с нейронными сетями [92-96]. Например, работа [74] посвящена получению оптимальных процессов с ограничением тока дросселя в понижающем

ППН с цифровым управлением, используется математический аппарат фазовой плоскости в координатах напряжение ошибки – ток выходного конденсатора; рассматриваются реализации подобных систем и приводится их экспериментальное исследование.

В работе [115] исследуется понижающий импульсный преобразователь со входным напряжением 5 В, выходным напряжением 1,5 В и током нагрузки до 5 А, с релейным управлением, в котором основным элементом системы управления является гистерезисный компаратор (релейный элемент). Получена высокая стабильность выходного напряжения при изменениях тока нагрузки, выполнен анализ устойчивости, при этом используется малосигнальная эквивалентная схема, показанная на рисунке 1.9.

В связи с повышением частоты переключений f появилась необходимость учета эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора r_C, поскольку частота $1/\tau_C$, где $\tau_C = r_C C$, оказывается в полосе пропускания контуров управления ППН.

Для многих современных цифровых устройств, например устройств на ПЛИС, разрабатываются источники питания с низким выходным напряжением 5; 3,3; 1,8; 1,2 В, в которых приходится учитывать прямое падение напряжения $u_{\text{д.пр}}$ на силовом диоде ППН. Это требует корректировки ранее разработанных динамических моделей и методик расчета, и проектирования. Появились новые требования к динамическим показателям ППН, например, в источниках питания для ПЛИС требуется [58]: 1) ограничить параметры переходного процесса при включении питания, обеспечивая при этом ток порядка 1-2 А, отсутствие перерегулирования по напряжению при включении, а также определенное время переходного процесса, указанное в технической документации миросхем ПЛИС; 2) максимально избавиться от высокочастотного шума в системе питания, например за счет разделения линий питания различных устройств и правильной разводки печатной платы.

В работе [83] показана возможность улучшения переходных процессов в понижающем ППН при использовании цифрового ПИД-регулятора по сравнению с ППН с аналоговым ПИД-регулятором.

Появление новых силовых полупроводниковых приборов, улучшение параметров ранее выпускавшихся приборов также приводит к необходимости расширения исследований в области динамики импульсных ППН.

Расширение применения цифровых систем управления ППН также требует разработки новых методик анализа и расчета ППН, поскольку сказывается наличие АЦП и ЦАП, а также по сравнению с аналоговыми системами управления существенно возрастает запаздывание в контуре управления.

Необходимо отметить широкое распространение частотных методов анализа и синтеза импульсных ППН, проведение тщательных экспериментов на установках, выполненных на современной элементной базе (уже встречаются экспериментальные работы использующие *SiC* транзисторы и диоды).

Много работ посвящено учету влияния электромагнитных помех на функционирование и характеристики ППН [68,80,81,89,98].

К недостаткам известных работ можно отнести: 1) отсутствие точных выражений для дискретных передаточных функций ППН в РНТ и РПТ; 2) в связи с этим отсутствуют и частотные характеристики, рассчитываемые по точным соотношениям; 3) приводимые запасы устойчивости и выводы об устойчивости ППН требуют проверки по точным дискретным соотношениям; 4) практически отсутствуют расчетные соотношения, позволяющие точно учесть влияние возмущающих воздействий.

Например, дискретные передаточные функции вида (1.11), выводимые из линеаризованных разностных уравнений [78,90,91] вида (1.10), являются строгими, но не позволяют учесть процессы между моментами дискретизации. Кроме того, поскольку не используются явные выражения для переходных матриц $e^{\mathbf{A}_i t}$, которые представляются первыми двумя членами ряда, вычисляемые передаточные функции оказываются приближенными, причем погрешности вычислений не оцениваются. Исключением являются работы, в которых рассматривается только силовая часть понижающего [84], повышающего [104] и инвертирующего [67,88] ППН и используется переходная матрица с точно расшифрованными ее элементами. Кроме того в этих работах используется только простое *z*-преобразование.

Передаточные функции, выводимые из линеаризованных разностных уравнений, в большинстве работ получены для ППН с цифровыми системами управления, в которых в отличие от аналоговых присутствуют АЦП и ЦАП [74,76,83]. Поэтому эти передаточные функции лишь приближенно могут быть распространены на ППН с аналоговыми системами управления, в предположении, что на выходе силовой части между делителем напряжения и входом усилителя ошибки установлен экстраполятор нулевого порядка, который аппроксимирует плавно изменяющееся выходное напряжение ППН в ступенчатую кривую. Реально же при аналоговом управлении приходится определять *z*-передаточную функцию всего разомкнутого контура, включающую силовую часть и систему управления.

Вместо точного определения *z*-передаточных функций разомкнутой системы импульсного ППН в настоящее время широко используется приближенный метод перехода от *s*-передаточных функций (или *p*-передаточных функций) отдельных узлов к *z*-передаточным функциям этих узлов, основанный на численном интегрировании методом трапеций [54]. При этом выполняется замена вида

$$s = \frac{2}{T}\frac{z-1}{z+1}. \qquad (1.14)$$

Такая замена согласуется с переходом от обычной круговой частоты ω к псевдочастоте λ при построении частотных характеристик импульсных систем и основывается на *w*-преобразовании

$$z = \frac{1+w}{1-w},$$

откуда при замене $z=e^{j\omega T}$, $w=j\lambda T/2$ следует

$$j\lambda = \frac{2}{T}\frac{e^{j\omega T}-1}{e^{j\omega T}+1}.$$

тогда при $\omega << 2/T$ следует $\lambda \approx \omega$ [40].

Следовательно, замена (1.14) справедлива при работе в области низких частот.

Точный метод основывается на соотношении $z = e^{sT}$, или на подстановке $s = \ln z / T$, но тогда получаются очень неудобные для использования выражения содержащие ln*z*.

В работе [6] было дано систематическое изложение динамических моделей импульсных ППН понижающего, повышающего и инвертирующего типов с различными системами управления, приведены примеры использования этих моделей для анализа и синтеза импульсных ППН. Показано, что подходы, предлагаемые автором для обоснования структурных динамических моделей импульсных преобразователей указанных типов, пригодны для комбинированных импульсных ППН [9] и для ППН с последовательным резонансным инвертором [4].

Из последних опубликованных работ наиболее близкими к предлагаемой работе по исследуемой схеме, являются статьи [61,62,85]. Наиболее близкой по методам исследования к предлагаемой работе является статья [85], в которой рассматривается понижающий ППН с входным напряжением 3 В, выходным 1,8 В, но вместо регулирующего транзистора и обратного диода используется единый узел – синхронный переключатель, благодаря чему частота переключений повышена до 600 кГц. Однако, как видно из статьи, исследования находятся на начальной стадии. Получено линеаризованное разностное уравнение в самом общем виде, которое не позволяет выполнить анализ частотных характеристик и показателей качества переходных процессов.

То, что и специалисты из других стран проводят исследование динамики рассматриваемой в данной работе схемы, является еще одним подтверждением актуальности темы диссертации.

1.5 Выводы

1. Обзор литературы показывает, что исследования в области динамики импульсных ППН проводятся широким фронтом, интерес к этой тематике не затухает, а только возрастает, особенно в англоязычной литературе.

2. К точным методам исследования относится использование разностных уравнений в векторно-матричной форме, когда приходится определять переходную матрицу системы. К сожалению, в имеющихся результатах используются приближенные выражения для переходной матрицы и лишь в некоторых работах, посвященных разработке дискретной модели для силовой части ППН, выводятся явные выражения для элементов переходной матрицы силовой части.

3. Широкое распространение получили частотные методы исследования динамики ППН, особенно с использованием логарифмических частотных характеристик, поскольку они позволяют определять такие показатели качества переходных процессов, как запасы устойчивости по фазе и амплитуде, показатель колебательности, полоса пропускания системы.

4. Появляется много работ, посвященных исследованиям импульсных преобразователей с использованием z-передаточных функций, поскольку при этом возможно получение более достоверных результатов, чем при использовании усредненных методов.

5. К недостаткам известных методов исследования с использованием z-передаточных функций, выводимых из точных разностных уравнений относится то, что получаются соотношения, которые описывают процессы только в дискретные моменты времени, не учитывающих пульсации токов и напряжений в реальных ППН. Кроме того, не учитывается влияние возмущений по входному напряжению и току нагрузки.

6. Методы, основанные на замене (1.14) являются приближенными и полученные по ним результаты сами требуют проверки по точным соотношениям.

7. Актуальным является развитие методов исследований, основанных на точном определении *z*-передаточной функции с использованием смещенного *z*-преобразования, поскольку они позволяют не только использовать методы, основанные на анализе расположения корней на *z*-плоскости, и на построении точных частотных характеристик ППН, но и учитывать процессы между моментами дискретизации. При этом целесообразно учитывать влияние возмущений по входному напряжению и току нагрузки.

ГЛАВА 2 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

2.1 Описание принципиальной схемы преобразователя

Далее исследуется понижающий ППН с системой управления, синтезированной с использованием усредненной динамической модели, который представлен на рисунке 2.1, и в котором система управления построена на микросхеме UC3573 с невысокой степенью интеграции [11,12].

Напряжение питания микросхемы V_{CC} подается на вывод 4 со входа силовой части ($V_{CC} = u_{вх}$) и необходимо для питания выходного драйвера микросхемы. Для питания остальных узлов используется внутренний стабилизатор с выходным напряжением $V_{REF} = 3$ В (вывод 8 – *REF*). Частота задающего генератора ЗГ определяется емкостью конденсатора C_T, присоединяемого к выводу 7 (*RAMP*). На этом выводе формируется пилообразное напряжение $u_п(t)$, изменяющееся в пределах от 0,5 до 3,5 В (см. рисунок 2.2). Тактовые импульсы $u_т$ формируются на другом выходе задающего генератора во время обратного хода пилообразного напряжения [12].

На неинвертирующий вход усилителя ошибки *DA*1 подается опорное напряжение $U_{оп} = 1{,}5$ В, получаемое внутри микросхемы делителем напряжения с коэффициентом передачи 0,5 от источника опорного напряжения V_{REF}. На инвертирующий вход *DA*1 подается напряжение $K_д u_{вых}$, где коэффициент передачи делителя напряжения, выполненного на резисторах *R*3, *R*4, $K_д = R_4/(R_3 + R_4)$, берется равным $K_д = U_{оп}/U_{вых}$. Выходное напряжение усилителя ошибки $u_{уо}$ поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора *DA*3 и сравнивается с пилообразным напряжением $u_п(t)$, подаваемым на неинвертирующий вход *DA*3 [12].

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы микросхемы в составе понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления, представлены на рисунке 2.2, *а* и *б*. В точке пересечения нарастающего участка кривой $u_п(t)$ с $u_{уо}(t)$ на выходе компаратора формируется положительный импульс $u_к(t)$, который заканчивается во второй точке пересечения кривых $u_п(t)$ и $u_{уо}(t)$, что происходит во время обратного хода пилообразного напряжения [12].

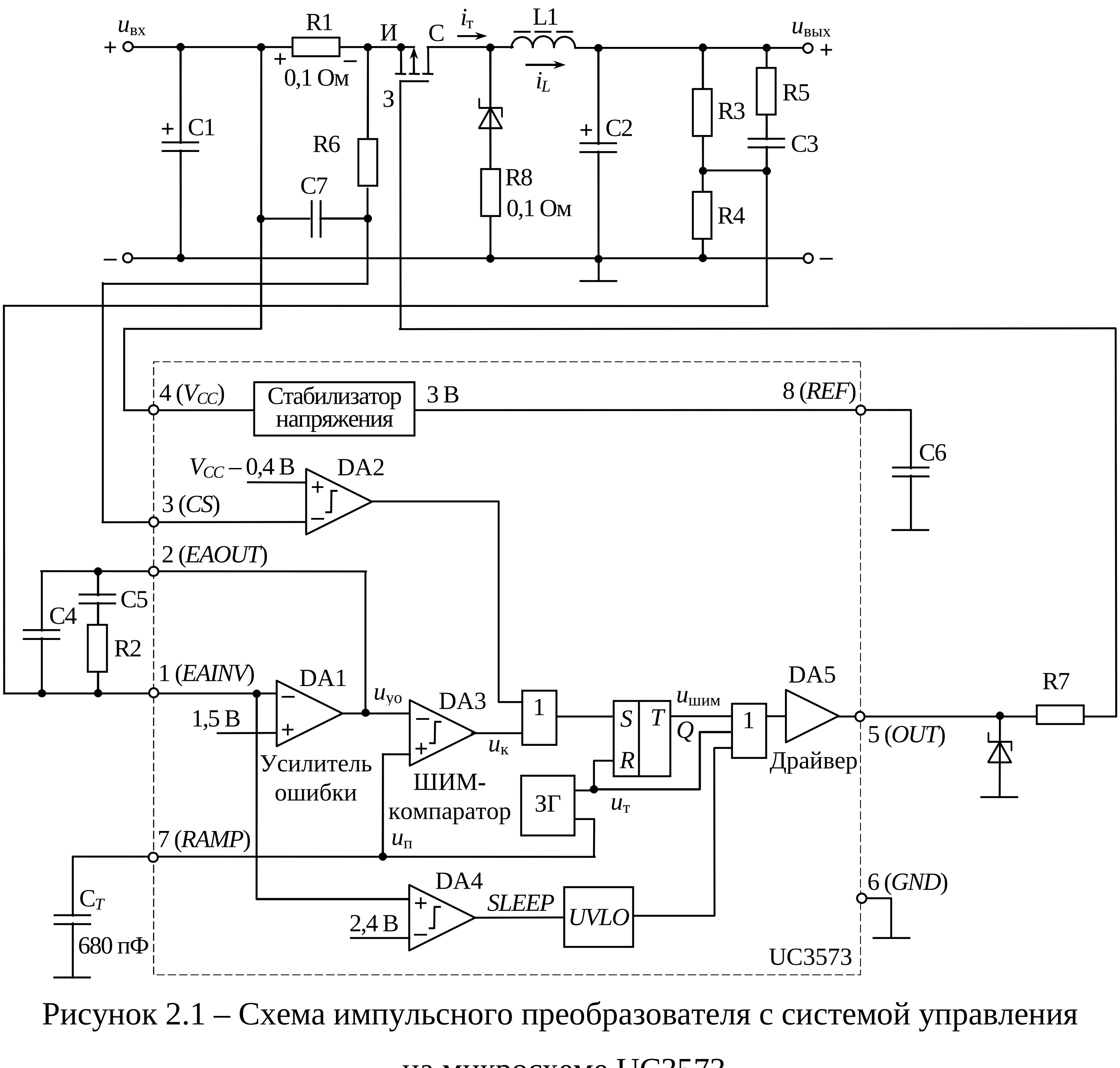


Рисунок 2.1 – Схема импульсного преобразователя с системой управления на микросхеме UC3573

В момент начала импульса $u_к(t)$ срабатывает триггер ШИМ и на его выходе Q появляется положительный импульс $u_{шим}$. Сброс триггера происходит в начале очередного тактового импульса $u_т$.

Поскольку на входы логического элемента ИЛИ, включенного между выходом триггера и входом выходного усилителя мощности $DA5$ (драйвера), подаются выходное напряжение триггера и тактовый импульс $u_т$, то на выходе этого элемента формируется положительный импульс, начинающийся в момент срабатывания ШИМ-компаратора и оканчивающийся в момент окончания тактового импульса [12].

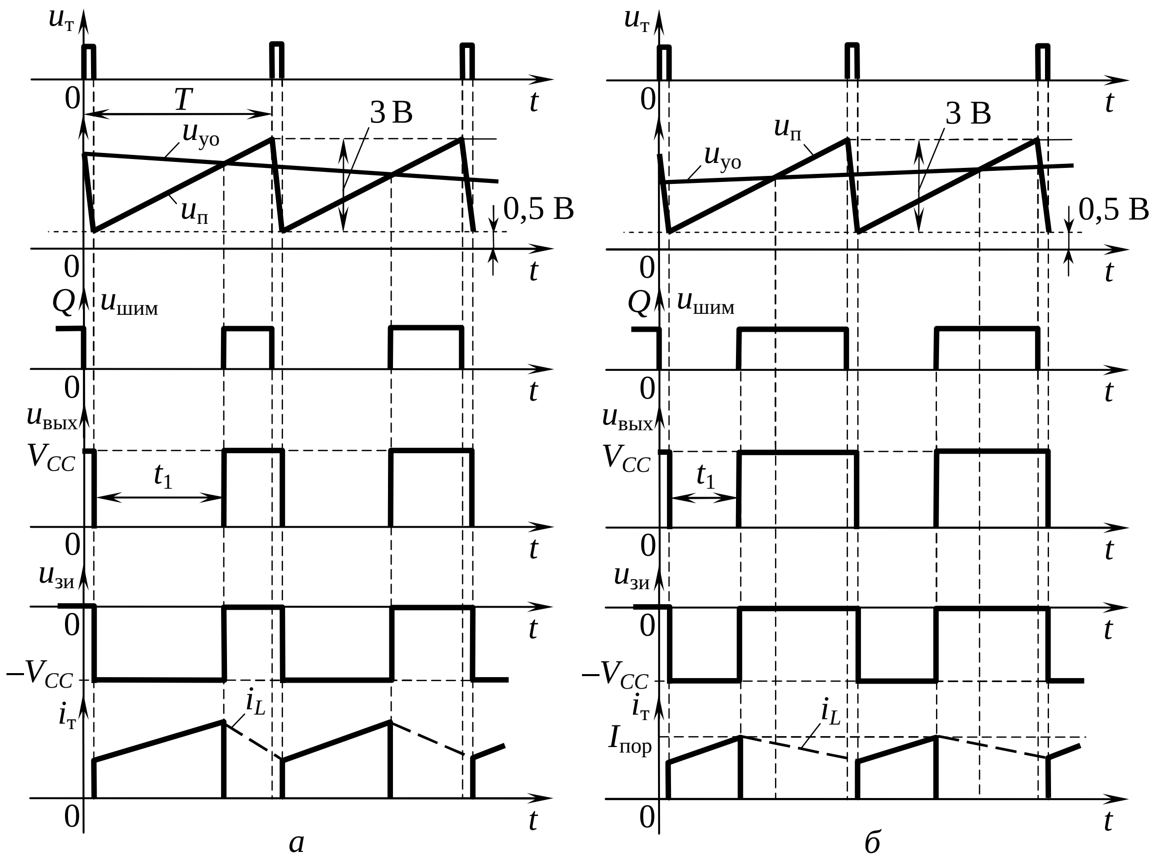


Рисунок 2.2 – Идеализированные временные диаграммы, поясняющие функционирование микросхемы UC3573 в нормальном режиме (*а*) и в режиме ограничения тока (*б*)

Инвертированный импульс $u_{вых}$ такой же длительности формируется на выходе 5 (*OUT*) микросхемы. Таким образом, выходной импульс микросхемы, определяющий время закрытого состояния силового транзистора, удлиняется по сравнению с импульсом $u_{\text{шим}}$ на время, равное длительности тактового импульса. Эта разность в длительности определяется нерегулируемой частью выходного импульса и называется «мертвое время» ШИМ. Длительность запирающего сигнала на затворе силового транзистора не может быть меньше «мертвого времени» [12].

Управление силовым транзистором в понижающем импульсном преобразователе усложняется тем, что он находится в так называемом верхнем расположении. В связи с этим в схеме на рисунке 2.1 используется МДП-транзистор с каналом *p*-типа, обладающий меньшим быстродействием, чем транзистор с каналом *n*-типа. Напряжение затвор-исток транзистора в схеме на рисунке 2.1 определяется равенством

$$u_{\text{зи}} = u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}} + R_{\text{дт}} i_{\text{т}} \approx u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}$$

и условие отпирания транзистора имеет вид

$$u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}} < -U_{\text{т.пор}},$$

$u_{\text{вых}}$ – выходное напряжение микросхемы, $-U_{\text{т.пор}}$ – пороговое напряжение затвор-исток, при котором транзистор отпирается. Таким образом, при $u_{\text{вых}} = 0$ между затвором и истоком действует отрицательное напряжение $-u_{\text{вх}}$, что обеспечивает надежное отпирание транзистора. При амплитудном значении выходного импульса микросхемы, примерно равном $V_{CC} = u_{\text{вх}}$ имеем $u_{\text{зи}} = 0$, что обеспечивает закрытое состояние транзистора. Строго говоря, для ограничения выходного тока микросхемы при отпирании силового МДП-транзистора, когда его входная емкость заряжается, и при запирании, когда эта емкость разряжается, между выводом 5 (*OUT*) и затвором силового транзистора необходимо включить резистор с сопротивлением 10-20 Ом [12].

Если бы в схеме на рисунке 2.1 использовался МДП-транзистор с каналом *n*-типа, то для поддержания открытого состояния транзистора, в котором потенциалы истока и стока транзистора примерно равны $u_{\text{вх}}$, на затвор необходимо было бы подать напряжение, по крайней мере на несколько вольт превышающее входное $u_{\text{вх}}$. Для этого используются специальные схемы драйверов [12].

Работа схемы в режиме ограничения тока силового транзистора иллюстрируется на рисунке 2.2, *б*. На инвертирующий вход компаратора *DA*2 поступает напряжение $u_{вх} - R_{дт} i_{т}$, где $u_{вх} = V_{CC}$, $R_{дт} = R_1$, $i_{т}$ – ток силового транзистора, на неинвертирующий вход компаратора подано напряжение $V_{CC} - U_{пор}$, где V_{CC} – напряжение питания микросхемы, $U_{пор} = 0{,}4$ В – пороговое напряжение, определяющее уровень ограничения тока. Компаратор *DA*2 (см. рисунок 2.1) срабатывает, когда напряжение на его неинвертирующем входе становится больше, чем на инвертирующем, т.е. выполняется условие

$$V_{CC} - U_{пор} > u_{вх} - R_{дт} i_{т},$$

откуда при $u_{вх} = V_{CC}$ следует

$$i_{т} > I_{пор} = \frac{U_{пор}}{R_{дт}}.$$

При срабатывании компаратора *DA*2 на его выходе формируется логическая 1, которая через элемент ИЛИ проходит на *S*-вход триггера. В результате этого триггер, как показано на рисунке 2.2, *б*, срабатывает раньше момента времени, когда пересекаются кривые $u_{п}(t)$ и $u_{уо}(t)$. Силовой транзистор запирается в момент, когда ток силового транзистора достигает значения $I_{пор}$ и происходит ограничение амплитудного значения тока транзистора, а также силового дросселя [12].

Передаточная функция *LC*-фильтра силовой части $W_{ф}(p)$ определяется выражением

$$W_{ф}(p) = \frac{K_{ф}(1 + \tau_C p)}{1 + 2\zeta_{ф} T_{ф} + T_{ф}^2 p^2} = \frac{K_{ф}(1 + \tau_C p)}{T_{ф}^2 \left[\left(p + \alpha_{ф} \right)^2 + \omega_{ф}^2 \right]}, \qquad (2.1)$$

где $K_{ф} = R/(R+r)$ – коэффициент передачи фильтра на постоянном токе; R – сопротивление нагрузки силовой части (нагрузка предполагается состоящей из параллельно соединенных активного сопротивления R и дополнительного тока нагрузки $i_{н.д}$); $T_{ф}$ и $\zeta_{ф}$ – постоянная времени и коэффициент демпфирования фильтра, определяемые как

$$T_{ф} = \sqrt{\frac{R + r_C}{R + r} LC}\,; \qquad (2.2.1)$$

$$\zeta_{\text{ф}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R+r_C}{R+r}}\left[\frac{1}{R+r_C}\sqrt{\frac{L}{C}} + \left(r + R \parallel r_C\right)\sqrt{\frac{C}{L}}\right]; \qquad (2.2.2)$$

$$\alpha_{\text{ф}} = \frac{\zeta_{\text{ф}}}{T_{\text{ф}}};\ \omega_{\text{ф}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ф}}^2} - \alpha_{\text{ф}}^2}; \qquad (2.3)$$

L – индуктивность дросселя фильтра; C – емкость выходного конденсатора; r – активное сопротивление цепи дросселя, учитывающее активные сопротивления обмотки дросселя и открытого силового транзистора (и силового диода); $\tau_C = r_C C$ [6,9,11,12,39].

Используя частотный метод синтеза [10], была определена передаточная функция корректирующего устройства. Для этого была построена асимптотическая ЛАЧХ неизменяемой части, которая определяется амплитудно-частотной характеристикой, получаемой из выражения (2.1) и желаемая асимптотическая ЛАЧХ системы. Параметры желаемой ЛАЧХ были выбраны таким образом, чтобы в окрестности частоты среза $\omega_{\text{ср}}$ ее наклон был равен –20 дБ/дек. Параметры ЛАЧХ в данной области частот определяют запас устойчивости системы, вид и время затухания переходного процесса. При наклоне среднечастотного участка больше чем 20 дБ/дек трудно обеспечивать приемлемые запасы устойчивости и перерегулирование. Частота среза $\omega_{\text{ср}}$ связана со временем переходного процесса и определяет быстродействие и полосу пропускания частот в замкнутой системе. Сопрягающие асимптоты слева и справа были выбраны с наклоном –40 дБ/дек, а низкочастотный участок желаемой ЛАЧХ –20 дБ/дек. Параметры желаемых ЛАЧХ в низкочастотной области влияют на точность регулирования в установившемся режиме.

На рисунке 2.3 показаны асимптотические ЛАЧХ неизменяемой части L_0, желаемая ЛАЧХ системы $L_{\text{ж}}$ и ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства $L_{\text{уо}}$, которая определяется как разность $L_{\text{уо}} = L_{\text{ж}} - L_0$. Затем по ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства определяется передаточная функция УО $W_{\text{уо}}(p)$, которая описывается выражением вида [11]

$$W_{\text{уо}}(p) = \frac{K_{\text{уо}}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_1 p)(1+T_2 p)}, \qquad (2.4)$$

где $\tau_1 > \tau_2 > T_1 > T_2$; $K_{уо}$ – коэффициент усиления УО.

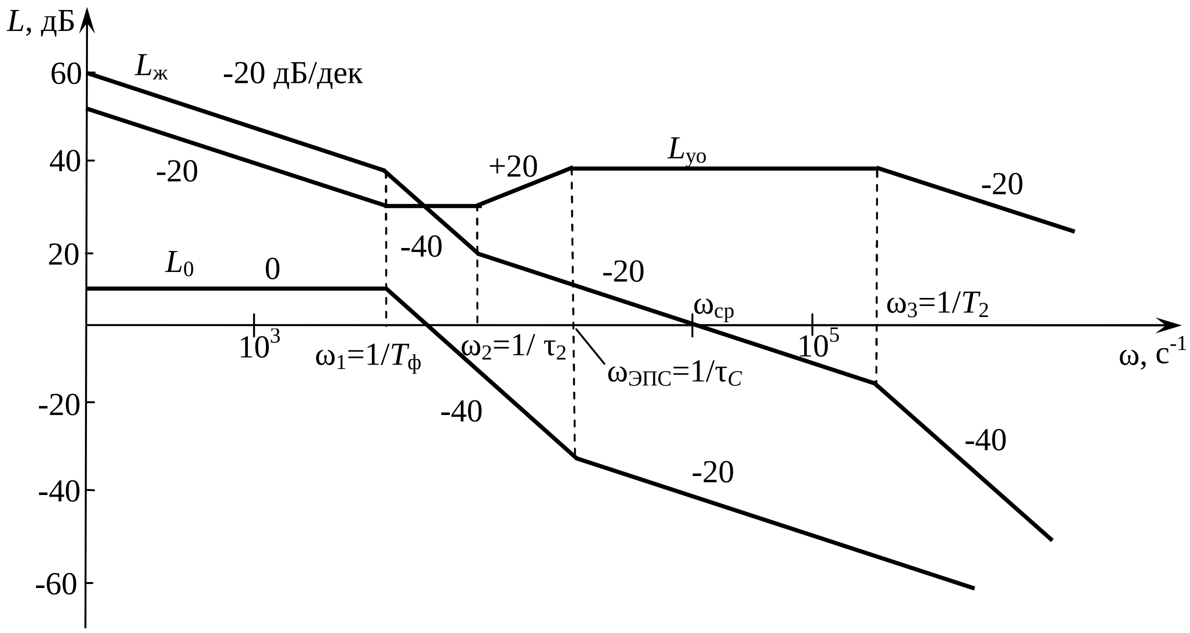


Рисунок 2.3 – Асимптотические логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ): L_0 – неизменяемой части; $L_ж$ – желаемой ЛАЧХ; $L_{уо}$ – последовательного корректирующего устройства

На рисунке 2.4 показана схема последовательного корректирующего звена, имеющего передаточную функцию (4) и его асимптотическая ЛАЧХ.

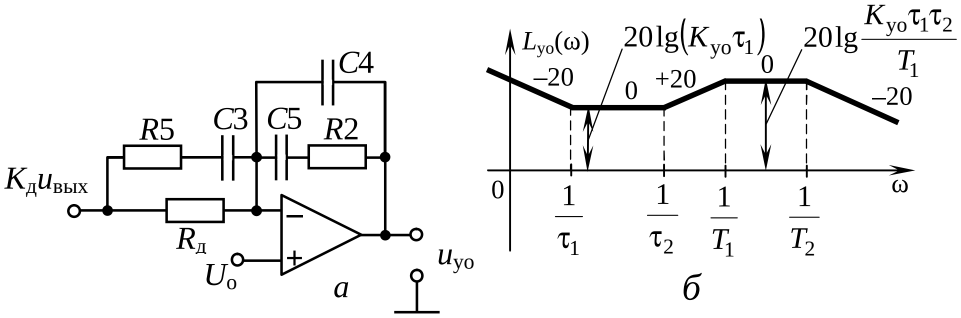


Рисунок 2.4 – Схема последовательного корректирующего звена, используемого на рисунке 2.1 (*а*); его асимптотическая ЛАЧХ (*б*)

Выходное напряжение силовой части $u_{вых}$ подается на инвертирующий вход УО через резистивный делитель с коэффициентом передачи $K_д$<1, на другой вход УО подается опорное напряжение $U_{оп}$; задающее напряжение системы $U_з = U_{оп} / K_д$.

Передаточная функция непрерывной части системы представляет собой произведение [24,25]

$$W(p) = K_{д} K_{ШИМ} u_{вх} W_{уо}(p) W_{ф}(p),$$

откуда с учетом выражений (1) и (4) получаем

$$W(p) = \frac{K_{нч}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)(1+\tau_C p)}{p(1+2\zeta_{ф} T_{ф} + T_{ф}^2 p^2)(1+T_1 p)(1+T_2 p)}, \quad (2.5)$$

где $K_{нч}$ – коэффициент усиления непрерывной части, определяемый как

$$K_{нч} = K_{д} K_{ШИМ} K_{ф} K_{уо} u_{вх}, \quad (2.6)$$

$К_{ШИМ}$ – коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора, определяемый при модуляции спада импульса выражением

$$\frac{K_{шим}}{T} = F \frac{T}{U_{п}} \frac{1}{T} = \frac{F}{U_{п}},$$

где F – фактор пульсаций; $U_{п}$ – амплитуда пилообразного напряжения.

2.2 Вывод выражения передаточной функции разомкнутой системы в РНТ

Методики синтеза систем управления импульсными преобразователями, появившиеся еще в 70-х годах прошлого столетия [57], продолжают совершенствоваться и уточняться по мере улучшения параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов и микросхем управления [71]. При синтезе, как правило, используются линеаризованные усредненные (непрерывные) динамические модели импульсного преобразователя [11,12,57,71], обосновываемые тем, что частота среза $\omega_{ср}$ амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) непрерывной структурной модели разомкнутого контура преобразователя выбирается, по крайней мере, в 5-10 раз меньше частоты переключений $\omega=2\pi f$. Современные методики синтеза импульсных преобразователей [11,12,71] отличаются от старых [57], в частности, учетом влияния на частотные характеристики контура регулирования выходного напряжения преобразователя эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора

(ЭПС) r_C. Это влияние необходимо учитывать, поскольку частота ω_C=1/τ_C оказывается в полосе пропускания разомкнутого контура (здесь τ_C= $r_C C$, C – емкость выходного конденсатора). *LC*-фильтр совместно с нагрузкой преобразователя представляет собой колебательное звено, частотные характеристики которого сильно ухудшаются с уменьшением коэффициента демпфирования фильтра $\zeta_ф$. Чтобы не допустить сильного ухудшения частотных характеристик системы управления, в частности, уменьшения запаса устойчивости по фазе с уменьшением коэффициента $\zeta_ф$, предложено выбирать частоту среза $\omega_{ср}$ на порядок больше резонансной частоты фильтра [11,12]. Однако влияние параметров *LC*-фильтра и частоты переключений на показатели качества переходного процесса в системе до сих пор недостаточно исследовано.

Особенности частотного метода синтеза одноконтурных систем управления импульсными преобразователями с использованием их непрерывных динамических моделей и примеры синтеза конкретных систем рассмотрены в работах [11,12]. Однако, поскольку синтезированная система, строго говоря, является дискретной, наибольшую достоверность результатов синтеза обеспечивает только использование дискретных динамических моделей импульсного преобразователя, к которым относятся дискретные структурные динамические модели [6,9,39] и разностные уравнения [28].

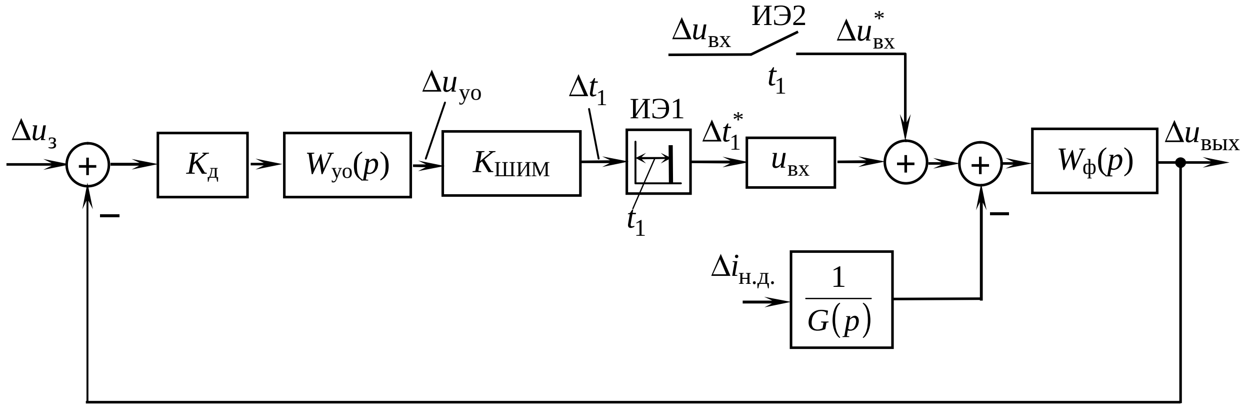


Рисунок 2.5 – Линеаризованная дискретная структурная динамическая модель исследуемой системы

Представленная на рисунке 2.5 структурная схема позволяет рассчитывать переходные характеристики системы, учитывающие ее реакцию на изменения задающего воздействия $\Delta u_з$, а также нестабильность выходного напряжения, вызванную изменениями входного напряжения силовой части $\Delta u_{вх}$ и тока нагрузки $\Delta i_{н.д}$.

Изображение по Лапласу сигнала на входе идеального импульсного элемента ИЭ1 представим в виде суммы [24,25]

$$\Delta t_1(p) = -W(p)\Delta t_1^*(p) + \Delta t_{1вн}(p), \tag{2.7}$$

где $\Delta t^*_1(p)$ – изображение сигнала на выходе идеального импульсного элемента ИЭ1; $\Delta t_{1вн}(p)$ – изображение составляющей сигнала на входе ИЭ1, вызванной внешними воздействиями $\Delta u^*_{вх}(t)$ и $\Delta i_{н.д}(t)$, определяемое выражением

$$\Delta t_{1вн}(p) = K_д K_{ШИМ} W_{уо}(p)\Delta u_з(p) - \frac{1}{u_{вх}} W(p)\Delta u^*_{вх}(p) + \frac{W(p)}{u_{вх}G(p)}\Delta i_{н.д}(p); \tag{2.8}$$

$\Delta u^*_{вх}(p)$ – изображение сигнала на выходе ключа ИЭ2; $\Delta u_з(p)$ и $\Delta i_{н.д}(p)$ – изображения задающего воздействия и тока $\Delta i_{н.д}(t)$.

Уравнение разомкнутой импульсной системы найдем, подвергнув равенство (2.7) смещенному z-преобразованию:

$$\Delta t_1(z,\varepsilon) = \Delta t_{1вн}(z,\varepsilon) - \begin{cases} z^{-1}W(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) \text{ при } 0 \le \varepsilon \le \varepsilon_1, \\ W(z,\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) \text{ при } \varepsilon_1 \le \varepsilon \le 1, \end{cases} \tag{2.9}$$

где z-изображение $\Delta t_{1вн}(z,\varepsilon)$ получается преобразованием выражения (2.8); $\varepsilon_1=t_1/T$.

Полагая в выражении (2.9) $\varepsilon = \varepsilon_1$ и решая получающееся при этом уравнение, найдем величину

$$\Delta t_1(z,\varepsilon_1) = \frac{\Delta t_{1вн}(z,\varepsilon_1)}{1+z^{-1}W(z,1)}, \tag{2.10}$$

входящую в правые части выражений (2.9).

Согласно (2.10) характеристическое уравнение замкнутой системы есть

$$1 + z^{-1}W(z,1) = 0. \tag{2.11}$$

Для расчета переходных процессов необходимо воспользоваться z-изображением

$$\Delta u_{\text{вых}}(z,\varepsilon)=\Delta u_{\text{вых.возм}}(z,\varepsilon)+\begin{cases} z^{-1}u_{\text{вх}}W_{\text{ф}}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) \ \text{при}\, 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1, \\ u_{\text{вх}}W_{\text{ф}}(z,\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1)\ \text{при}\ \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1, \end{cases} \tag{2.12}$$

где $\Delta u_{\text{вых.возм}}(z,\varepsilon)$ – z-изображение составляющей выходного напряжения, вызванного возмущающими воздействиями $\Delta u_{\text{вх}}(t)$ и $\Delta i_{\text{н.д}}(t)$, и определяемое по изображению по Лапласу этой составляющей

$$\Delta u_{\text{вых.возм}}(p)=W_{\text{ф}}(p)\Delta u^{*}_{\text{вх}}-\frac{W_{\text{ф}}(p)}{G(p)}\Delta i_{\text{н.д}}(p);$$

$W_{\text{ф}}(z,\varepsilon)$ – дискретная передаточная функция LC-фильтра, определяемая по передаточной функции (2.1); z-изображение $\Delta t_1(z,\varepsilon_1)$ определяется по формуле (2.10).

Предположим, что постоянная времени выходного конденсатора τ_C скомпенсирована постоянной времени T_1 усилителя ошибки, как это принято при синтезе системы [12]. Тогда передаточная функция непрерывной части (2.5) упрощается:

$$W(p)=\frac{K_{\text{НЧ}}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p\left(1+2\zeta_{\text{ф}}T_{\text{ф}}p+T_{\text{ф}}^2p^2\right)(1+T_2 p)}. \tag{2.13}$$

Представим функцию $W(p)$ суммой простых дробей

$$W(p)=\frac{K_{\text{НЧ}}}{T_{\text{ф}}^2T_2}\left[\frac{A_1p+A_2}{(p+\alpha_{\text{ф}})^2+\omega_{\text{ф}}^2}+\frac{A_3}{p}+\frac{A_4}{p+\dfrac{1}{T_2}}\right], \tag{2.14}$$

где коэффициенты разложения A_i, i=1,…,4, определяемые, например, методом неопределенных коэффициентов, имеют вид

$$A_1=T_2T_{\text{ф}}^2\,\frac{\dfrac{\tau_1\tau_2}{T_{\text{ф}}^2}-\dfrac{(\tau_1+\tau_2)T_2}{T_{\text{ф}}^2}-\left(1-2\alpha_{\text{ф}}T_2\right)}{1-2\alpha_{\text{ф}}T_2+\left(\dfrac{T_2}{T_{\text{ф}}}\right)^2}; \tag{2.15.1}$$

$$A_2=T_{\text{ф}}^2\left[\frac{\tau_1\tau_2}{T_{\text{ф}}^2}-1-\left(1-2\alpha_{\text{ф}}T_2\right)\frac{A_1}{T_2T_{\text{ф}}^2}\right]; \tag{2.15.2}$$

$$A_3 = T_2 T_ф^2; \tag{2.15.3}$$

$$A_4 = T_2 T_ф^2 \frac{\frac{(\tau_1+\tau_2)T_2}{T_ф^2} - \frac{\tau_1\tau_2}{T_ф^2} - \left(\frac{T_2}{T_ф}\right)^2}{1 - 2\alpha_ф T_2 + \left(\frac{T_2}{T_ф}\right)^2}. \tag{2.15.4}$$

С учетом того, что в контуре имеется запаздывающий на $\varepsilon = \varepsilon_1$ импульсный элемент, *z*-передаточная функция разомкнутой системы будет определяться выражением [28]

$$W(z, \varepsilon - \varepsilon_1) = \begin{cases} z^{-1} W(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1), \ 0 \le \varepsilon \le \varepsilon_1, \\ W(z, \varepsilon - \varepsilon_1), \ \varepsilon_1 \le \varepsilon \le 1. \end{cases} \tag{2.16}$$

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

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

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

где $0 \le \varepsilon \le 1$, $d_1 = e^{-\alpha_ф T}$, $d_2 = e^{-T/T_2}$.

2.3 Исследование корней характеристического уравнения замкнутой системы

Анализ корней характеристического уравнения позволяет судить об устойчивости замкнутой системы и определить показатели качества переходных процессов, например, таких как степень устойчивости и колебательность [46,51,56].

Подставляя в равенство (2.11) величину $W(z,1)$, получаемую из (2.16) при $\varepsilon = 1$, приводим характеристическое уравнение к виду [24,25,26]

$$z^4 + c_1 z^3 + c_2 z^2 + c_3 z + c_4 = 0 \qquad (2.17)$$

с коэффициентами

$$c_1 = -\left[(d_2+1) + 2d_1 \cos\omega_ф T\right] +$$

$$+ \frac{K_{НЧ}}{T_ф^2 T_2}\left(d_1 A_1 \cos\omega_ф T + \frac{A_2 - A_1\alpha_ф}{\omega_ф} d_1 \sin\omega_ф T + A_3 + A_4 d_2 \right); \qquad (2.18.1)$$

$$c_2 = d_1^2 + d_2 + 2d_1(d_2+1)\cos\omega_ф T -$$

$$- \frac{K_{НЧ}}{T_ф^2 T_2}\left[A_1 d_1^2 + d_1\left(A_1 \cos\omega_ф T + \frac{A_2 - A_1\alpha_ф}{\omega_ф}\sin\omega_ф T \right)\times\right.$$

$$\left.\times(d_2+1) + +2d_1(A_3 + A_4 d_2)\cos\omega_ф T + (A_3 + A_4)d_2\right]; \qquad (2.18.2)$$

$$c_3 = -\left[d_1^2(d_2+1) + 2d_1 d_2 \cos\omega_ф T\right] +$$

$$+ \frac{K_{НЧ}}{T_ф^2 T_2} d_1 d_2 \left[\left(A_1 \cos\omega_ф T + \frac{A_2 - A_1\alpha_ф}{\omega_ф}\sin\omega_ф T \right) +\right.$$

$$\left. + A_1 d_1^2 (d_2+1) + d_1^2(A_3 + A_4 d_2) + 2d_1 d_2 (A_3 + A_4)\cos\omega_ф T \right]; \qquad (2.18.3)$$

$$c_4 = d_1^2 d_2 . \qquad (2.18.4)$$

Для получения обобщенных зависимостей введем относительные параметры

$$\theta_1 = \frac{\tau_1}{T};\ \theta_2 = \frac{\tau_2}{T};\ \theta_3 = \frac{T_2}{T};\ \theta_ф = \frac{T_ф}{T};\ \alpha_ф T_2 = \zeta_ф \frac{T_2}{T_ф} = \zeta_ф \frac{\theta_3}{\theta_ф}.$$

Тогда коэффициенты (2.18) рассчитываются по формулам

$$c_1 = -\left[(d_2+1) + 2d_1 \cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} \right] +$$

$$+ K_{НЧ}\left[d_1 B_1 \cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + d_1\left(B_2 \frac{\theta_ф}{\theta_3\sqrt{1-\zeta_ф^2}} - B_1\frac{\zeta_ф}{\sqrt{1-\zeta_ф^2}} \right)\times\right.$$

$$\left.\times\sin\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + +B_3 + B_4 d_2 \right]; \qquad (2.19.1)$$

$$c_2 = d_1^2 + d_2 + 2d_1(d_2+1)\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} -$$

$$-K_{нч}\left\{B_1 d_1^2 + d_1\left[B_1\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + \right.\right.$$

$$\left.+\left(B_2\frac{\theta_ф}{\theta_3\sqrt{1-\zeta_\phi^2}} - B_1\frac{\zeta_ф}{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}\right)\sin\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}\right](d_2+1)+ \qquad (2.19.2)$$

$$\left.+2d_1(B_3+B_4d_2)\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + (B_3+B_4)d_2\right\};$$

$$c_3 = -\left[d_1^2(d_2+1) + 2d_1d_2\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}\right] + K_{нч}d_1d_2\left\{\left[B_1\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + \right.\right.$$

$$\left.+\left(B_2\frac{\theta_ф}{\theta_3\sqrt{1-\zeta_ф^2}} - B_1\frac{\zeta_ф}{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}\right)\sin\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}\right] + B_1d_1^2(d_2+1) + d_1^2(B_3+B_4d_2)+$$

$$\left.+2d_1d_2(B_3+B_4)\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}\right\}; \qquad (2.19.3)$$

$$c_4 = d_1^2 d_2, \qquad (2.19.4)$$

где

$$B_1 = \frac{A_1}{T_2T_ф^2} = \frac{\frac{\theta_1\theta_2}{\theta_ф^2} - (\theta_1+\theta_2)\frac{\theta_3}{\theta_ф^2} - \left(1-2\zeta_ф\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)}{1-2\zeta_ф\frac{\theta_3}{\theta_ф} + \left(\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)^2}; \qquad (2.20.1)$$

$$B_2 = \frac{A_2}{T_ф^2} = \left[\frac{\theta_1\theta_2}{\theta_ф^2} - 1 - \left(1-2\zeta_ф\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)B_1\right]; \qquad (2.20.2)$$

$$B_3 = \frac{A_3}{T_2T_ф^2} = 1; \qquad (2.20.3)$$

$$B_4 = \frac{A_4}{T_2 T_ф^2} = \frac{(\theta_1+\theta_2)\frac{\theta_3}{\theta_ф^2} - \frac{\theta_1\theta_2}{\theta_ф^2} - \left(\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)^2}{1-\left(1-2\zeta_ф\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)+\left(\frac{\theta_3}{\theta_ф}\right)^2}; \qquad (2.20.4)$$

$$d_1 = e^{-\frac{\zeta_ф}{\theta_ф}};\; d_2 = e^{-\frac{1}{\theta_3}}. \qquad (2.20.5)$$

В качестве примера рассмотрим один из вариантов синтезированной в [11,12] системы с коэффициентом усиления разомкнутого контура непрерывной модели K=1,6·10^5 с$^{-1}$, частотой среза логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) $\omega_{ср}$ = 4·10^4 рад/с ($f_{ср}$=6,36 кГц), в которой также принято $\theta_ф=\theta_1$.

При частоте переключений f=100 кГц коэффициент усиления непрерывной части импульсной модели (см. рисунок 2.5) составит $K_{НЧ}=K/f$=1,6, а округленные значения относительных параметров $\theta_ф=\theta_1$=27; θ_2=8; θ_3=0,6.

На рисунке 2.6, *а* и *б* представлены расчетные годографы корней характеристического уравнения (2.17) при отклонениях параметров от значений $\theta_ф=\theta_1$=27; θ_2=8; θ_3=0,6, полученных в результате синтеза с использованием непрерывной структурной динамической модели преобразователя [11,12], и значениях частоты переключений f=100 кГц (*а*) и 25 кГц (*б*) [2,24,25]. Корни отображаются точками на комплексной плоскости. Ветви годографов получены при плавном изменении коэффициента демпфирования *LC*-фильтра $\zeta_ф$ от 0,1 до 0,9 и постоянных значениях остальных параметров.

Штриховые линии соответствуют одинаковым значениям $\zeta_ф$. Как видно из рисунка 2.6, *а*, при f=100 кГц, что соответствует f / $f_{ср}$=15,7, и отклонениях остальных параметров от значений, полученных при синтезе, в указанных на рисунке 2.6, *а* пределах, все корни z_1–z_4 остаются внутри единичного круга, что означает устойчивость системы.

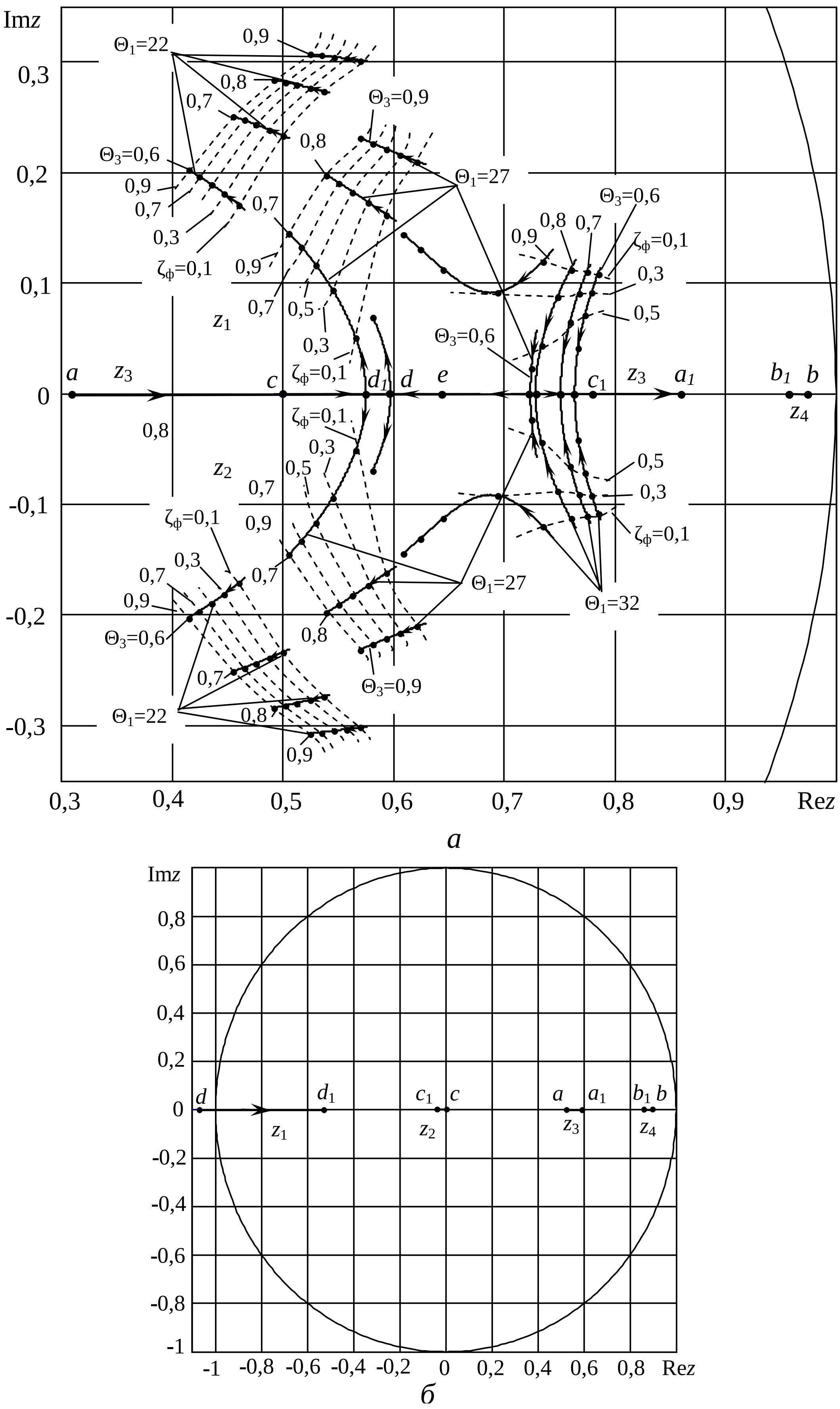


Рисунок 2.6 – Годографы корней характеристического уравнения замкнутой системы при увеличении коэффициента демпфирования *LC*-фильтра и *f*=100 кГц (*а*); *f*=25 кГц (*б*)

Часть ветвей годографов для корня z_1 находится выше действительной оси, для корня z_2 – ниже этой оси, корни z_3, z_4 всегда находятся на действительной оси. Возможно движение корней z_1, z_2 с увеличением $\zeta_ф$ по направлению к действительной оси, что имеет место в правой части рисунка 2.6, *а*; тогда корни z_1, z_2 сливаются на действительной оси, после чего один корень движется в определенных пределах влево, другой – вправо. Возможно также сочетание параметров, при которых сначала (при малом $\zeta_ф$) корни z_1, z_2 движутся по действительной оси навстречу друг другу, сливаются и превращаются в комплексно-сопряженные, после чего они удаляются от оси на определенное расстояние (это имеет место в левой части рисунка 2.6, *а*).

На действительной оси рисунка 2.6, *а* отмечены характерные точки годографов: *a* – начальное положение корня z_3; *c* – положение корня z_1 при θ_1=27; θ_2=8; θ_3=0,7, начиная от которого корень z_1 движется вправо; c_1 – положение корня z_2 при θ_1=27; θ_2=8; θ_3=0,7, начиная от которого корень z_2 движется влево; d_1 – точка, в которой «встречаются» корни z_1, z_2, после чего они «расходятся» вверх и вниз; *d* – точка, в которой сливаются корни z_1, z_2 при θ_1=32; θ_2=8; θ_3=0,8; *e* – конечное положение корня z_1 при θ_1=32; θ_2=8; θ_3=0,7; a_1 – конечное положение корня z_3 при θ_1=22; θ_2=8; θ_3=0,9; b_1 – конечное положение корня z_4 при увеличении $\zeta_ф$ и θ_1=22; θ_2=8; θ_3=0,9; *b* – начальное положение корня z_4 при θ_1=32; θ_2=8; θ_3=0,9, $\zeta_ф$=0,1.

Изменение параметра θ_2 в пределах от 6 до 10 не влияет на качественную картину годографов; при увеличении θ_2 кривые незначительно смещаются влево вверх и влево вниз.

Сравним корни характеристического уравнения (2.17) дискретной модели z_i, i=1,…4, с корнями характеристического уравнения

$$1+W(p)=0$$

непрерывной модели, где передаточная функция $W(p)$ определяется выражением (2.13). Результаты вычислений при вышеуказанных значениях параметров синтезированной системы сведены в таблицу. 2.1

Таблица 2.1 – Результаты вычисления корней характеристических уравнений дискретной модели z_i и соответствующей непрерывной модели p_i при f=100 кГц и $\zeta_ф$=0,1

z_i	0,3694	0,9655	0,7246+j0,0233	0,7246-j0,0233
p_i	$-10{,}76\cdot10^4$	-3503	$-2{,}817\cdot10^4+j1{,}079\cdot10^4$	$-2{,}817\cdot10^4-j1{,}079\cdot10^4$
e^{p_iT}	0,3411	0,9656	0,7501+j0,08129	0,7501-j0,08129

Приближенное выполнение равенства $z_i=e^{p_iT}$ свидетельствует о правильности вычислений и допустимости использования непрерывной модели импульсного преобразователя для оценки показателей качества переходных процессов [46]. О возможности примерной эквивалентности дискретной и непрерывной моделей свидетельствует также отсутствие у характеристического уравнения (2.17) отрицательных корней z_i [46].

С уменьшением частоты переключений от значения f=100 кГц до примерно f=50 кГц (f / $f_{ср}$=7,85) качественная картина годографов меняется мало. Затем появляются комплексно-сопряженные корни z_1, z_2 с отрицательной вещественной частью, которые с увеличением $\zeta_ф$ движутся по направлению к действительной оси; после этого корни z_1, z_2 сливаются и превращаются в вещественные, двигающиеся по оси в разные стороны. С появлением отрицательных вещественных корней в переходном процессе системы появляются колебательные составляющие с частотой f/2 (колебания на основной субгармонике). После этого процессы в системе начинают существенно отличаться от процессов в непрерывной динамической модели.

Как видно из рисунка 2.6, *б* для f=25 кГц (f / $f_{ср}$=3,9), в этом случае все четыре корня находятся на действительной оси. Корни z_3, z_4 смещаются незначительно, находясь в интервалах (a, a_1), (b, b_1). Корни z_1, z_2 перемещаются в интервалах (d, d_1), (c, c_1), при этом d – начальное положение корня z_1 при θ_1=6,75; θ_2=2; θ_3=0,15, $\zeta_ф$=0,7 (при $\zeta_ф$=0,1 корень z_1 уходит далеко влево); d_1 – конечное положение корня z_1 при θ_1=8; θ_2=2; θ_3=0,225, $\zeta_ф$=0,9; c – начальное положение корня z_2 при θ_1=6,75;

θ_2=2; θ_3=0,15, $\zeta_ф$=0,1; c_1 – конечное положение корня z_2 при θ_1=8; θ_2=2; θ_3=0,225, $\zeta_ф$=0,9.

Из рисунка 2.6, *б* следует, что корни z_1 и z_4 – наиболее близкие к единичной окружности, сильно влияющие на динамику системы; корень z_2 – наиболее близкий к началу координат, слабо влияющий на динамику. При θ_1=5,5; θ_2=2; $\theta_3=0{,}15\div0{,}225$, $\zeta_ф=0{,}1\div0{,}9$ корень z_1 всегда находится вне единичного круга и система неустойчива, а при θ_1=8; θ_2=2; $\theta_3=0{,}15\div0{,}225$, $\zeta_ф=0{,}1\div0{,}9$ корень z_1 всегда находится внутри единичного круга и система всегда устойчива.

2.4 Исследования частотных характеристик разомкнутой системы и показателей качества переходных процессов замкнутой системы

Для построения амплитудно-фазочастотных характеристик (АФЧХ) разомкнутой системы $W^*(j\omega_{вх})$ воспользуемся равенством

$$W^*(j\omega_{вх}) = z^{-1}W(z,1)\Big|_{z=e^{j\omega_{вх}T}}\,, \qquad (2.21)$$

из которого с учетом (2.16) и (2.20) получим

$$W^*(j\omega_{вх}) = K_{НЧ}\left[B_1 d_1 \frac{e^{j\omega_{вх}T}\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}}{e^{j2\omega_{вх}T} - 2e^{j\omega_{вх}T}d_1\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + d_1^2} + \right.$$

$$+\left(B_2\frac{\theta_ф}{\theta_3\sqrt{1-\zeta_ф^2}} - B_1\frac{\zeta_ф}{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}\right)\times$$

$$\left.\times d_1 \frac{e^{j\omega_{вх}T}\sin\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф}}{e^{j2\omega_{вх}T} - 2e^{j\omega_{вх}T}d_1\cos\frac{\sqrt{1-\zeta_ф^2}}{\theta_ф} + d_1^2} + \frac{1}{e^{j\omega_{вх}T}-1} + \frac{B_4 d_2}{e^{j\omega_{вх}T}-d_2}\right], \qquad (2.22)$$

где $\omega_{вх}=2\pi f_{вх}$ – круговая частота входного сигнала.

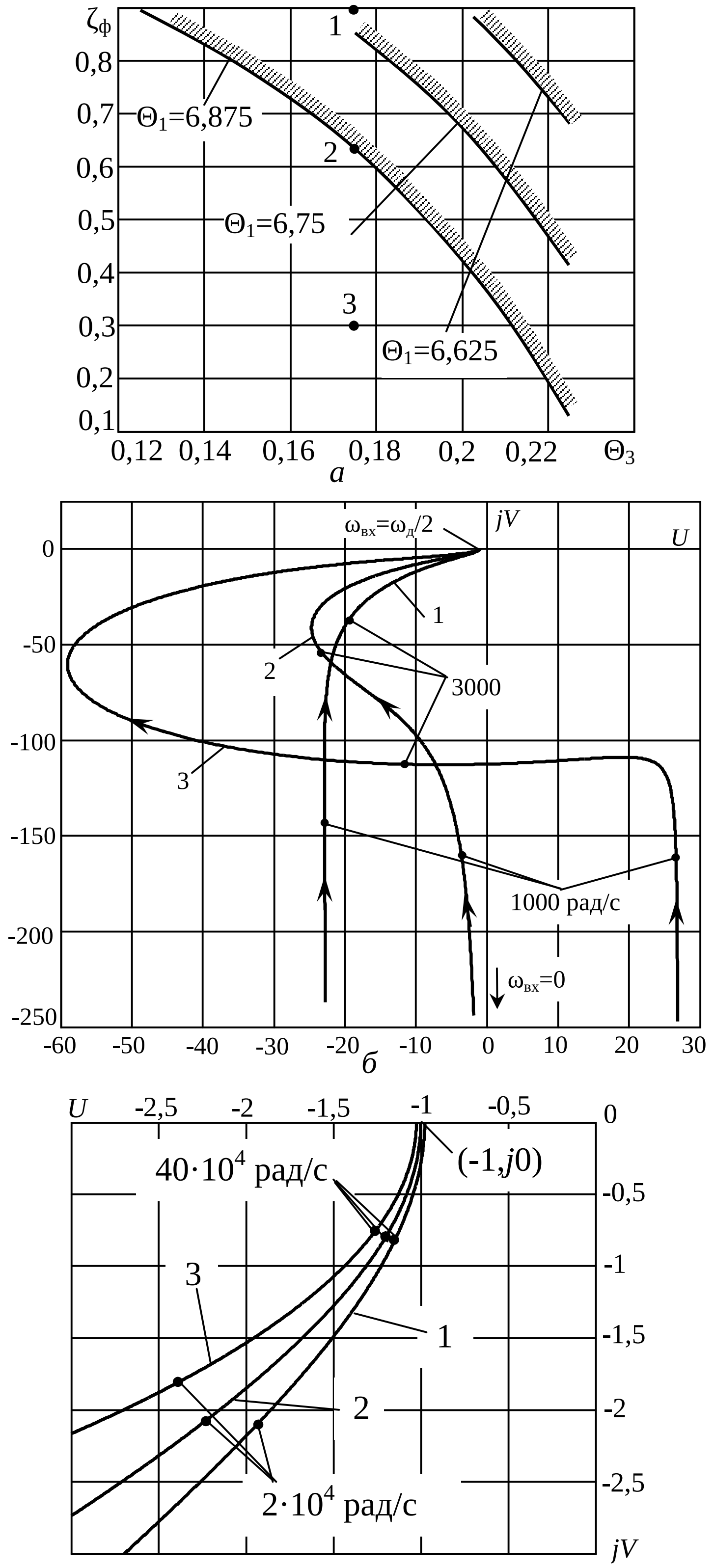


Рисунок 2.7 – Расчетные границы устойчивости дискретной модели (область устойчивости располагается со стороны штриховки) при θ_2=2, *f*=25 кГц (*а*); АФЧХ для точек 1-3 на рисунке *а*, соответствующих значениям θ_1=6,875, θ_2=2, θ_3=0,175, *f*=25 кГц и $\zeta_ф$=0,9; 0,6341 и 0,3 (*б*); участки тех же АФЧХ, что и на рисунке *б*, вблизи точки (-1, *j*0) в увеличенном масштабе (*в*)

Определяя параметры модели, соответствующие переходу корня z_1 через единичную окружность при его перемещении по оси абсцисс (рисунок 2.6, *б*), строим границы областей устойчивости, представленные на рисунке 2.7, *а*.

Критерий устойчивости Найквиста импульсной системы с астатизмом первого порядка, как в нашем случае, состоит в том, что АФЧХ разомкнутой дискретной системы $W^*(j\omega)$, дополненная дугой бесконечного радиуса для $\omega=0$, расположенной в четвертом квадранте, при изменении частоты от 0 до $\omega_д/2$ не должна охватывать точку (-1, *j*0) [40,54,56].

Как видно из рисунка 2.7, *б* и *в*, при $\zeta_ф=0{,}9$ (точка 1 на рисунке 2.7, *а*) АФЧХ не охватывает точку (-1, *j*0), система устойчива; при $\zeta_ф=0{,}6341$ (точка 2 на рисунке 2.7, *а*) АФЧХ проходит через точку (-1, *j*0), система находится на границе устойчивости, а при $\zeta_ф=0{,}3$ (точка 3 на рисунке 2.7, *а*) АФЧХ охватывает точку (-1, *j*0), система неустойчива. Это подтверждает правильность кривых на рисунке 2.7, *а*.

На рисунке 2.8, *а* представлены расчетные АФЧХ для разомкнутой дискретной модели при значениях параметров, полученных в результате синтеза по непрерывной модели [8,9], $К_{нч}=1{,}6$; $\theta_ф=\theta_1=27$; $\theta_2=8$; $\theta_3=0{,}6$ и трех значениях коэффициента демпфирования *LC*-фильтра $\zeta_ф$. 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 2.8, *а* и *б* синтезированная система устойчива при всех значениях $\zeta_ф=0{,}1–0{,}9$. Из рисунка 2.8, *б* находим запас устойчивости по фазе $\mu\approx55^o$ и частоту среза $\omega_{ср}\approx5\cdot10^4$ рад/с, что с приемлемой для практики точностью соответствует значениям, полученным при синтезе по непрерывной модели [12], $\mu\approx60^o$, $\omega_{ср}\approx4\cdot10^4$ рад/с.

Рисунки 2.8, *в* и *г* иллюстрируют периодичность АЧХ в исследуемой системе при изменении частоты в диапазоне $-\infty<\omega<\infty$.

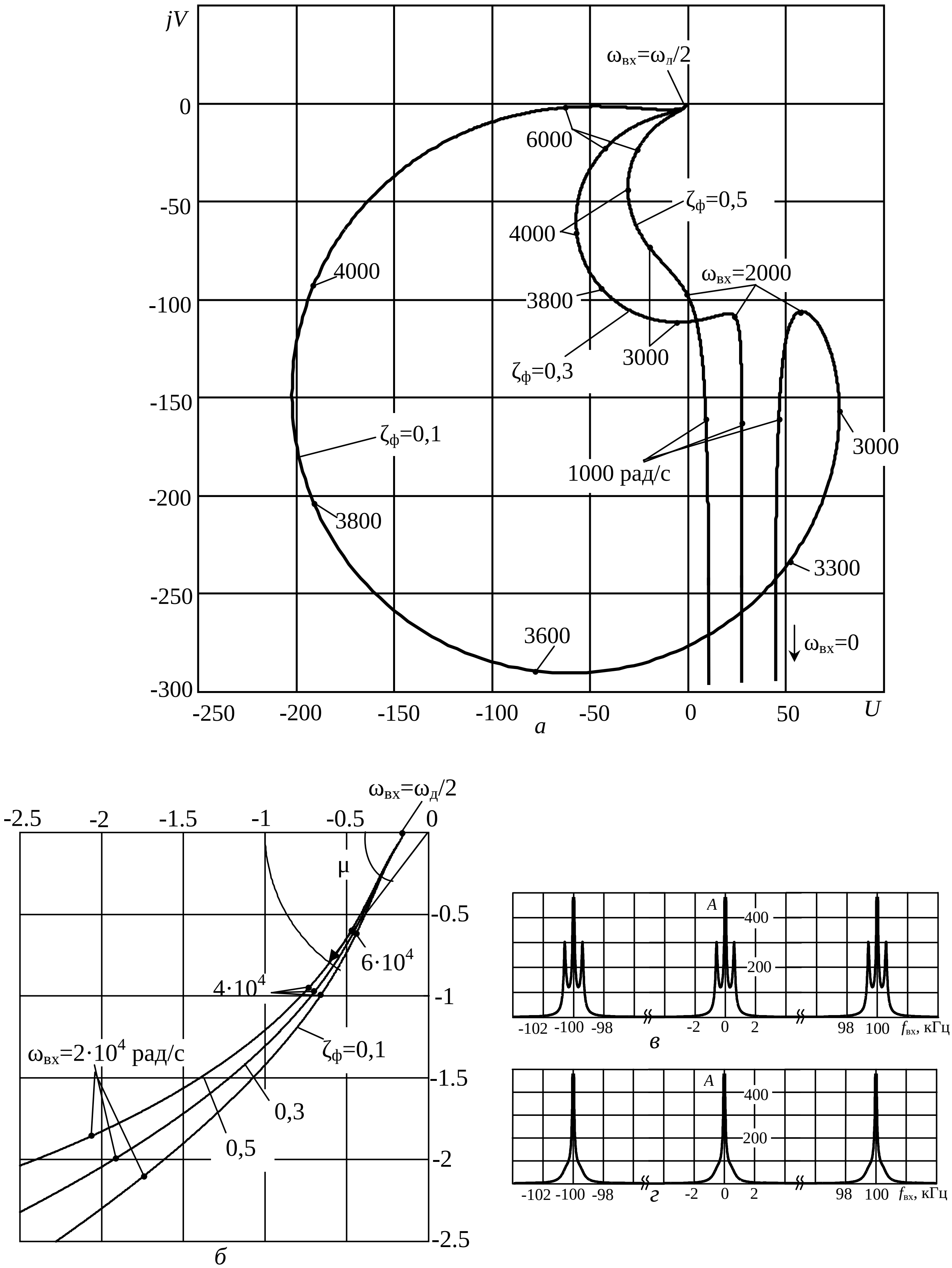


Рисунок 2.8 – АФЧХ разомкнутой дискретной системы при *f*=100 кГц и различных значениях коэффициента демпфирования LC-фильтра $\zeta_ф$ (*а*); фрагмент АФЧХ разомкнутой системы вблизи точки (-1, *j*0) (*б*); АЧХ разомкнутой системы при $\zeta_ф$=0,1 (*в*) и $\zeta_ф$=0,5 (*г*)

Как и следовало ожидать, рисунок 2.8 свидетельствует о допустимости анализа и синтеза импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления по непрерывной модели при отношении частот $f / f_{ср}$>10.

Определим запас устойчивости по фазе, построив амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ) $\varphi(\omega_{вх})$ характеристики разомкнутого контура (рисунок 2.9, *а*).

Запас устойчивости по фазе определяется как $\mu = 180^o + \varphi(\omega_{ср})$, где $\varphi(\omega_{ср})$ – значение ФЧХ на частоте среза $\omega_{ср} = 2\pi f_{ср.}$ (см. рисунок 2.9, *а*). 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 [12], $\mu \approx 60^o$, $\omega_{ср} \approx 4 \cdot 10^4$ рад/с.

Как видно из рисунка 2.9, *б* запас устойчивости по фазе μ изменяется соответственно изменению частоты. В частотном диапазоне, где появляются действительные отрицательные корни (см. рисунок 2.6), наблюдается резкое уменьшение запаса устойчивости при уменьшении частоты.

Для суждения о качестве переходных процессов в системах удобно использовать корневые и частотные оценки, не требующие расчета самих процессов [31,51,56]. К корневым оценкам качества дискретных систем относятся, например, степень устойчивости и колебательность [31,56], определяемые по расположению корней характеристического уравнения в единичном круге.

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

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

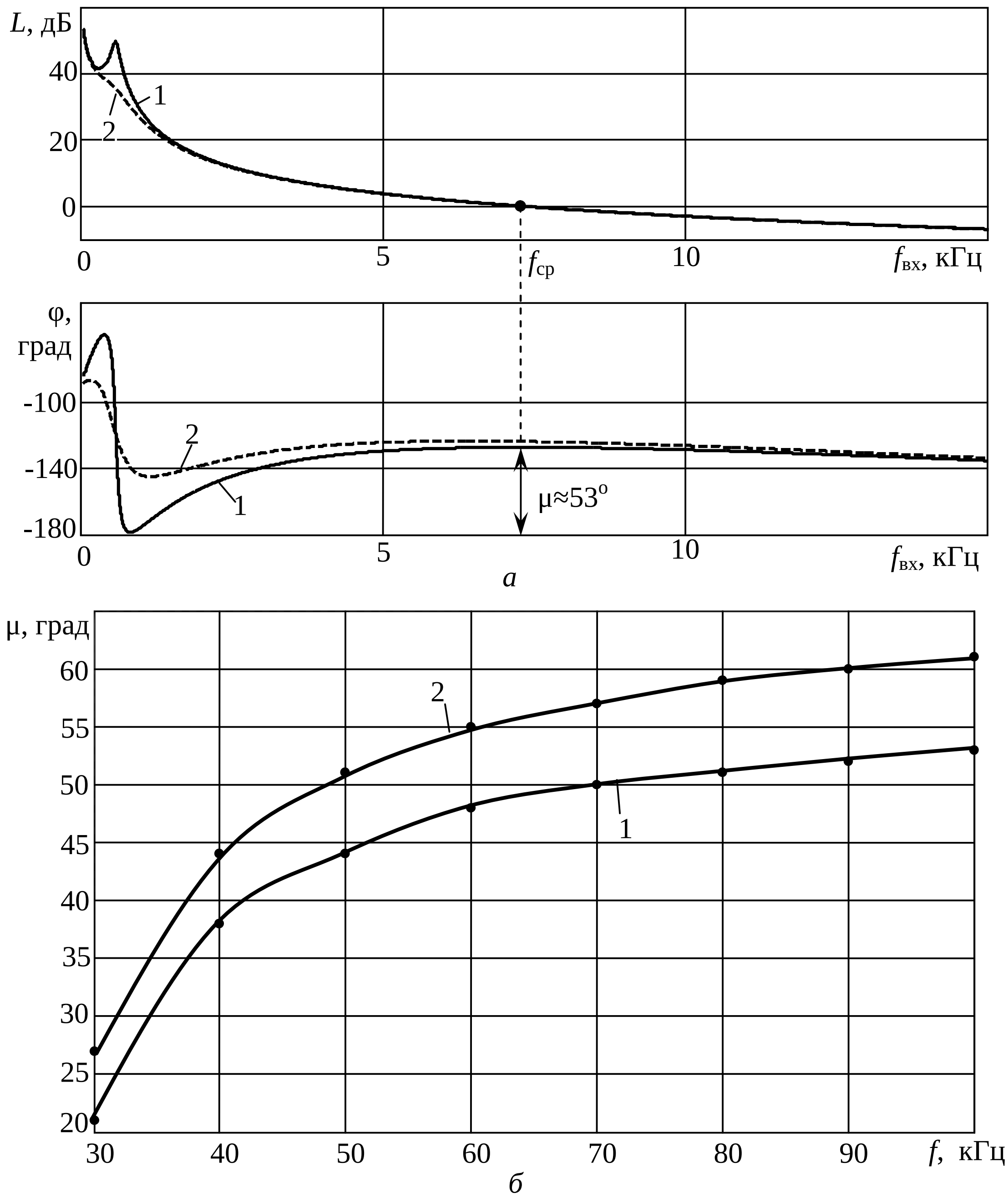


Рисунок 2.9 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой дискретной системы при *f*=100 кГц и различных значениях коэффициента демпфирования LC-фильтра $\zeta_ф$=0,1 (1) и $\zeta_ф$=0,5 (2) (*а*); зависимость запаса устойчивости по фазе μ от частоты переключений при значениях параметров синтезированной системы и $\zeta_ф$=0,1 (1); $\zeta_ф$=0,9 (2) (*б*)

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 2.10, *а*-*г*). Поскольку с ростом *M* значения *R* и |*C*| уменьшаются, дальнейшее увеличение *M* приведет к тому, что построенные окружности перестанут касаться, показанных на рисунке 2.10, *а*-*г* АФЧХ.

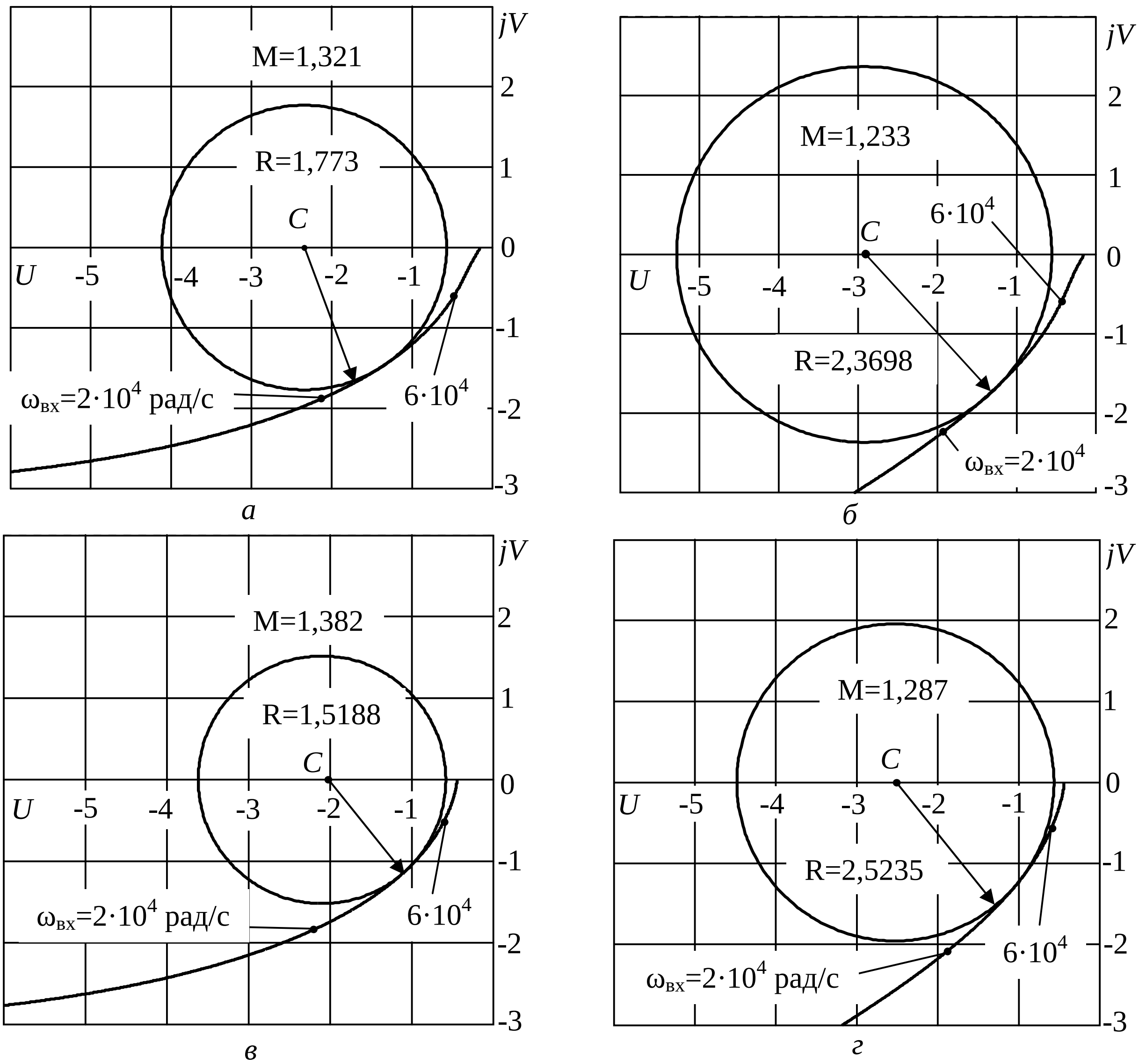


Рисунок 2.10 – Участки АФЧХ и окружности постоянных значений показателя колебательности *M*, касающиеся АФЧХ и иллюстрирующие определение значений *M*: *f*=100 кГц, θ_1=27, θ_2=8, θ_3=0,6, $\zeta_ф$=0,1 (*а*), $\zeta_ф$=0,9 (*б*); *f*=50 кГц, θ_1=13,5, θ_2=4, θ_3=0,3, $\zeta_ф$=0,1 (*в*), $\zeta_ф$=0,9 (*г*);

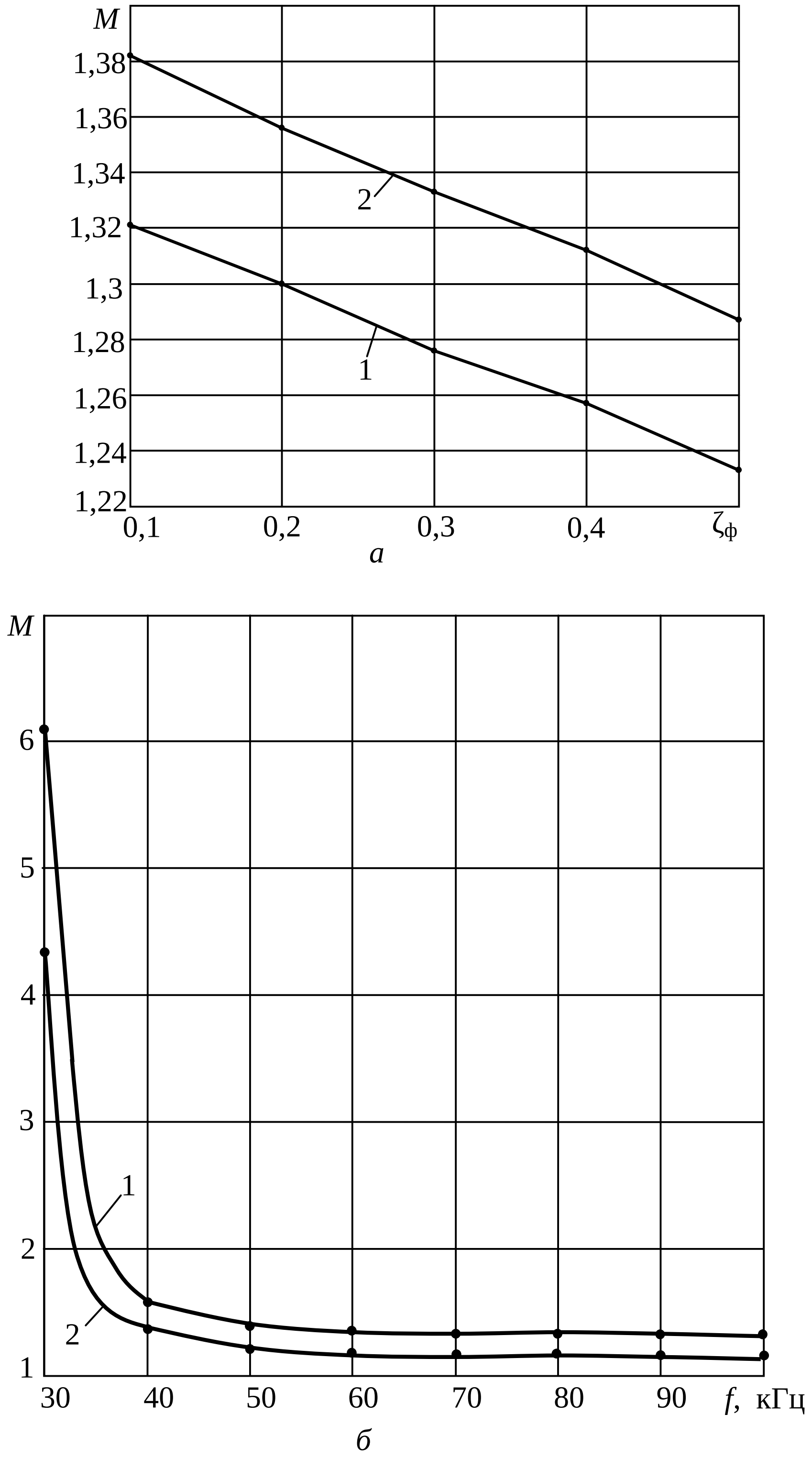


Рисунок 2.11 – Зависимости изменения показателя колебательности *M* от $\zeta_ф$ при *f*=100 кГц (1), *f*=50 кГц (2) (*а*); от частоты переключений *f* при $\zeta_ф$=0,1 (1), $\zeta_ф$=0,9 (2) (*б*)

Как видно из рисунка 2.11, *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 колебательности, найденные по непрерывной и дискретной моделям, примерно совпадают. С уменьшением f (рисунок 2.11, *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.

Расчет и анализ корней характеристического уравнения замкнутой системы и частотных характеристик разомкнутой системы производился с помощью программы, представленной в приложении 2.

2.5 Выводы

1. При частоте переключений f = 100 кГц и отклонениях остальных параметров от значений, полученных при синтезе с использованием усредненных динамических моделей на 20% в обе стороны, все корни характеристического уравнения остаются внутри единичного круга, что означает устойчивость системы.

2. Показано приближенное совпадение расчетов корней характеристического уравнения дискретной модели $z_i=e^{p_iT}$ с корнями p_i характеристического уравнения непрерывной модели, что говорит о допустимости использования усредненной модели для приближенной оценки показателей качества переходных процессов в синтезированной системе.

3. С уменьшением частоты переключений от значения f = 100 кГц до f = 50 кГц, качественная картина годографов меняется мало, при этом система остается устойчивой. При уменьшении частоты до f = 25 кГц все корни характеристического уравнения становятся вещественными, два из которых отрицательные. Вещественные отрицательные корни говорят о том, что в переходном процессе системы появляются колебания с частотой f / 2 (на основной субгармонике). При уменьшении частоты до f = 20 кГц один из корней выходит за

единичную окружность на действительной оси слева, что свидетельствует о неустойчивости системы.

4. Полученные с помощью анализа движения корней характеристического уравнения границы устойчивости системы проверялись с помощью частотных характеристик по критерию Найквиста. Частотный анализ границ устойчивости показал правильность их нахождения.

5. Синтезированная система в режиме непрерывного тока имеет достаточный запас по фазе $\mu \approx 53^{o}$, что говорит о приемлемой динамике системы. Полученные данные подтвердили правильность результатов расчета системы управления по непрерывной модели.

6. При отношении частоты переключений f к частоте среза АЧХ резонансного контура непрерывной модели $f_{ср}$, превышающем значение $f / f_{ср}$=10, динамические показатели качества систем мало отличаются от значений, вычисленных по непрерывной модели, которая не позволяет определить влияние частоты f на характеристики системы.

7. С уменьшением частоты переключений запас устойчивости по фазе μ уменьшается сначала медленно, а начиная от значения $f / f_{ср} \approx 6 \div 7$ – достаточно резко; коэффициент колебательности M с уменьшением частоты растет, достигая при $f / f_{ср} \approx 5 \div 6$ неприемлемых на практике значений $M>1,4$.

8. Изменение коэффициента демпфирования $\zeta_{ф}$ примерно также влияет на изменение коэффициента колебательности M как и изменение частоты переключений f в диапазоне от 100 кГц до 50 кГц.

ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА

3.1 Вывод выражения передаточной функции разомкнутой системы в РПТ

Необходимость рассмотрения работы ППН в РПТ может быть объяснена следующими причинами. Во-первых, ППН, работающий в РНТ может при увеличении сопротивления нагрузки перейти в РПТ. Во-вторых, маломощные ППН иногда специально рассчитываются для работы в РПТ, чтобы улучшить динамику системы [6]. В работе будем рассматривать случай, когда понижающий ППН переходит в РПТ при увеличении сопротивления нагрузки.

Анализ процессов в режиме прерывистого тока усложняется тем, что для определения времени спада тока t_{c} на каждом периоде переключений силового регулирующего транзистора приходится решать нелинейное алгебраическое уравнение

$$i_{\text{L}}\left(nT + t_1 + t_{\text{c}}\right) = 0, \quad n = 0, 1, 2, \ldots, \tag{3.1}$$

а в режиме непрерывного тока это время определяется просто как $t_{\text{c}} = T - t_1$. Усреднение уравнений состояния силовой части не освобождает от необходимости решения уравнения (3.1) [6].

Ток дросселя в режиме прерывистого тока нарастает на интервале t_1, начиная с нуля, а на интервале t_{c} уменьшается до нуля (рисунок 3.1). При этом, как показано в работе [75], «ток дросселя теряет свои динамические свойства», изменяясь как в статике.

На рисунке 3.1 показаны временные диаграммы напряжений и тока силовой части понижающего ППН в РПТ.

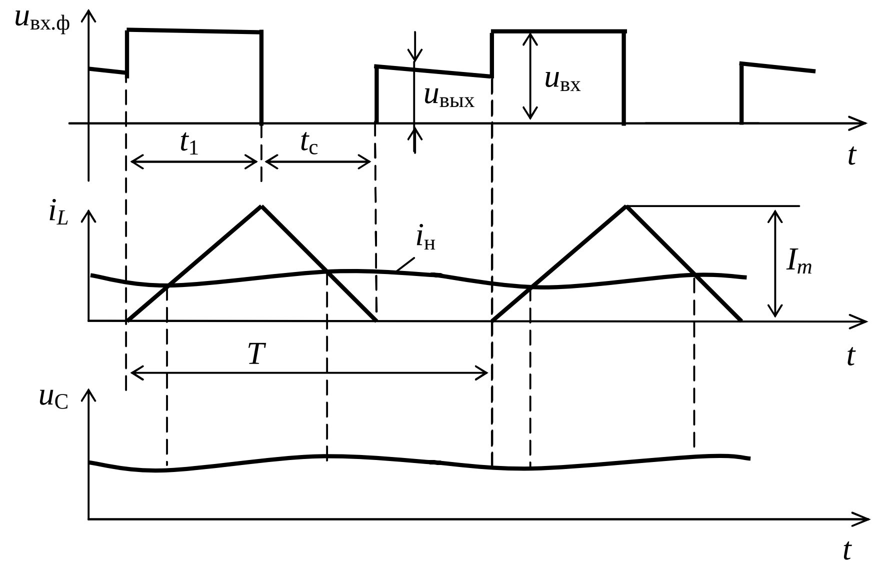


Рисунок 3.1 – Временные диаграммы процессов в силовой части понижающего ППН в РПТ

Усредненные динамические модели в режиме прерывистого тока импульсных преобразователей обосновывались еще в 70-х годах прошлого столетия [75]. Есть также много современных работ, в которых рассматриваются такие модели, например в работе [39]. Однако насколько можно судить по отечественным публикациям большинство инженеров-разработчиков до сих пор, в должной мере, не владеют этими моделями.

Для линеаризованной импульсной структурной модели (рисунок 3.2) [14] справедливы следующие уравнения в операторной форме [18,19]:

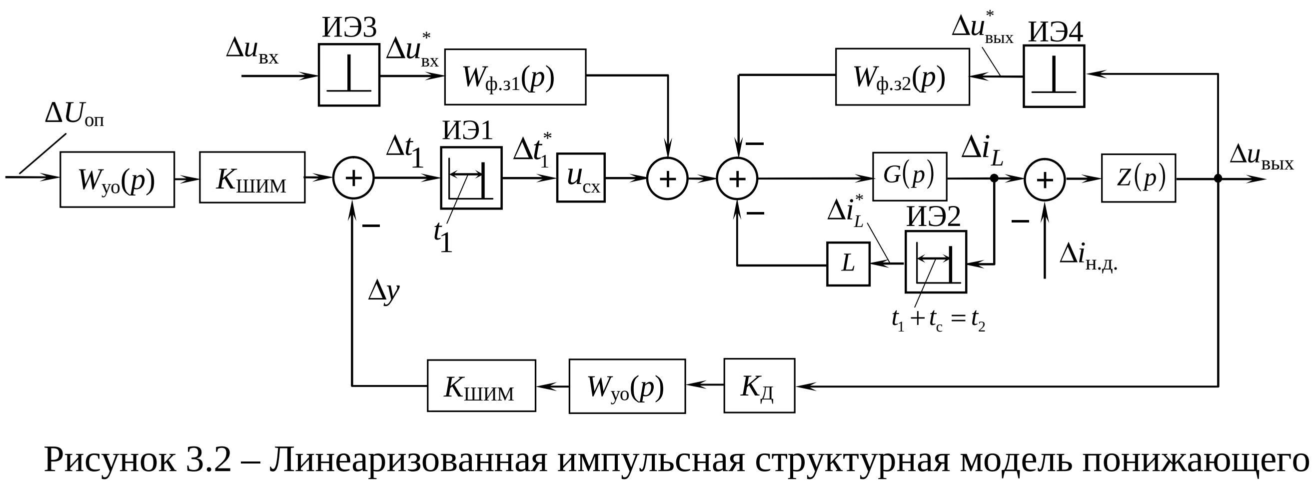


Рисунок 3.2 – Линеаризованная импульсная структурная модель понижающего преобразователя в режиме прерывистого тока (РПТ)

$$\Delta y(p) = W_{11}(p)\Delta t_1^*(p) + W_{12}(p)\Delta i_L^*(p) + W_{13}(p)\Delta u_{\text{вых}}^*(p) + \\ + W_{14}(p)\Delta u_{\text{вх}}^*(p) + W_{15}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p), \quad (3.2.1)$$

$$\Delta i_L(p) = W_{21}(p)\Delta t_1^*(p) + W_{22}(p)\Delta i_L^*(p) + \\ + W_{23}(p)\Delta u_{\text{вых}}^*(p) + W_{24}(p)\Delta u_{\text{вх}}^*(p), \quad (3.2.2)$$

$$\Delta u_{\text{вых}}(p) = W_{31}(p)\Delta t_1^*(p) + W_{32}(p)\Delta i_L^*(p) + W_{33}(p)\Delta u_{\text{вых}}^*(p) + \\ + W_{34}(p)\Delta u_{\text{вх}}^*(p) + W_{35}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p). \quad (3.2.3)$$

Передаточные функции, входящие в уравнения (3.2), определяются выражениями:

$$W_{11}(p) = K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} u_{\text{сх}} G(p) Z(p) W_{\text{уо}}(p), \quad (3.3.1)$$

$$W_{12}(p) = -L K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} G(p) Z(p) W_{\text{уо}}(p) = -\frac{L}{u_{\text{сх}}} W_{11}(p), \quad (3.3.2)$$

$$W_{13}(p) = -K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} G(p) Z(p) W_{\text{уо}}(p) W_{\text{ф.з2}}(p) = \\ = -\frac{1}{u_{\text{сх}}} W_{11}(p) W_{\text{ф.з2}}(p), \quad (3.3.3)$$

$$W_{14}(p) = K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} G(p) Z(p) W_{\text{уо}}(p) W_{\text{ф.з1}}(p) = \\ = \frac{1}{u_{\text{сх}}} W_{11}(p) W_{\text{ф.з1}}(p), \quad (3.3.4)$$

$$W_{15}(p) = -K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} Z(p) W_{\text{уо}}(p), \quad (3.3.5)$$

$$W_{21}(p) = u_{\text{сх}} G(p), \quad (3.3.6)$$

$$W_{22}(p) = -L G(p), \quad (3.3.7)$$

$$W_{23}(p) = -G(p) W_{\text{ф.з2}}(p), \quad (3.3.8)$$

$$W_{24}(p) = G(p) W_{\text{ф.з1}}(p), \quad (3.3.9)$$

$$W_{31}(p) = u_{\text{сх}} G(p) Z(p), \quad (3.3.10)$$

$$W_{32}(p) = -L G(p) Z(p), \quad (3.3.11)$$

$$W_{33}(p) = -G(p) Z(p) W_{\text{ф.з2}}(p), \quad (3.3.12)$$

$$W_{34}(p) = G(p) Z(p) W_{\text{ф.з1}}(p), \quad (3.3.13)$$

$$W_{35}(p) = -Z(p), \quad (3.3.14)$$

где передаточные функции формирующих звеньев

$$W_{\text{ф.з1}}(p)=\frac{1}{p}\left(1-e^{-pt_1}\right), \qquad (3.4.1)$$

$$W_{\text{ф.з2}}(p)=\frac{1}{p}\left[1-e^{-p(t_1+t_\text{c})}\right]. \qquad (3.4.2)$$

Уравнения для z-преобразований переменных, соответствующие операторным уравнениям (3.2), имеют вид [7,18]:

$$\Delta y(z,\varepsilon)=\begin{cases} z^{-1}W_{11}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1, \\ W_{11}(z,\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+$$
$$+\begin{cases} z^{-1}W_{12}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_2, \\ W_{12}(z,\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } \varepsilon_2\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+ \qquad (3.5.1)$$
$$+W_{13}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вых}}(z,0)+W_{14}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вх}}(z,0)+\text{Z}_\varepsilon\left\{W_{15}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\};$$

$$\Delta i_L(z,\varepsilon)=\begin{cases} z^{-1}W_{21}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1, \\ W_{21}(z,\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+$$
$$+\begin{cases} z^{-1}W_{22}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_2, \\ W_{22}(z,\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } \varepsilon_2\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+ \qquad (3.5.2)$$
$$+W_{23}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вых}}(z,0)+W_{24}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вх}}(z,0);$$

$$\Delta u_{\text{вых}}(z,\varepsilon)=\begin{cases} z^{-1}W_{31}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1, \\ W_{31}(z,\varepsilon-\varepsilon_1)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) & \text{при } \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+$$
$$+\begin{cases} z^{-1}W_{32}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_2, \\ W_{32}(z,\varepsilon-\varepsilon_2)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) & \text{при } \varepsilon_2\le\varepsilon\le 1, \end{cases}+ \qquad (3.5.3)$$
$$+W_{33}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вых}}(z,0)+W_{34}(z,\varepsilon)\Delta u_{\text{вх}}(z,0)+\text{Z}_\varepsilon\left\{W_{35}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\},$$

где $\varepsilon_1=t_1/T=\gamma$; $\varepsilon_2=(t_1+t_\text{c})/T=\gamma+\gamma_\text{c}$; $Z_\varepsilon\{..\}$ – смещенное z-преобразование, соответствующее изображению по Лапласу, приведенному в скобках.

Вывод выражений дискретных передаточных функций, входящих в состав уравнений (3.5) приведен в приложении 1.

Подставляя в уравнение (3.5.1) $\varepsilon=\varepsilon_1$, в (3.5.2) $\varepsilon=\varepsilon_2$, в (3.5.3) $\varepsilon=0$, получаем систему уравнений относительно $\Delta t_1(z,\varepsilon_1)$, $\Delta i_L(z,\varepsilon_2)$ и $\Delta u_{\text{вых}}(z,0)$

$$\Delta y(z,\varepsilon_1) = a_{11}(z)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) + a_{12}(z)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) + a_{13}(z)\Delta u_{\text{вых}}(z,0) + \\ + f_1(z,\varepsilon_1), \tag{3.6.1}$$

$$a_{21}(z)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) + a_{22}(z)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) + a_{23}(z)\Delta u_{\text{вых}}(z,0) = \\ = f_2(z,\varepsilon_2), \tag{3.6.2}$$

$$a_{31}(z)\Delta t_1(z,\varepsilon_1) + a_{32}(z)\Delta i_L(z,\varepsilon_2) + a_{33}(z)\Delta u_{\text{вых}}(z,0) = \\ = f_3(z,0), \tag{3.6.3}$$

где введены обозначения:

$$a_{11}(z) = z^{-1}W_{11}(z,1), \tag{3.7.1}$$

$$a_{12}(z) = z^{-1}W_{12}(z,1+\varepsilon_1-\varepsilon_2), \tag{3.7.2}$$

$$a_{13}(z) = W_{13}(z,\varepsilon_1), \tag{3.7.3}$$

$$f_1(z,\varepsilon_1) = W_{14}(z,\varepsilon_1)\Delta u_{\text{вх}}(z,\varepsilon_1) + \mathrm{Z}_{\varepsilon=\varepsilon_1}\left\{W_{15}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\}, \tag{3.7.4}$$

$$a_{21}(z) = -W_{21}(z,\varepsilon_2-\varepsilon_1), \tag{3.7.5}$$

$$a_{22}(z) = 1 - z^{-1}W_{22}(z,1), \tag{3.7.6}$$

$$a_{23}(z) = -W_{23}(z,\varepsilon_2), \tag{3.7.7}$$

$$f_2(z,\varepsilon_2) = W_{24}(z,\varepsilon_2)\Delta u_{\text{вх}}(z,0), \tag{3.7.8}$$

$$a_{31}(z) = -z^{-1}W_{31}(z,1-\varepsilon_1), \tag{3.7.9}$$

$$a_{32}(z) = -z^{-1}W_{32}(z,1-\varepsilon_2), \tag{3.7.10}$$

$$a_{33}(z) = 1 - W_{33}(z,0), \tag{3.7.11}$$

$$f_3(z,0) = W_{34}(z,0)\Delta u_{\text{вх}}(z,0) + \mathrm{Z}_{\varepsilon=0}\left\{W_{35}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\}. \tag{3.7.12}$$

Специфика рассматриваемой системы, описываемой уравнениями (3.5), заключается в наличии внутренних контуров отрицательной обратной связи по току дросселя $\Delta i_L(t)$ и выходному напряжению $\Delta u_{\text{вых}}(t)$. С учетом этого при решении системы (3.6) сначала из (3.6.2) и (3.6.3) найдем значения $\Delta i_L(z,\varepsilon_2)$ и $\Delta u_{\text{вых}}(z,0)$, затем, подставив эти значения в уравнение (3.6.1), получим уравнение для определения $\Delta t_1(z,\varepsilon_1)$ [18].

Записав (3.6.2) и (3.6.3) в виде

$$\begin{Vmatrix} a_{22}(z) & a_{23}(z) \\ a_{32}(z) & a_{33}(z) \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \Delta i_L(z,\varepsilon_2) \\ \Delta u_{\text{вых}}(z,0) \end{Vmatrix} = -\begin{Vmatrix} a_{21}(z) \\ a_{31}(z) \end{Vmatrix} \Delta t_1(z,\varepsilon_1) + \begin{Vmatrix} f_2(z,\varepsilon_2) \\ f_3(z,0) \end{Vmatrix}, \qquad (3.8)$$

найдем его решение

$$\begin{Vmatrix} \Delta i_L(z,\varepsilon_2) \\ \Delta u_{\text{вых}}(z,0) \end{Vmatrix} = -\frac{1}{\Delta(z)} \begin{Vmatrix} a_{33}(z) & -a_{23}(z) \\ -a_{32}(z) & a_{22}(z) \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} a_{21}(z) \\ a_{31}(z) \end{Vmatrix} \Delta t_1(z,\varepsilon_1) + \qquad (3.9)$$
$$+ \mathbf{F}(z),$$

где $\Delta(z)$ – определитель матрицы системы (3.8), выражаемый как

$$\Delta(z) = a_{22}(z)a_{33}(z) - a_{23}(z)a_{32}(z); \qquad (3.10)$$

$\mathbf{F}(z)$ – матрица-столбец, учитывающая внешние воздействия, определяемая как

$$\mathbf{F}(z) = \begin{Vmatrix} F_1(z) \\ F_2(z) \end{Vmatrix} = \frac{1}{\Delta(z)} \begin{Vmatrix} a_{33}(z) & -a_{23}(z) \\ -a_{32}(z) & a_{22}(z) \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} f_2(z,\varepsilon_2) \\ f_3(z,0) \end{Vmatrix}. \qquad (3.11)$$

Обозначив

$$\Delta_2(z) = -a_{33}(z)a_{21}(z) + a_{23}(z)a_{31}(z), \qquad (3.12.1)$$

$$\Delta_3(z) = a_{32}(z)a_{21}(z) - a_{22}(z)a_{31}(z), \qquad (3.12.2)$$

запишем решение (3.9) в виде

$$\begin{Vmatrix} \Delta i_L(z,\varepsilon_2) \\ \Delta u_{\text{вых}}(z,0) \end{Vmatrix} = \frac{1}{\Delta(z)} \begin{Vmatrix} \Delta_2(z) \\ \Delta_3(z) \end{Vmatrix} \Delta t_1(z,\varepsilon_1) + \mathbf{F}(z). \qquad (3.13)$$

Подставив выражение (3.13) в уравнение (3.6.1), получим

$$\Delta y(z,\varepsilon_1) = \left[a_{11}(z) + \frac{1}{\Delta(z)} \begin{Vmatrix} a_{12}(z) & a_{13}(z) \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \Delta_2(z) \\ \Delta_3(z) \end{Vmatrix} \right] \times \qquad (3.14)$$
$$\times \Delta t_1(z,\varepsilon_1) + f_1(z,\varepsilon_1) + \begin{Vmatrix} a_{12}(z) & a_{13}(z) \end{Vmatrix} \mathbf{F}(z).$$

Из равенства (3.13) видно, что передаточная функция разомкнутого основного контура системы с учетом двух внутренних контуров

$$W(z,\varepsilon_1) = \frac{\Delta y(z,\varepsilon_1)}{\Delta t_1(z,\varepsilon_1)}$$

может быть представлена в виде

$$W(z,\varepsilon_1) = a_{11}(z) + \delta_2(z)a_{12}(z) + \delta_3(z)a_{13}(z), \qquad (3.15)$$

где

$$\delta_2(z) = \frac{\Delta_2(z)}{\Delta(z)},\ \delta_3(z) = \frac{\Delta_3(z)}{\Delta(z)}. \qquad (3.16)$$

Выражение (3.15) уже пригодно для расчета АФЧХ разомкнутой системы путем замены $z = e^{j\omega T}$. Однако для этого приходится учитывать выражения (3.15), (3.7), (3.10), (3.20) и (3.22), которые содержат переменную z. Поэтому продолжим преобразование выражения (3.15).

Выражение (3.15) с учетом равенств (3.7) принимает вид

$$W(z,\varepsilon_1) = z^{-1}W_{11}(z,1) + z^{-1}\delta_2(z)W_{12}(z,1+\varepsilon_1-\varepsilon_2) + \\ + \delta_3(z)W_{13}(z,\varepsilon_1). \qquad (3.17)$$

Теперь раскроем выражения для функций $\Delta(z)$, $\Delta_2(z)$ и $\Delta_3(z)$. Из равенства (3.10) с учетом (3.7) получим

$$\Delta(z) = \left[1 - z^{-1}W_{22}(z,1)\right]\left[1 - W_{33}(z,0)\right] - z^{-1}W_{23}(z,\varepsilon_2)W_{32}(z,1-\varepsilon_2),$$

откуда после преобразований с учетом (П1.7), (П1.8), (П1.10), (П1.11), (П1.12), (П1.12) и преобразованного выражения

$$W_{33}(z,0) = -\frac{R}{r(T_C - T_L)}\left[(T_L - \tau_C)\frac{d_1 - d_1^{1-\varepsilon_2}}{z - d_1} - (T_C - \tau_C)\frac{d_2 - d_2^{1-\varepsilon_2}}{z - d_2}\right]$$

найдем

$$\Delta(z) = \frac{z}{z-d_1}\,\frac{\alpha_1 z - \alpha_2}{\alpha_1(z-d_2)}, \qquad (3.18)$$

где введены обозначения

$$\alpha_1 = \frac{r(T_C - T_L)}{R(T_C - \tau_C)},\ \alpha_2 = \alpha_1 d_2 + d_2 - d_2^{1-\varepsilon_2}\left[1 - \frac{T_L}{T_C}\left(1 - d_1^{\varepsilon_2}\right)\right]. \qquad (3.19)$$

Из равенства (3.12.1) с учетом (3.6) получим

$$\Delta_2(z) = \left[1 - W_{33}(z,0)\right]W_{21}(z,\varepsilon_2 - \varepsilon_1) + z^{-1}W_{23}(z,\varepsilon_2)W_{31}(z,1-\varepsilon_1),$$

откуда с учетом (П1.7), (П1.8), (П1.10), (П1.11), (П1.12), (П1.13) найдем

$$\Delta_2(z) = \frac{u_{\text{сх}}}{L}\,\frac{z}{z-d_1}\,d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}\,\frac{\alpha_1 z - \alpha_3}{\alpha_1(z-d_2)}, \qquad (3.20)$$

где введено обозначение

$$\alpha_3 = \alpha_1 d_2 + d_2 - d_2^{1-\varepsilon_2} + \frac{T_L}{T_C} d_1^{\varepsilon_1-\varepsilon_2}\left(1 - d_1^{\varepsilon_2}\right) d_2^{1-\varepsilon_1}. \quad (3.21)$$

Из равенства (3.12.2) с учетом (3.6) получим

$$\Delta_3(z) = z^{-1} W_{32}(z,1-\varepsilon_2) W_{21}(z,\varepsilon_2-\varepsilon_1) + \\ + z^{-1}\left[1 - z^{-1} W_{22}(z,1)\right] W_{31}(z,1-\varepsilon_1),$$

откуда с учетом (П1.7), (П1.11) найдем

$$\Delta_3(z) = \frac{u_{\text{сх}}}{\alpha_1 T_C} \frac{z}{z-d_1} \frac{\alpha_4}{z-d_2}, \quad (3.22)$$

где

$$\alpha_4 = d_2^{1-\varepsilon_1} - d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1} d_2^{1-\varepsilon_2} = d_2^{1-\varepsilon_2}\left(d_2^{\varepsilon_2-\varepsilon_1} - d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}\right), \quad (3.23)$$

Из выражений (3.16) с учетом (3.18), (3.20) и (3.22) получим

$$\delta_2(z) = \frac{u_{\text{сх}}}{L} d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1} \frac{\alpha_1 z - \alpha_3}{\alpha_1 z - \alpha_2}, \quad (3.24.1)$$

$$\delta_3(z) = \frac{u_{\text{сх}}}{T_C} \frac{\alpha_4}{\alpha_1 z - \alpha_2}. \quad (3.24.2)$$

Обращаем внимание на то, что в знаменателях функций $\delta_2(z)$ и $\delta_3(z)$ не содержатся двучлены (z–d_1) и (z–d_2). Это отражает изменение динамических характеристик звеньев $G(p)$ и $Z(p)$ под действием внутренних обратных связей [18].

С учетом всех преобразований, проведенных автором и показанных в приложении 1, выражение (3.14) принимает вид

$$W(z,\varepsilon_1) = a_{11}(z) + \delta_2(z) a_{12}(z) + \delta_3(z) a_{13}(z) =$$

$$= \frac{K_{11}}{\alpha_1 z - \alpha_2} \cdot \left[\frac{\alpha_1 z - \alpha_2 - d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}(\alpha_1 z - \alpha_3)}{z-1} + B_1 \frac{d_1(\alpha_3 - \alpha_2)}{z - d_1} + \right.$$

$$+ B_2 \frac{d_2(\alpha_1 z - \alpha_2) - d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1} d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z - \alpha_3)}{z - d_2} +$$

$$\left. B_3 \frac{d_3(\alpha_1 z - \alpha_2) - d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1} d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z - \alpha_3)}{z - d_3} \right] -$$

$$-\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left[\frac{T}{T_C}\alpha_4\varepsilon_1+\frac{T}{T_C}\frac{\alpha_4\varepsilon_2}{z-1}+B_1\alpha_4\frac{T_L}{T_C}\frac{z(1-d_1^{\varepsilon_1})-d_1(1-d_1^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_1}+\right.$$

$$+B_2\alpha_4\frac{z(1-d_2^{\varepsilon_1})-d_2(1-d_2^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_2}+$$

$$\left.+B_3\alpha_4\frac{T_2}{T_C}\frac{z(1-d_3^{\varepsilon_1})-d_3(1-d_3^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_3}\right]=$$

$$=\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left(\frac{\beta_1 z-\beta_2}{z-1}+B_1\frac{\beta_3 z-\beta_4}{z-d_1}+B_2\frac{\beta_5 z-\beta_6}{z-d_2}+B_3\frac{\beta_7 z-\beta_8}{z-d_3}\right). \qquad (3.25)$$

где

$$\beta_1=\alpha_1-\alpha_1 d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}-\frac{T}{T_C}\alpha_4\varepsilon_1;$$

$$\beta_2=\alpha_2-\alpha_3 d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}+\frac{T}{T_C}\alpha_4(\varepsilon_2-\varepsilon_1);$$

$$\beta_3=-\alpha_4\frac{T_L}{T_C}(1-d_1^{\varepsilon_1});$$

$$\beta_4=-d_1(\alpha_3-\alpha_2)-\alpha_4\frac{T_L}{T_C}d_1(1-d_1^{\varepsilon_1-\varepsilon_2});$$

$$\beta_5=\alpha_1 d_2(1-d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_2^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})-\alpha_4(1-d_2^{\varepsilon_1});$$

$$\beta_6=\alpha_2 d_2-\alpha_3 d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}-\alpha_4 d_2(1-d_2^{\varepsilon_1-\varepsilon_2});$$

$$\beta_7=\alpha_1 d_3\left(1-d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_3^{\varepsilon_1-\varepsilon_2}\right)-\alpha_4\left(1-d_3^{\varepsilon_1}\right)\frac{T_2}{T_C};$$

$$\beta_8=\alpha_2 d_3-\alpha_3 d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}-\alpha_4 d_3(1-d_3^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})\frac{T_2}{T_C}.$$

Математические преобразования привели к значительному упрощению выражения для передаточной функции разомкнутой импульсной системы (3.15). Коэффициенты, входящие в (3.25) не зависят от *z*, что упрощает анализ и расчет системы.

По передаточной функции (3.25) легко найти характеристическое уравнение замкнутой системы для анализа с помощью корневых годографов. Как и в случае нахождения характеристического многочлена для РНТ в РПТ характеристическое уравнение будет определяться выражением (2.11), однако при преобразовании в функции (3.25) уже учтена замена $\varepsilon = 1$ и умножение на сомножитель z^{-1}. Тогда выражение (2.11) в нашем случае для РПТ запишется в виде

$$1+W(z, \varepsilon_1) = 0.$$

Однако упрощение выражения (3.15) потребовало выполнения больших математических преобразований и увеличило вероятность появления ошибок. Поэтому, целесообразно проверять вычислениями по исходным соотношениям, чтобы убедиться в отсутствии ошибок в формуле (3.25).

3.2 Сравнение частотных характеристик разомкнутой системы, полученных по первоначальной и преобразованной формулам

Полученные выражения (3.15) и (3.25) будут использованы для расчета АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы. Для этого используется подстановка $z = e^{j\omega T}$.

На рисунке 3.3, *а* и *б* представлены АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы, полученных из формул (3.15) и (3.25), при значениях параметров синтезированной системы [11,12] и сопротивлении нагрузки $R = 100$ Ом. Как видно из рисунка частотные характеристики, полученные по первоначальной формуле (3.15) и по преобразованному выражению (3.25) совпадают, о чем свидетельствует равенство полученных значений частот среза по первоначальной и преобразованной формулам $f_{\text{ср.д1}} = f_{\text{ср.д2}}$, а также равенство запаса устойчивости по фазе $\mu_{\text{д1}} = \mu_{\text{д2}}$. Общий вид кривых АФЧ и ФЧХ также одинаковый, что свидетельствует о правильности полученного выражения (3.25).

Для того чтобы окончательно убедиться в правильности полученных выражений и преобразований сравним АЧХ и ФЧХ с частотными характеристиками, получающимися из линеаризованной усредненной структурной динамической модели, описанной в работе [22].

На рисунке 3.4 показана структурная линеаризованная усредненная динамическая модель понижающего преобразователя в РПТ, в которой

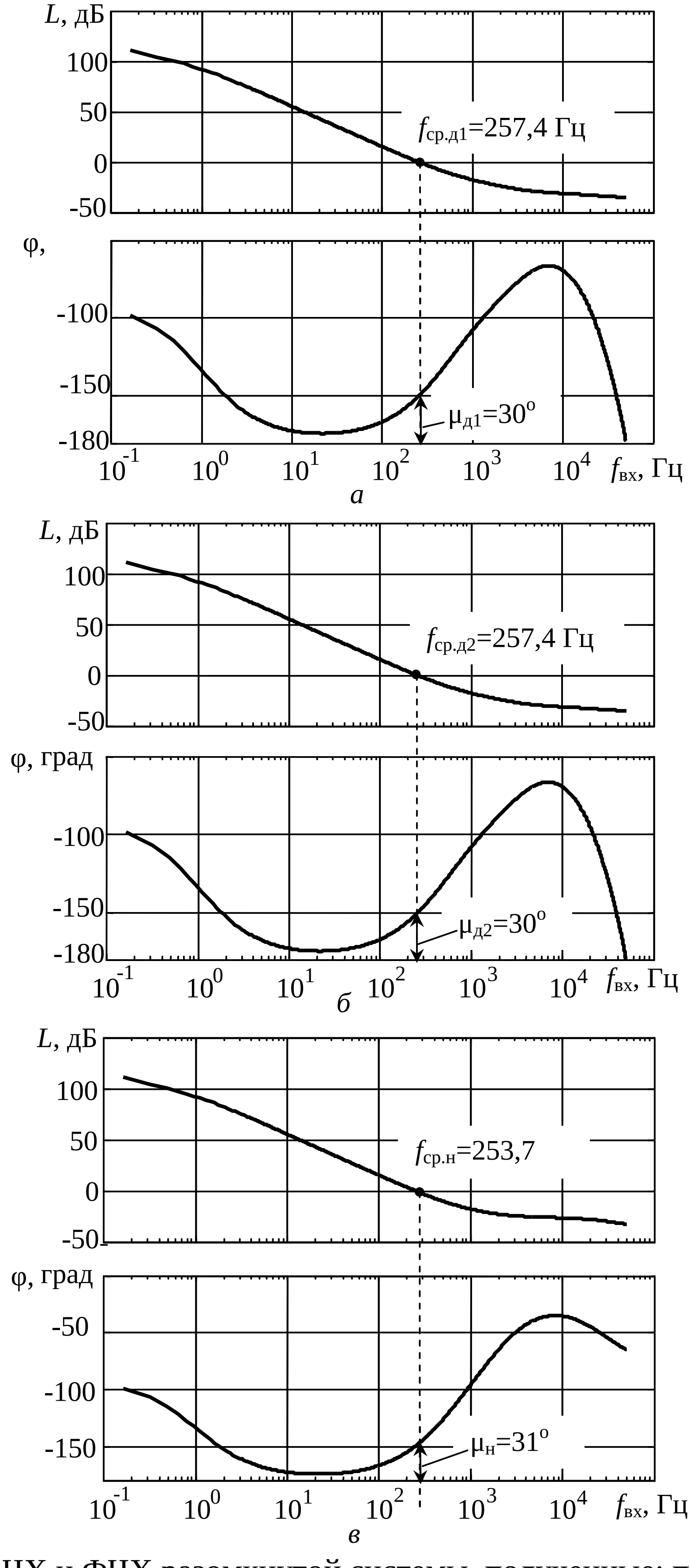


Рисунок 3.3 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы, полученные: по первоначальной дискретной передаточной функции (*а*); по преобразованной дискретной передаточной функции (*б*); по линеаризованной усредненной модели (*в*)

$$(K_1)_1 = \frac{1}{rT}\left(u_{\text{вх.ср}} - u_{\text{вых.ср}}\right)\left[1 - e^{-\left(t_1+t_\text{c}\right)/T_L}\right] = \frac{1}{rT}\left(u_{\text{вх.ср}} + u_{\text{д.пр}}\right)\left(1 - e^{-t_\text{c}/T_L}\right), \quad (3.26.1)$$

$$(K_2)_1 = \frac{1}{r}\left[\gamma - \frac{T_L}{T}\left(1 - e^{-t_1/T_L}\right)e^{-t_\text{c}/T_L}\right], \quad (3.26.2)$$

$$(K_3)_1 = \frac{1}{r}\left\{\gamma + \gamma_\text{c} - \frac{T_L}{T}\left[1 - e^{-\left(t_1+t_\text{c}\right)/T_L}\right]\right\}, \quad (3.26.3)$$

$$(K_4)_1 = \frac{1}{r}\left[\gamma_\text{c} - \frac{T_L}{T}\left(1 - e^{-t_\text{c}/T_L}\right)\right], \quad (3.26.4)$$

дополнительный индекс «1» означает принадлежность выражения понижающему ППН, а передаточная функция $Z(p)$ определяется выражением (1.2).

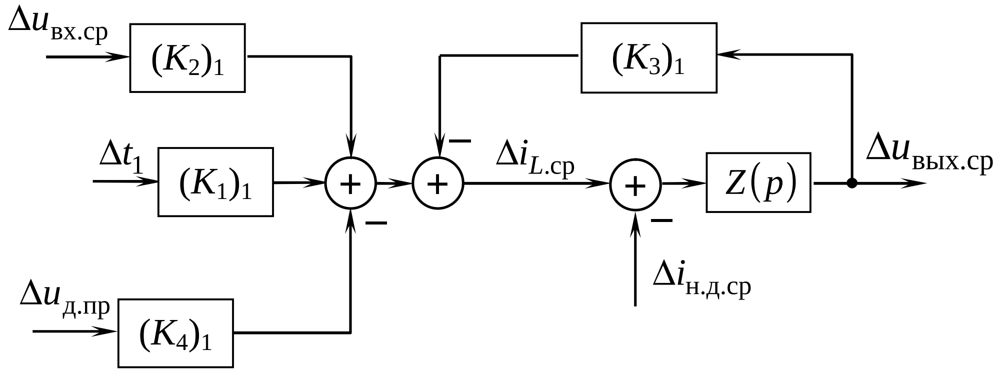


Рисунок 3.4 – Линеаризованная усредненная структурная динамическая модель понижающего ППН в РПТ

Учитывая выражения (3.26), (1.2), (2.4) и (П.1) получим выражение для передаточной функции разомкнутого контура

$$W(p) = \frac{K_{11}}{T}\left[1 - e^{(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)\frac{T}{T_L}}\right]\frac{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_2 p)(1+T_C p + R(1+\tau_C p)K)}, \quad (3.27)$$

где $K = \frac{1}{r}\left[\varepsilon_2 - \frac{T_L}{T}\left(1 - e^{-\varepsilon_2\frac{T}{T_L}}\right)\right].$

Для построения частотных характеристик по формуле (3.27) необходимо произвести замену $p = j\omega$. На рисунке 3.3, *в* показаны АЧХ и ФЧХ полученные по линеаризованной усредненной структурной динамической модели. Как видно из рисунка 3.3, *в* АЧХ и ФЧХ полученные по формулам (3.15) и (3.25) имеют тот же вид, что и АЧХ и ФЧХ полученные по формуле (3.27). Приближенное совпадение частоты среза по линеаризованной усредненной динамической модели говорит о правильности полученных выражений (3.15) и (3.25). Далее в работе для анализа частотных характеристик будем пользоваться выражением (3.25).

3.3 Исследование частотных характеристик разомкнутой системы в РПТ

На рисунке 3.5 представлены расчетные АФЧХ для разомкнутой дискретной модели в РПТ при расчетных параметрах системы управления и трех значениях постоянной времени конденсатора T_C *LC*-фильтра. Для суждения об устойчивости по критерию Найквиста эти АФЧХ необходимо дополнить для $\omega = 0$ дугами окружности бесконечного радиуса, расположенными в четвертом квадранте, поскольку система обладает астатизмом первого порядка.

Как видно из рисунка 3.5, *б* система в РПТ устойчива для указанных значений параметра T_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 [11,12] также остается устойчивой. Если сравнить АФЧХ в РНТ и РПТ (рисунок 2.8, *б* и рисунок 3.5, *б*) можно заметить, что в РПТ для значения параметров полученных при синтезе запас устойчивости по фазе уменьшается, о чем свидетельствует более близкое расположение АФЧХ к действительной оси (кривая 3 на рисунке 3.5, *б*).

В режиме прерывистого тока *LC*-звено перестает вести себя как колебательное звено и превращается в апериодическое звено первого порядка [14, 17]. Построим частотные характеристики разомкнутой системы в режиме прерывистого тока для различных параметров силовой части и проанализируем, как изменится запас устойчивости по фазе.

Частотные характеристики в режиме прерывистого тока получены из формулы (3.25) аналогично частотным характеристикам в режиме непрерывного тока.

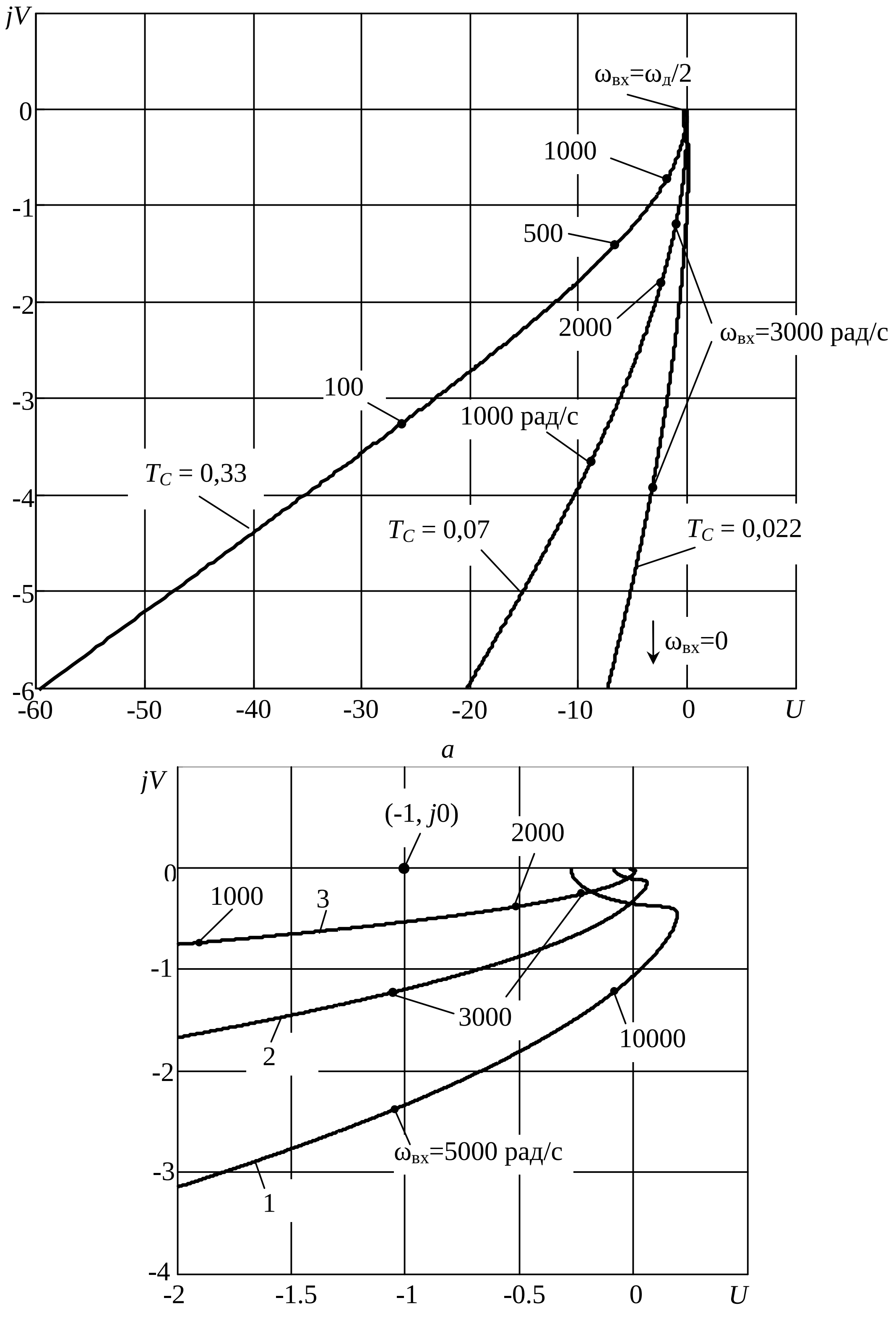


Рисунок 3.5 – АФЧХ разомкнутой дискретной системы в РПТ при *f*=100 кГц и различных значениях постоянной времени T_C (*а*); фрагмент АФЧХ разомкнутой системы вблизи точки (-1, *j*0) при T_C = 0,022 с (1), T_C = 0,07 с (2), T_C = 0,33 с (3) (*б*)

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 3.6). При уменьшении емкости C_2 до значения 220 мкФ запас устойчивости по фазе увеличивается $\mu_2 \approx 100^o$ (кривая 2 на рисунке 3.6), 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.

Уменьшая значение емкости выходного конденсатора можно сместить частоту среза вправо и значительно повысить запас устойчивости по фазе, однако следует помнить, что в реальном импульсном ППН уменьшение выходной емкости приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения, а возможно к неустойчивой работе ППН, что будет рассмотрено в главе 4.

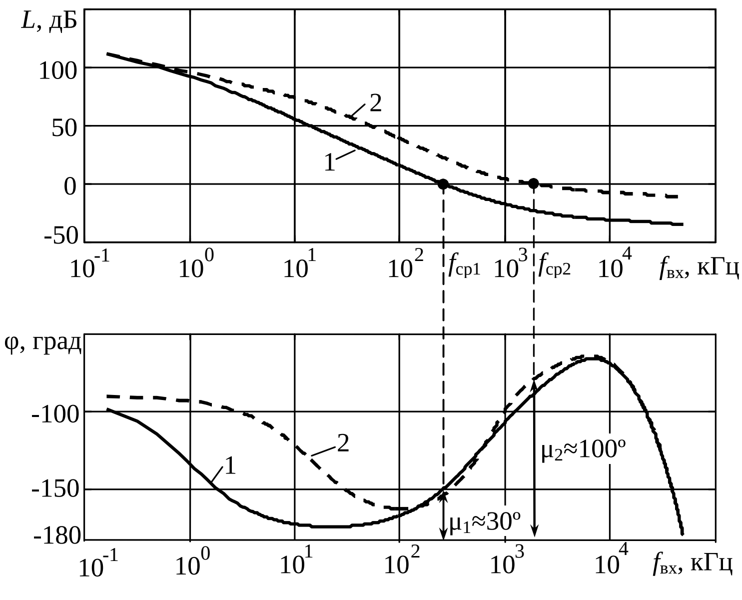


Рисунок 3.6 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой дискретной системы в режиме прерывистого тока при *f*=100 кГц и различных значениях постоянной времени выходного конденсатора T_C = 0,33 с (1) и T_C = 0,022 с (2)

На рисунке 3.7 показаны зависимости запаса устойчивости по фазе μ от частоты переключений силового регулирующего транзистора в РПТ для трех значений выходной емкости, при которых были построены АФЧХ на рисунке 3.5.

Как видно из рисунка 3.7 запас устойчивости по фазе μ изменяется соответственно изменению частоты переключений. Как и в РНТ при уменьшении значения частоты переключений запас устойчивости может сильно отличаться от расчетных значений для значений параметров синтезированной системы (кривые 2 и 3 на рисунке 3.7). Кривая 1 на рисунке соответствует значению $T_C = 0{,}33$ с, которая принимает такое значение при значении емкости выходного конденсатора $C_2 = 3300$ мкФ, полученного при синтезе ППН.

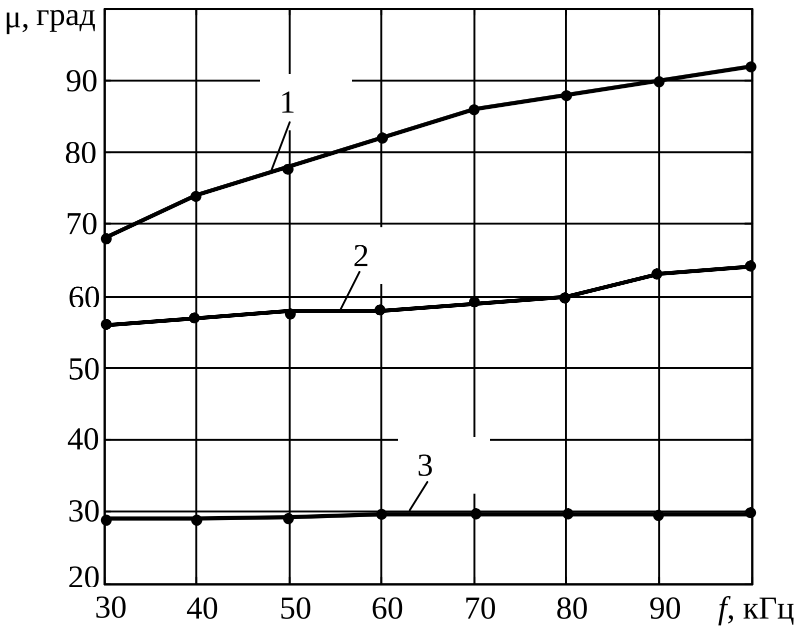


Рисунок 3.7 – Зависимость запаса устойчивости по фазе μ от частоты переключений в РПТ при T_C = 0,022 с (1), T_C = 0,07 с (2), T_C = 0,33 с (3)

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

Для того чтобы определить как изменилась динамика системы при переходе из РНТ в РПТ необходимо записать выражения показывающие соответствие постоянных времени LC-фильтра для РНТ и РПТ. Для этого воспользуемся выражениями (2.2.1) и (2.2.2). Тогда с учетом выражений для постоянных времени T_L и T_C получим

$$T_{\text{ф}} = \sqrt{\frac{R + r_C}{R + r} LC} = \sqrt{\frac{T_C T_L}{1 + \frac{R}{r}}}, \tag{3.28}$$

а с учетом (3.28)

$$\zeta_{\text{ф}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R + r_C}{R + r}}\left[\frac{1}{R + r_C}\sqrt{\frac{L}{C}} + \left(r + R \parallel r_C\right)\sqrt{\frac{C}{L}}\right] =$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{\frac{r}{R + r}\frac{T_L}{T_C}}\left[1 + \left(1 + \frac{R \parallel r_C}{r}\right)\frac{T_C}{T_L}\right]. \tag{3.29}$$

По формулам (3.28) и (3.29) можно рассчитать значения постоянной времени LC-фильтра $T_{\text{ф}}$ и коэффициента демпфирования $\zeta_{\text{ф}}$ для РНТ при параметрах соотвествующих РПТ и наоборот. Известно, что при переходе в РПТ динамика системы улучшается [75]. При необходимости можно определить границы перехода из РНТ в РПТ по формулам, описанным в работе [15,23].

Расчет частотных характеристик разомкнутой системы в РПТ производился с помощью программы, представленной в приложении 3.

3.4 Выводы

1. Сравнение АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы, полученных из первоначальной и преобразованной дискретных передаточных функций и по линеаризованной усредненной динамической модели, подтверждает правильность выражений для дискретной передаточной функции в РПТ.

2. Показано, что в РПТ при достаточно высокой частоте переключений, порядка 100 кГц, допустимо использовать усредненные модели для приближенной оценки показателей качества переходных процессов в синтезированной системе.

3. Показано, что при переходе в режим прерывистого тока путем увеличения сопротивления нагрузки для значений параметров, полученных при синтезе с

использованием усредненных динамических моделей, система остается устойчивой.

4. В режиме прерывистого тока при значениях параметров синтезированной системы запас устойчивости по фазе составляет $\mu_1 \approx 30^o$, что меньше чем в режиме непрерывного тока из-за увеличения постоянной времени $T_C = (R + r_C)C$. Если при этом уменьшить емкость выходного конденсатора, то можно восстановить значение μ до прежнего значения, поскольку частота среза возрастает до значения $f_{ср2}$ (рис. 3.6), при котором запас по фазе равен $\mu_2 \approx 100^o$, что даже больше чем в РНТ.

5. С уменьшением частоты переключений для значений параметров, полученных при синтезе с использованием усредненных динамических моделей, запас устойчивости по фазе меняется слабо, что связано с очень малой частотой среза АЧХ разомкнутой системы из-за возрастания постоянной времени T_C. При изменении параметра T_C в сторону уменьшения происходит смещение частоты среза вправо. При этом изменение запаса устойчивости по фазе с изменением частоты переключений начинает все больше сказываться на системе.

6. Для получения оптимальных процессов в РПТ целесообразно для этого режима изменить параметры усилителя ошибки (регулятора) по сравнению со значениями, принятыми в РНТ.

7. Динамика ППН в РПТ при оптимальном синтезе лучше, чем в РНТ из-за уменьшения порядка уравнений силовой части.

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

4.1 Конструирование печатной платы

Проектирование современных импульсных источников питания представляет собой достаточно сложный процесс, включающий в себя, в частности, синтез и разработку печатной платы [33,34]. Правильно рассчитанный импульсный преобразователь, в конечном счете, может не работать, если печатная плата спроектирована неправильно. Расположение элементов на печатной плате, оказывает существенное влияние на различные параметры устройства: собственное электромагнитное излучение, чувствительность к воздействию внешних электромагнитных полей, тепловые режимы работы компонентов печатной платы, а также на возникновение нестабильности выходного напряжения [47].

Рассмотрим на примере понижающего импульсного преобразователя основные требования к проектированию печатных плат импульсных источников питания.

В импульсном источнике питания можно условно выделить четыре паразитных токовых контура (рисунок 4.1): контур переменного тока ключа, контур переменного тока обратного диода, контур входного источника, выходной контур или контур нагрузки [33].

Основными из четырех будут контур переменного тока ключа и контур переменного тока обратного диода. Эти два контура содержат переменные токи, в которых присутствует большое число гармоник. Такие переменные токи могут в 2-5 раз превышать непрерывные постоянные токи входа и выхода, тем самым создавая наибольшие электромагнитные помехи [33].

Входной контур следует проектировать исходя из требования, что входной высокочастотный конденсатор понижающего преобразователя должен быть как можно ближе к стоку силового транзистора и аноду диода [86].

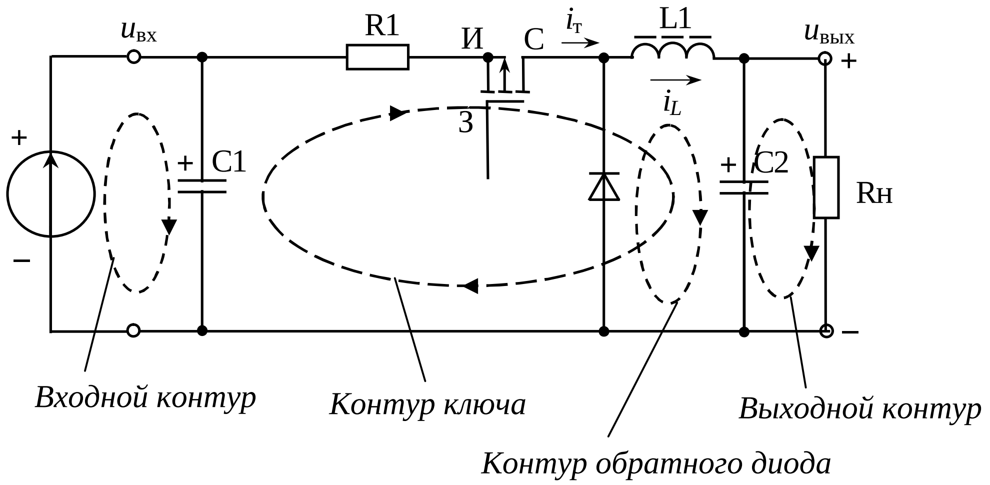


Рисунок 4.1 – Основные токовые контуры понижающего импульсного преобразователя с точки зрения помех.

Отдельное внимание следует уделить линиям заземления. Смешивание линий заземления может приводить к возникновению неустойчивости импульсного преобразователя [34]. Общее правило для трассировки линий заземления заключается в том, что все линии заземления должны быть связаны с линией заземления переменного тока силовой части в точке соединения конденсаторов фильтра (рисунок 4.2).

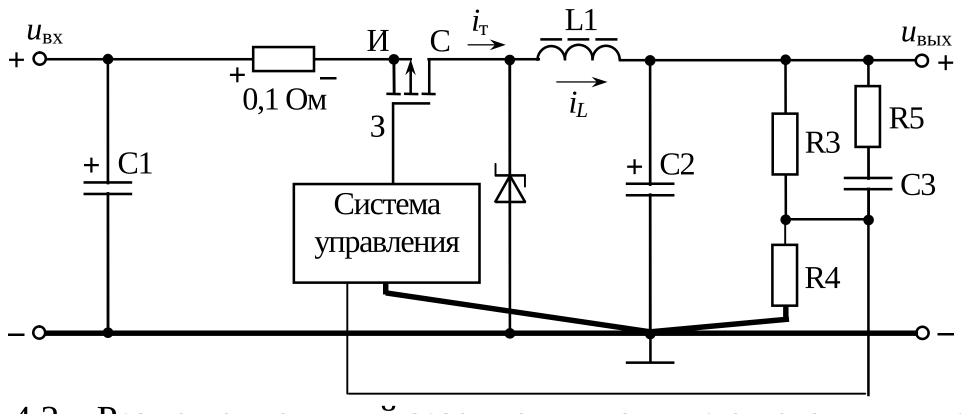


Рисунок 4.2 – Размещение линий заземления понижающего импульсного преобразователя.

Современные импульсные источники питания работают на частотах, приближающихся к 1МГц. Увеличение частоты работы микросхемы накладывает на проектирование печатных плат особые требования. Уровень помех в таких источниках питания может зависеть от числа слоев печатной платы. Так например, для импульсных источников питания с частотой переключения силового транзистора до 100 кГц возможна трассировка односторонней печатной платы [47]. Повышение частоты переключений со 100 кГц до 200 кГц приводит к возникновению колебаний в односторонней печатной плате. В таком случае решение проблемы будет заключаться в применении двух – четырех слойной печатной платы.

Еще один вопрос проектирования связан с правильным размещением отдельных компонентов на печатной плате. На рисунке 4.3 показан один из вариантов правильной трассировки микросхемы управления импульсного преобразователя. Под интегральной микросхемой располагается область металлизации печатного монтажа, подключенная к линии заземления. Эта область обеспечивает распределение основной части линий электромагнитного поля, выходящих из микросхемы между корпусом микросхемы и земляной областью [99].

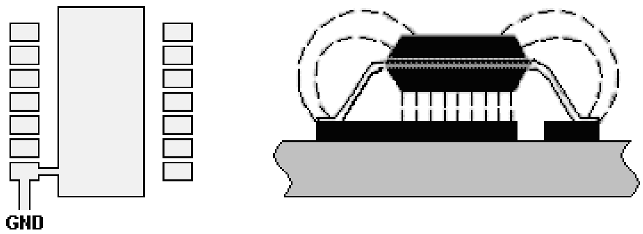
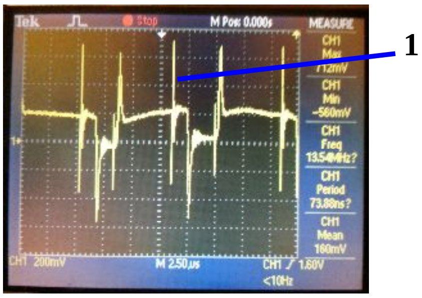
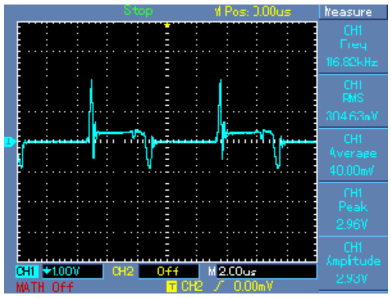


Рисунок 4.3 – Расположение микросхемы управления импульсным источником питания.

Соединительные линии микросхемы управления с силовой частью должны быть как можно короче. Длинные сигнальные линии подобно антеннам улавливают электромагнитные помехи. Как видно на рисунке 4.4, такие помехи существенно искажают форму сигнала (см. рисунок 4.4, *а*), а амплитуда полезного сигнала в несколько раз меньше амплитуды помехи.



а



б

Рисунок 4.4 – Осциллограммы тока транзистора, снимаемые с вывода микросхемы: *а* – при неправильной топологии с длинными линиями связи: 1 – помеха, наводимая в длинных линиях; *б* – для улучшенной топологии.

Конечно, чаще всего строго следовать правильным алгоритмам и требованиям по разведке печатных плат не удается, поэтому каждый разработчик печатных плат должен сам исходить из определенных электрических факторов, и стараться наиболее соответствовать правильной трассировке.

Экспериментальный образец, понижающего импульсного преобразователя, изготовлен на основе схемы, показанной на рисунке 4.5.

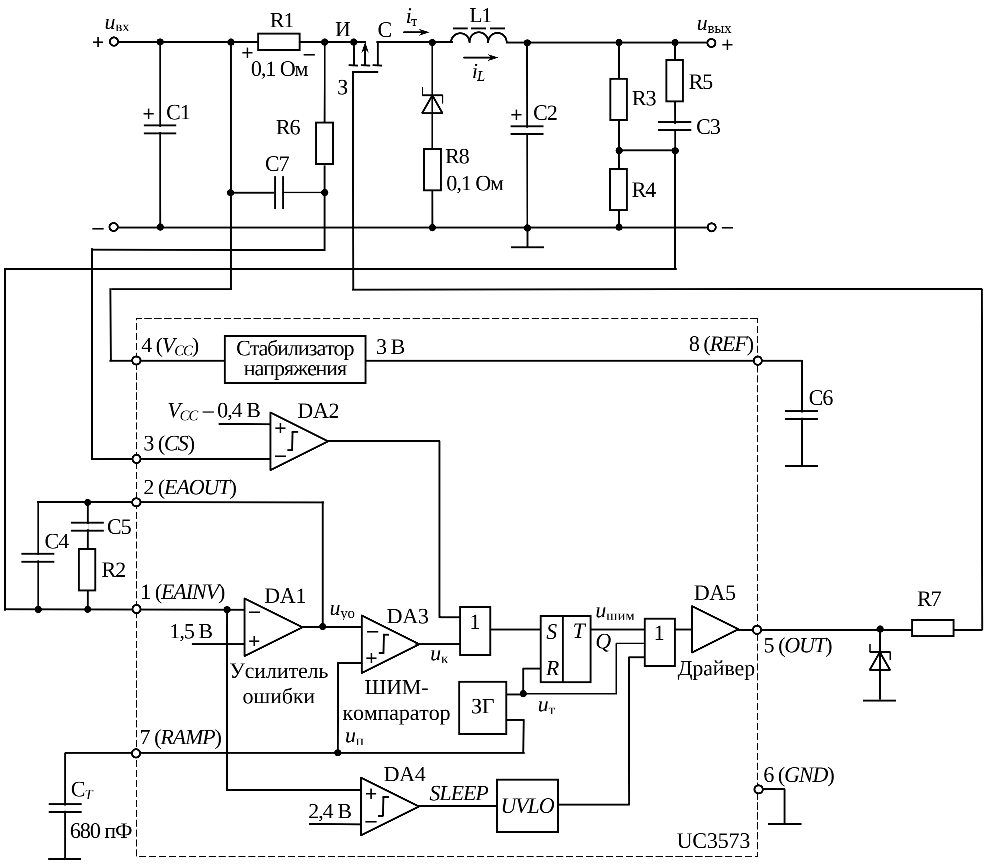


Рисунок 4.5 – Принципиальная схема импульсного преобразователя

Первоначально трассировка печатной платы создавалась из соображения короткого земляного контура и близкого размещения обратного диода, входного конденсатора и силового МДП-транзистора (рисунок 4.6, *а*) [1]. Короткая линия земли позволяет получить малошумящее соединение.

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. На рисунке 4.7 показаны осциллограммы снятые с экспериментального макета с платой согласно рисунку 4.6, *а*.

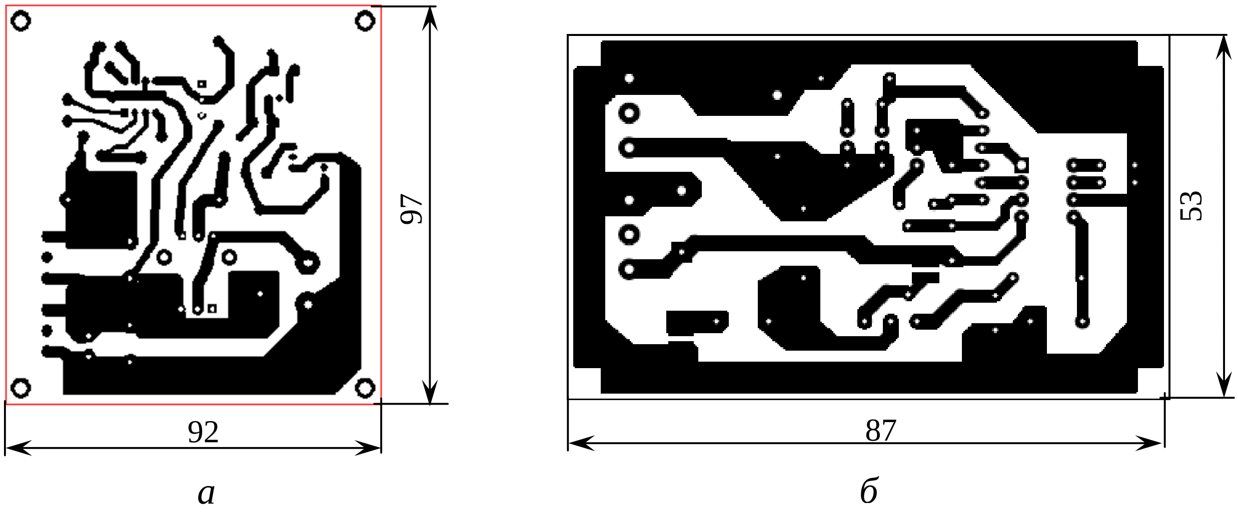


Рисунок 4.6 – Топология печатной платы понижающего импульсного преобразователя: *а*) первый вариант; *б*) улучшенный вариант

Недостатком процессов в этом случае является существенно искаженная форма тока истока $i_и$, равного сумме токов стока и затвора. Искажения связаны с заметным влиянием паразитных колебательных процессов в цепи затвора вызванных входной емкостью МДП-транзистора и паразитными индуктивностями в цепи затвора.

Вследствие этого осциллограмма тока истока на рисунке 4.7 ошибочно показывает заметное превышение сквозного тока в цепи сток-исток при включении силового транзистора и обратного диода (15 А при токе нагрузки 1 А, что, как будет показано одновременным измерением обратного тока диода на следующем макете) [27]. Завышено также значение тока при выключении силового транзистора. Измерялся ток истока $i_и$, а не ток стока, поскольку для устранения влияния синфазных помех в токоизмерительной цепи токоизмерительный резистор *R*1 (рисунок 4.5) поставлен в цепь истока транзистора.

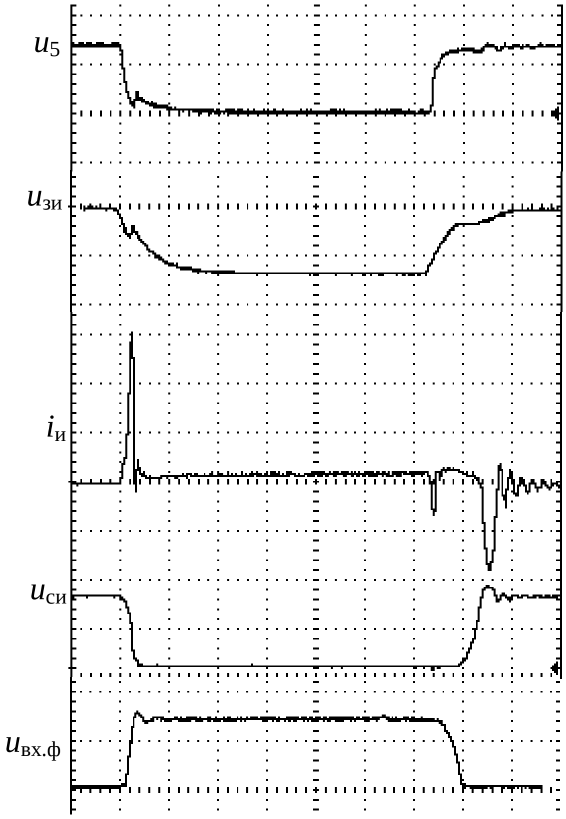


Рисунок 4.7 – Осциллограммы процессов переключений в силовой части:

t – 500 нс/дел; u_5, $u_{зи}$, $u_{си}$, $u_д$ – 10 В/дел; $i_с$ – 10 А/дел

Эксперименты проводились с обратными диодами трех типов при токе нагрузки ППН 2 А. Время обратного восстановления диода Шоттки типа *SR*2560 фирмы *LTO-DMS Semiconductor Corporation* (на 25 А, 60 В) оказалось примерно равным 100 нс, у диода Шоттки типа 1*N*5822 фирмы *Fairchild Semiconductor* (на 3А, 40 В) – примерно таким же, а у быстродействующего диода с *p-n* переходом типа *HFA*15*T*60*PBF* фирмы *Vishay* (на 15А, 60 В) составило около 40 нс. Прямое падение напряжения на перечисленных диодах составляло у диодов Шоттки 0,6 – 0,8 В, а у диода с *p–n* переходом 1,1 В.

Улучшенная топология, представленная на рисунке 4.6, *б* отличается тем, что проводники земли расположена по периметру печатной платы для устранения существенного влияния электромагнитных помех на силовую часть. Так же элементы цепи управления были расположены ближе к силовой части для создания более коротких линий от микросхемы управления. В цепь обратного диода для анализа процессов переключения силового транзистора был добавлен токоизмерительный резистор *R*8. На рисунке 4.8 показан внешний вид экспериментального макета понижающего преобразователя, разработанного в соответствии с топологией, показанной на рисунке 4.6, *б*.

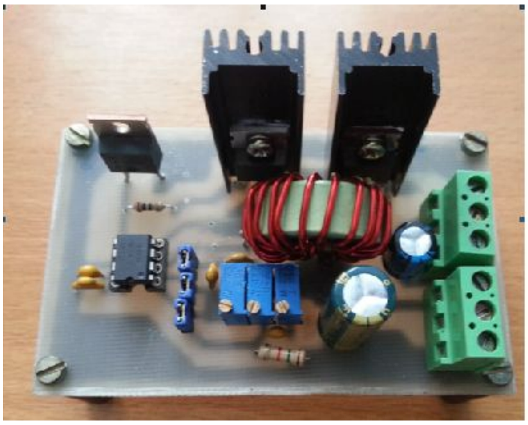


Рисунок 4.8 – Макет импульсного понижающего преобразователя с одноконтурной системой управления

Таким образом, при разработке оптимальной топологии печатной платы импульсного источника питания необходимо обеспечить: правильный выбор типа печатной платы (односторонняя, двусторонняя, многослойная); ограничение длины проводников; правильное использование и размещение фильтров, пассивных элементов и микросхемы управления; правильный выбор ширины дорожек печатной платы; обоснованный выбор внешнего охлаждения и радиаторов силовых транзисторов и диодов.

4.2 Описание экспериментальной установки

Система управления преобразователем (рисунок 4.5) построена на простой микросхеме *UC*3573, в которой основные узлы микросхемы меньше всего загромождены дополнительными цепями защиты и плавного пуска.

Напряжение питания микросхемы, подается на вывод 4 (V_{CC}) со входа силовой части и непосредственно использвуется для питания выходного каскада (драйвера) микросхемы. Для стабилизированного питания остальных внутренних узлов микросхемы используется внутренний стабилизатор с выходным напряжением V_{REF}=3±0,06 В. Частота задающего генератора ЗГ определяется емкостью внешнего конденсатора $C_{\text{Т}}$, и определяется по приближенной формуле [72]

$$f=1/(15C_{\text{Т}}),$$

где f – в килогерцах, $C_{\text{Т}}$ – в микрофарадах. Рабочую частоту генератора для данной микросхемы рекомендуется выбирать в диапазоне от 10 до 200 кГц. На выводе 7 (*RAMP*) микросхемы формируется пилообразное напряжение $u_{\text{п}}$ изменяющееся в пределах от 0,5 до 3,5 В.

В исследуемой схеме (рисунок 4.5) силовой транзистор имеет так называемое верхнее расположение, и для упрощения драйвера в качестве силового транзистора используется МДП-транзистор с каналом *p*-типа *IRF*4905, так как выход микросхемы не рассчитан на управление транзистором с каналом *n*-типа с верхним расположением. Для выбранного транзистора *IRF*4905 собственная входная емкость составляет порядка 3 нФ.

Исходные данные для проектирования экспериментального образца понижающего ППН: выходное напряжение 5 В; номинальный ток нагрузки 2 А; минимальный выходной ток 1 А; номинальное входное напряжение 12 В; минимальное входное напряжение 9 В; максимальное входное напряжение 15 В; допустимая нестабильность выходного напряжения ±10 мВ. Использованы результаты расчета параметров силовой части и цепи коррекции (*R*2, *C*4, *C*5), выполненного в [11,12]. Индуктивность силового дросселя L=40 мкГн, параметры дросселя: тороидальный ферритовый магнитопровод с размерами 23 x 10 x 8 мм, число витков w = 24, медный провод диаметром 1 мм. В качестве конденсатора фильтра был выбран электролитический конденсатор фирмы *Jamicon* C_2=3300 мкФ. Емкость входного электролитического конденсатора C_1=220 мкФ. Параллельно конденсаторам *C*1 и *C*2 подключены более высокочастотные керамические конденсаторы емкостью 100 нФ. В качестве токоизмерительных резисторов *R*1 и *R*8 с номинальным сопротивлением 0,112 Ом использовалось параллельное соединение пяти одноваттных безындуктивных чип-резисторов типа *ERJB*2*BFR*56*V* с номинальным сопротивлением 0,56 Ом. При этом максимально допустимое значение измеренного тока составляет примерно 4 А, поскольку при превышении этого значения срабатывает защита от перегрузки по току, предусмотренная в используемой микросхеме типа *UC*3573, разработанной фирмой *Unitrode* (*Texas Instruments*). Для повышения максимально допустимого значения измеряемого тока необходимо уменьшить сопротивление токоизмерительного резистора *R*1.

Параметры фильтра цепи защиты от перегрузки по току R_6=875 Ом, C_7=82 пФ. Фильтр в цепи защиты от перегрузки по току необходим для того, чтобы выделить основную составляющую тока транзистора, т.е. избавиться от влияния на микросхему нежелательных выбросов тока. На рисунке 4.9 показаны осциллограммы напряжения на токоизмерительном резисторе *R*1 и того же напряжения после фильтра.

а *б*

Рисунок 4.9 – Осциллограммы напряжений на токоизмерительном резисторе: а) до фильтрующей цепочки (масштаб – 1 В/дел); б) после фильтрующей цепочки (масштаб – 0,1 В/дел). Масштаб времени – 2 мкс/дел

Постоянная времени фильтрующей цепочки выбирается так, чтобы исключить ложные срабатывания цепи защиты, для чего необходимо подавить импульс помех, возникающий в момент включения силового регулирующего транзистора.

Рекомендуется сопротивление *R*6 выбирать не более 1 кОм, а емкость конденсатора *C*7 подбирается исходя из времени переключения транзистора [108].

Поскольку при выборе обратного диода основное внимание уделялось его быстродействию, был использован диод с *p-n* переходом типа *VS-HFA*15*TB*60 с меньшим временем восстановления, чем у диодов Шоттки, несмотря на большее прямое падение напряжения.

Экспериментальная установка показана на рисунке 4.10.

Рисунок 4.10 – Экспериментальная установка

В качестве входного источника питания использовался импульсный источник питания фирмы *GoodWill Instek SPS*-3610 (36 В, 10А), для измерения выходного напряжения использовался мультиметр АКИП *GDM* 354*A*. Для снятия осциллограмм процессов переключения силового транзистора необходимо использовать быстродействующий осциллограф. Поэтому для измерения использовался цифровой осциллограф фирмы *Tektronix TDS*-3012 с частотой дискретизации 100 МГц. На измерения повлияют соединительные щупы осциллографа, поэтому необходимо правильно их подобрать. Так, например, на рисунке 4.11 показаны осциллограммы тока истока при измерении его двумя различными щупами. Видно, что в верхней осциллограмме на рисунке 4.11 присутствуют колебания, которые в значительной степени вносятся измерительным щупом.

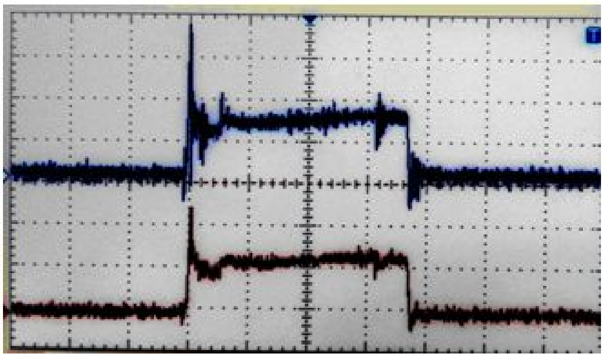


Рисунок 4.11 – Осциллограммы тока истока снятые разными щупами
(время – 1 мкс/дел; $i_и$ – 2 А/дел)

Для снятия частотных характеристик использовался лабораторный стенд *National Instruments Elvis* 2, содержащий генератор периодических напряжений синусоидальной, прямоугольной и треугольной формы с постоянной составляющей, которая может изменяться от -10 В до +10 В, с допустимым током нагрузки до 0,5 А.

4.3 Процессы переключений в силовой части

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.

На рисунке 4.12 представлены упрощенные кривые изменения напряжений $u_{зи}$ и $u_{си}$, иллюстрирующие принятые фирмой *International Rectifier* правила отсчета интервалов времени при переключениях транзистора *IRF*4905, где $t_{з.вкл}$ – задержка включения, $t_{з.выкл}$ – задержка выключения, $t_н$ – время нарастания напряжения $u_{си}$ (*rise time* t_r), $t_с$ – время спада напряжения $u_{си}$ (*fall time* t_f).

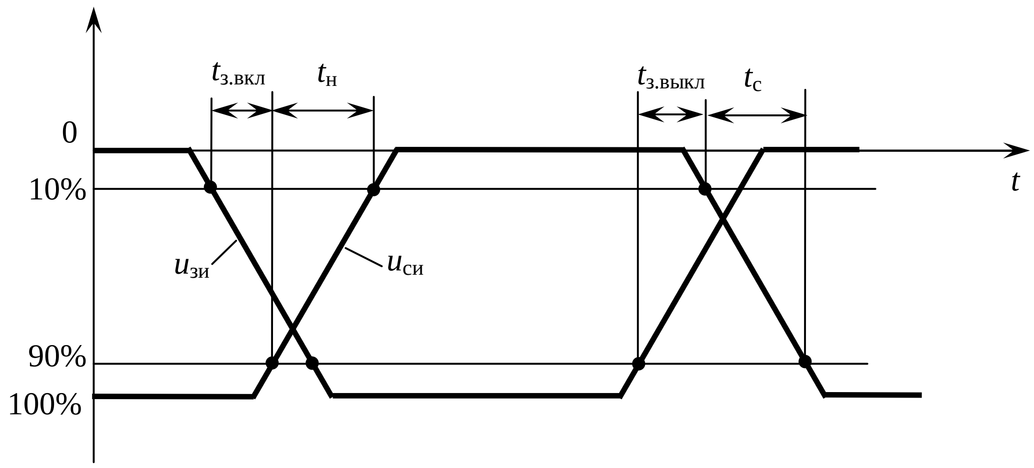


Рисунок 4.12 – Упрощенные кривые, иллюстрирующие правила отсчета интервалов времени при переключениях транзистора

Временные диаграммы, поясняющие процессы переключения в режиме непрерывного тока, представлены на рисунках 4.13 – 4.15. 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 формируется 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. Таким образом, выходной импульс микросхемы, определяющий время закрытого состояния силового транзистора удлиняется на время длительности тактового импульса. Это время составляет нерегулируемую по длительности часть выходного (так называемое «мертвое время» ШИМ).

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.

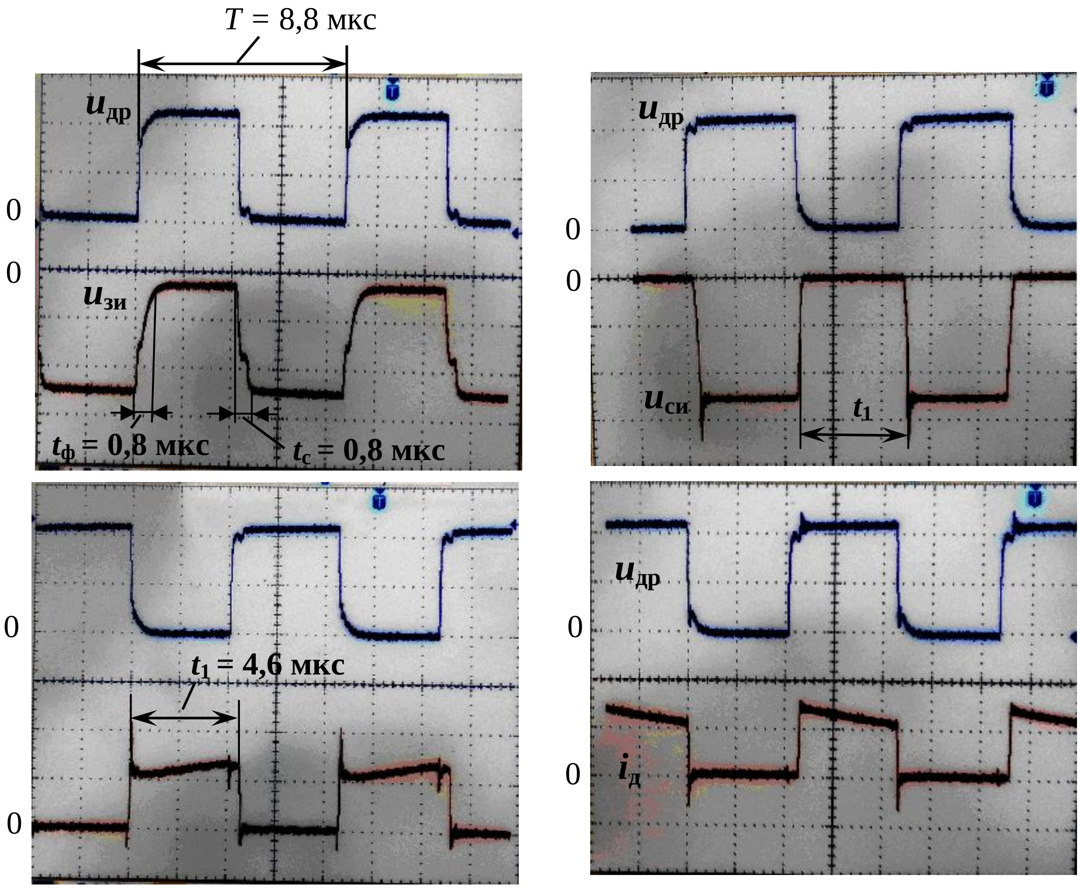


Рисунок 4.13 – Осциллограммы процессов переключения регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 2 мкс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

В момент, когда силовой транзистор начинает открываться (рисунок 4.13), обратный диод начинает закрываться. Задержка выключения диода составляет около 40 нс и определяется временем обратного восстановления диода $t_{восст}$. За это время, как видно из рисунка 4.13, ток стока $i_{и}$ успевает нарасти до 5 А, а в диоде нарастает соответствующий обратный ток. Сквозной ток вызывает заметное увеличение потерь мощности на переключение.

Потери проводимости в обратном диоде при прямом падении напряжения $u_{д.пр}$=1,1 В составляет

$$\Delta P_{д} = u_{д.пр} I_{н} (1 - \gamma),$$

при $\gamma = u_{вых,ср}/u_{вх}$=5/15=0,333 получим

$$\Delta P_{д} = 1{,}1 \cdot 2 \cdot (1 - 0{,}333) = 1{,}47 \text{ Вт},$$

что уже существенно снижает КПД [27].

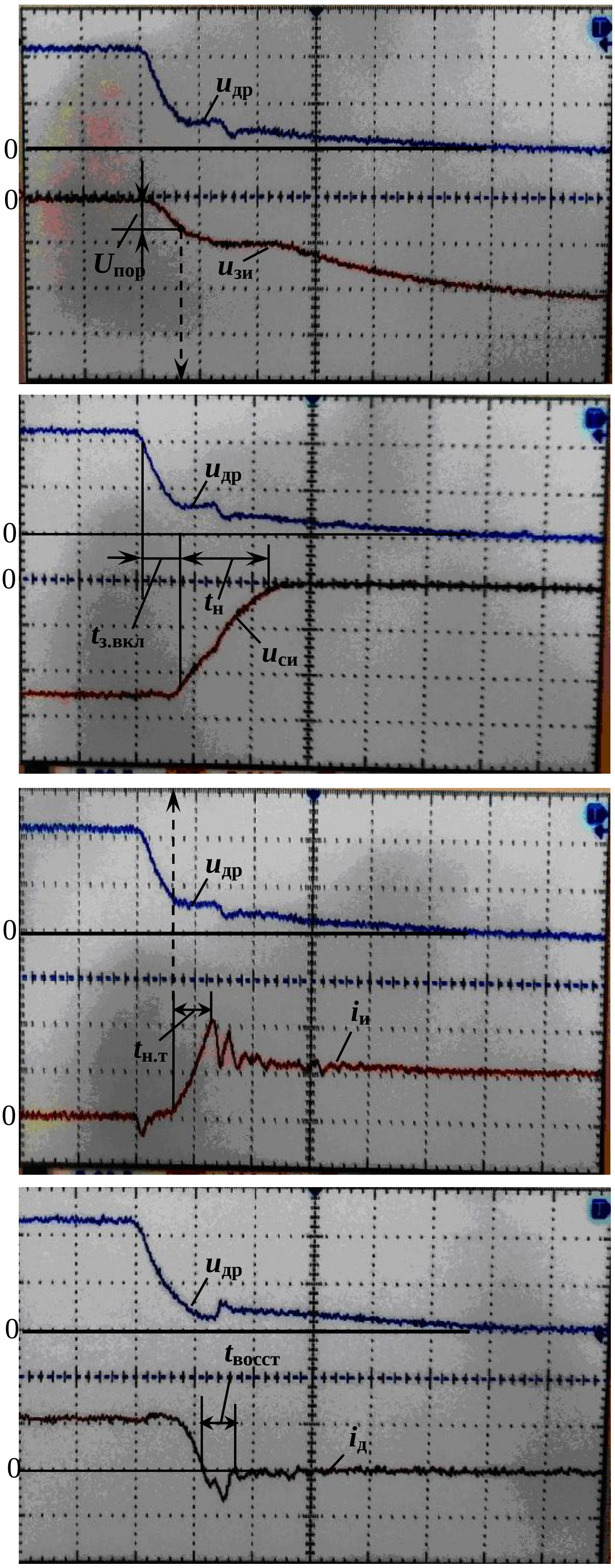


Рисунок 4.14 – Осциллограммы процессов при включении регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

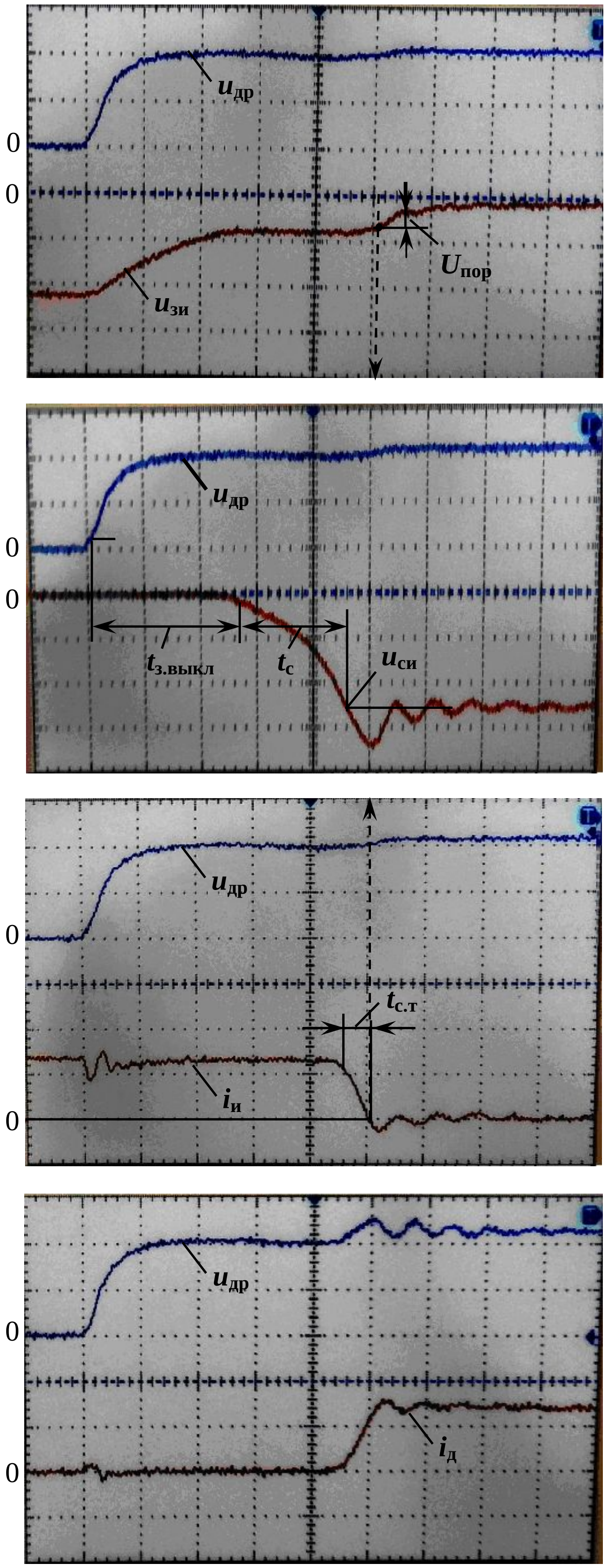


Рисунок 4.15 – Осциллограммы для процессов при выключении регулирующего транзистора в режиме непрерывного тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 2 А/дел.

Решением проблемы может стать использование схемы синхронного переключателя, когда вместо обратного диода устанавливается второй силовой МДП-транзистор. В таком случае для переключения двух транзисторов необходимо будет использовать специальные схемы драйверов. Задержка фронта включения напряжения $u_{\text{си}}$ по отношению к началу формирования отпирающего фронта импульса микросхемы $t_{\text{з.вкл}} = 65$ нс. Задержка фронта выключения напряжения $u_{\text{си}}$ транзистора по отношению к началу формирования запирающего фронта импульса микросхемы $t_{\text{з.выкл}} = 200$ нс. Это отрицательно сказывается на динамических свойствах системы.

Измерения при отпирании и запирании силового транзистора проводились с учетом принятых обозначений фирмы изготовителя транзисторов *International Rectifier*.

При уменьшении тока нагрузки в импульсном преобразователе возникает режим прерывистого тока. Для исследуемой схемы граничное значение тока нагрузки составляет примерно 0,5 А. На рисунках 4.16 – 4.18 показаны осциллограммы соответствующие режиму прерывистого тока, когда сопротивление нагрузки $R = 100$ Ом. 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.

Во время бестоковой паузы возникают паразитные колебания, особенно заметные на кривой напряжения $u_{\text{си}}$ и почти не заметные в кривой тока $i_{\text{с}}$. Как видно из рисунка 4.16, период этих колебаний $T_{\text{п}} = 2$ мкс. Поскольку этот период определяется выражением [20]

$$T_{\text{п}} = 2\pi\sqrt{LC_{\text{к}}},$$

где L – индуктивность силового дросселя, $C_{\text{к}}$ – паразитная емкость возникающего колебательного контура $C_{\text{к}} = C_{\text{си}} + C_{\text{д}} + C_{\text{доп}}$, $C_{\text{д}}$ – емкость обратносмещенного обратного диода.

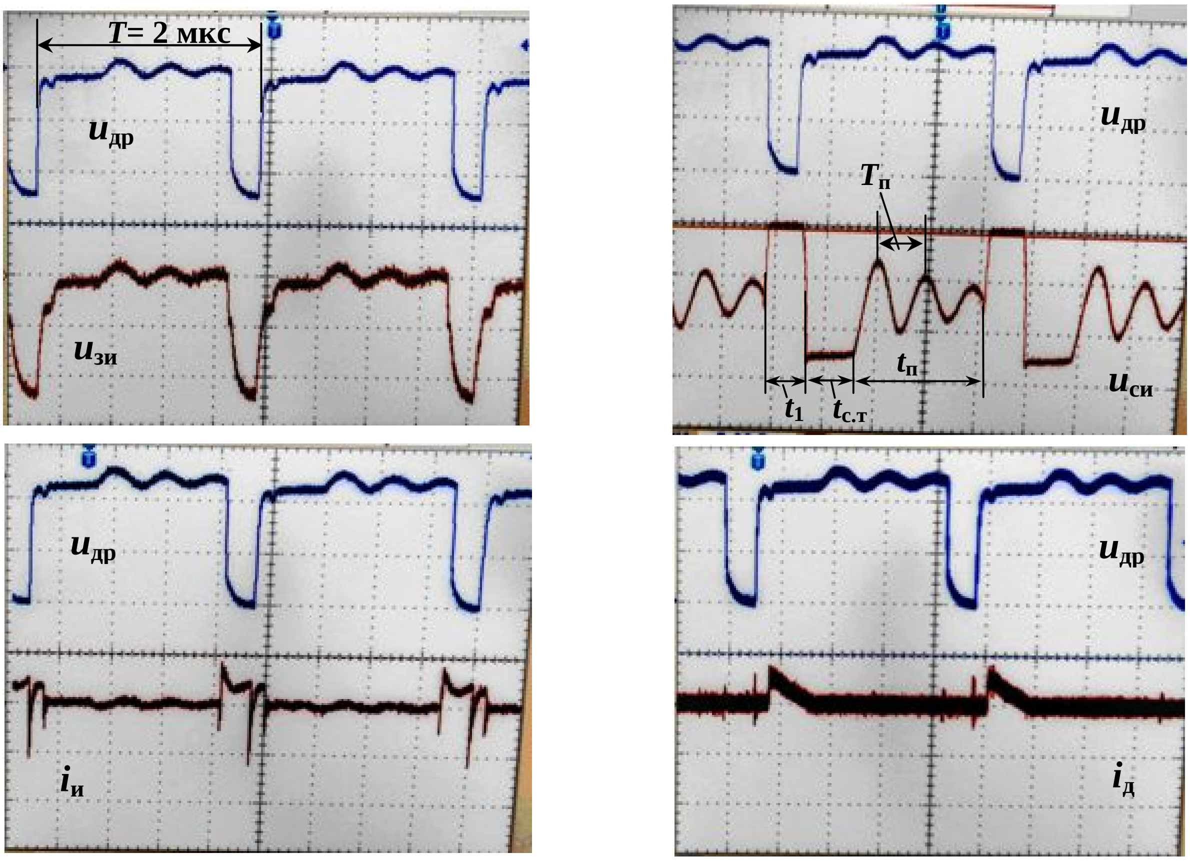


Рисунок 4.16 – Осциллограммы процессов переключения регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока. Масштабы: для времени – 2 мкс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел.

Отсюда

$$C_{\text{к}} = \frac{1}{L}\left(\frac{T_{\text{п}}}{2\pi}\right)^2 = \frac{2^2 \cdot 10^{-12}}{(2\pi)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} = 2{,}53\,\text{нФ}.$$

Отсюда $C_{\text{д}}$ + $C_{\text{доп}}$ = 2,53 – 0,64 =1,89 нФ. В паспортных данных на диод $C_{\text{д}}$ = 20÷50 пФ. Как видно, эти колебания создают помехи в цепи драйвера.

На кривой тока истока $i_{\text{и}}$ заметно явное влияние помех, особенно вначале импульса тока, который должен нарастать, начиная с нуля, полезная составляющая тока $i_{\text{и}}$ стала соизмеримой с током помех.

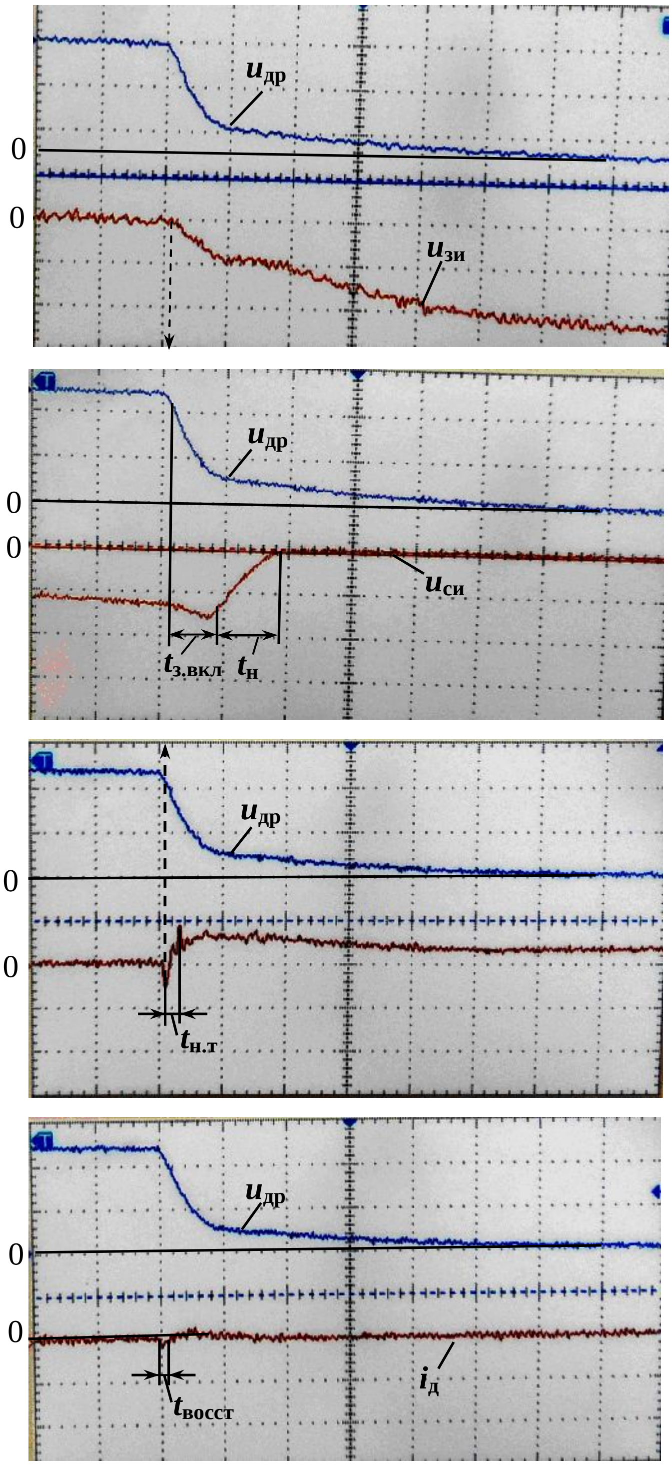


Рисунок 4.17 – Осциллограммы процессов при включении регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока . Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел.

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 усилило влияние растекания тока и вызвало увеличение помех на ней.

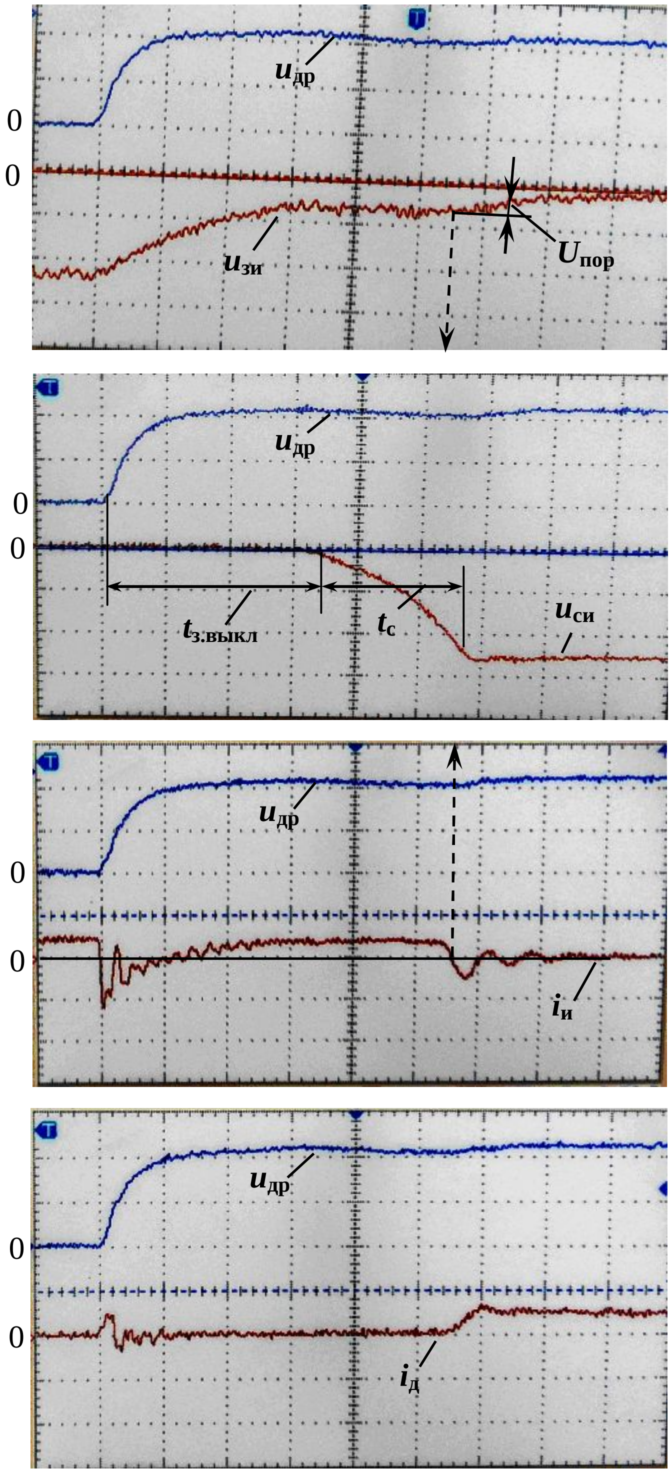


Рисунок 4.18 – Осциллограммы процессов при выключении регулирующего транзистора в режиме прерывистого тока. Масштабы: для времени – 100 нс/дел; напряжений – 5 В/дел; токов – 0,5 А/дел

Приведенные на рисунках осциллограммы соответствуют топологии печатной платы понижающего преобразователя, показанной на рисунке 4.6, *б*.

Результаты измерений длительностей интервалов переходных процессов переключения силового транзистора сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Результаты измерений длительностей интервалов в процессе включения и выключения силового транзистора

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

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

Как видно характер переходных процессов при переключениях силовой части совпадает с описанным в литературе с некоторыми отличиями, которые схематично показаны на рисунке 4.19.

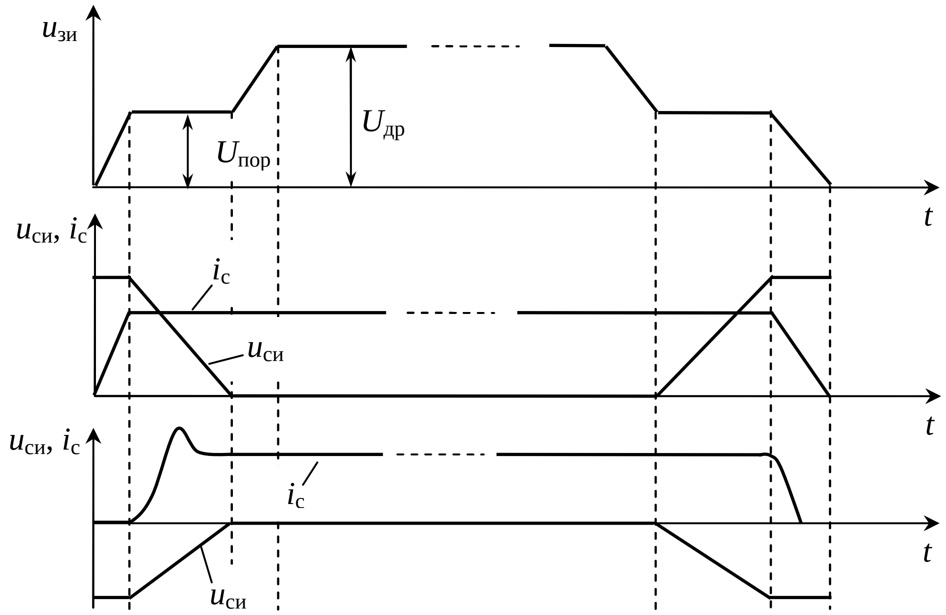
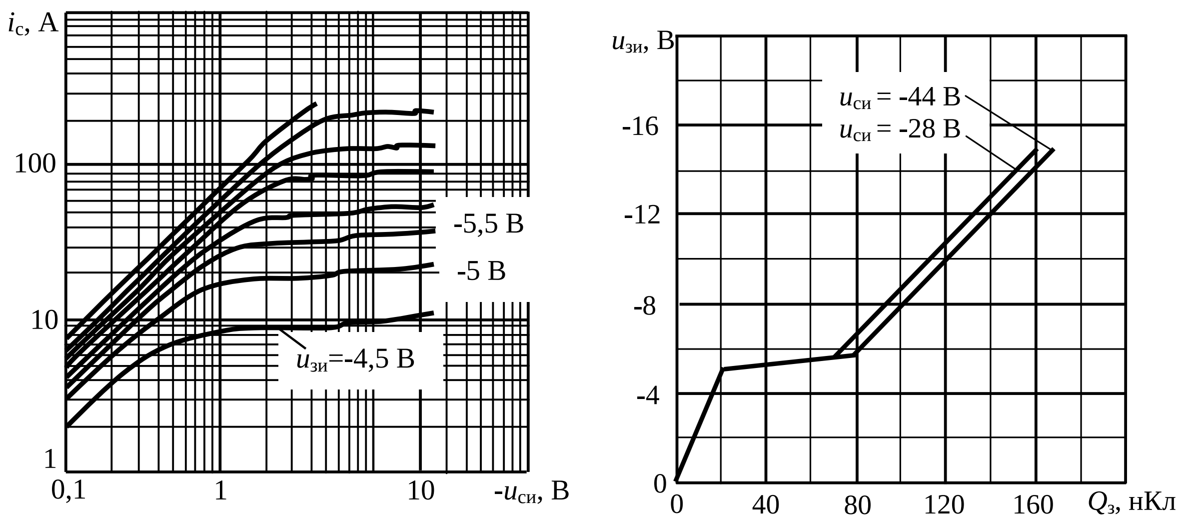


Рисунок 4.19 – Упрощенные кривые процессов включения и выключения силового транзистора

Характер изменения затвор-исток соответствует описанному в литературе [63,64], а изменения тока через транзистор отличаются тем, что нарастание тока стока начинается одновременно с нарастанием напряжения сток-исток. Спад тока при выключении транзистора происходит быстрее, чем напряжение сток-исток.

4.4 Анализ результатов эксперимента

На рисунке 4.20 показаны выходные характеристики силового транзистора типа *IRF*4905, и зависимости заряда затвора от напряжения затвор-исток, используемые при дальнейшем анализе.



а *б*

Рисунок 4.20 – Выходные характеристики при 25°С (*а*);
зависимости заряда затвора $Q_з$ от напряжения $u_{зи}$ (*б*)

Инерционность МДП–транзистора определяется процессами перезаряда паразитных емкостей затвор–исток $C_{зи}$, сток–затвор $C_{сз}$ и сток–исток $C_{си}$. Поэтому при включении, пока входная емкость $C_{вх1}$ = $C_{зи}$ заряжается до порогового напряжения $U_{пор}$, которое для транзистора *IRF*4905 может составлять от -2 до -4 В, ток стока $i_с$ отсутствует.

За время задержки включения входная емкость $C_{вх1}$ заряжается примерно до напряжения $U_{пор}$ = 3,5 В в соответствии с выражением

$$|u_{зи}| = U_{др}\left(1 - e^{-t/R_{др\Sigma}C_{вх1}}\right),$$

где $R_{др\Sigma}$ – суммарное сопротивление цепи затвора, складывающееся из выходного сопротивления драйвера, внешнего резистора $R_7 = 20$ Ом и внутреннего сопротивления вывода затвора транзистора $R_д = 2{,}5$ Ом; $U_{др}$ – амплитуда импульса на выходе драйвера. При $t = t_{з.вкл}$, $u_{зи} = U_{пор}$, полагая $R_{др\Sigma} = 30$ Ом, получим

$$t_{з.вкл} = R_{др\Sigma}C_{вх1}\ln\frac{U_{др}}{U_{др} - U_{пор}}\ . \tag{4.1}$$

Согласно рисунку 4.20, *б* на этапе $t_з$ $\Delta u_{зи} = 5$ В; $\Delta Q_з = 20\cdot 10^{-9}$ Кл,

$$C_{вх1} = \frac{20\cdot 10^{-9}}{5} = 4\cdot 10^{-9}\ Ф.$$

Поскольку согласно рисунку 4.14 пороговое напряжение при отпирании транзистора составило $U_{пор} = 4$ В, то по формуле (4.1) найдем

$$t_{з.вкл} = 30\cdot 4\cdot 10^{-9}\cdot\ln\frac{12}{12 - 4} = 48{,}65\cdot 10^{-9}\ с,$$

согласно осциллограммам на рисунке 4.14 $t_{з.вкл} = 65$ нс.

На начальном участке этапа задержки включения $t_{з.вкл}$, когда $u_{др} \approx 0$, ток $i_з$ начинает возрастать по экспоненциальному закону

$$i_з = \frac{u_{вх}}{R_{др\Sigma}}\left(1 - e^{-R_{д\Sigma}t/L_\Sigma}\right).$$

По мере увеличения напряжения $|u_{зи}|$ справедливость этой формулы нарушается. Если пренебречь влиянием паразитной индуктивности $L_\Sigma = L_и + L_з$, то нарастание напряжения $|u_{зи}|$ будет происходить по закону (4.1) (штриховая линия на рисунке 4.21, *б*). Плавное нарастание тока $i_з$ в начале импульса приводит к некоторому запаздыванию начала быстрого роста напряжения $|u_{зи}|$.

Максимально возможная скорость спада тока $i_з$ на этапе $t_{з.вкл}$ составляет

$$\left(\frac{di_з}{dt}\right)_{max} = \frac{u_{вх}}{R^2_{др\Sigma}C_{зи}}\ .$$

При этом максимально возможное падение напряжения на паразитной индуктивности

$$L_{\Sigma}\left(\frac{di_{з}}{dt}\right)_{\max} = u_{вх}\,\frac{L_{\Sigma}}{R^{2}_{др\Sigma}C_{зи}}\,.$$

Если $u_{вх}$ = 12 В, L_{Σ} = 10 нГн, $R_{д\Sigma}$ = 30 Ом, $C_{зи}$ = $4\cdot10^{-9}$ Ф, то

$$L_{\Sigma}\left(\frac{di_{з}}{dt}\right)_{\max} = 12\,\frac{10\cdot10^{-9}}{30^{2}\cdot4\cdot10^{-9}} = 0{,}333\ \text{В}.$$

Поэтому при принятом значении индуктивности L_{Σ} ее влиянием на этапе $t_{з.вкл}$ можно пренебречь.

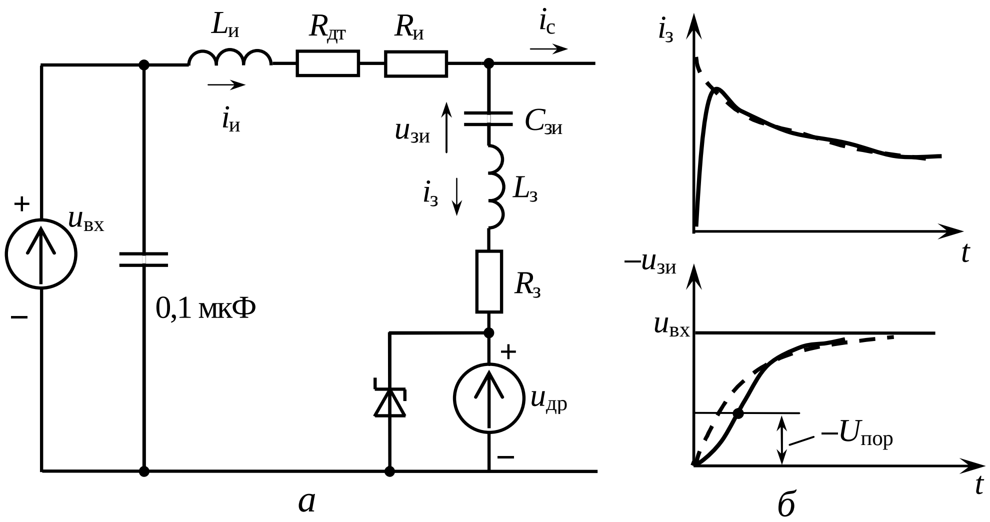


Рисунок 4.21 – Эквивалентная схема цепи драйвера (*а*), временные диаграммы (*б*): с учетом паразитной индуктивности (—), без учета паразитной индуктивности (– –).

Однако в действительности, как видно из осциллограммы, напряжение драйвера $u_{др}$ в начале включения изменяется не скачком, а плавно. Аппроксимируем это изменение линейной функцией

$$u_{др} = u_{вх} - \frac{u_{вх}}{t_{с.др}}t\,, \tag{4.2}$$

где $t_{с.др}$ – время спада напряжения драйвера от значения $u_{вх}$ до 0. Тогда для схемы на рисунке 4.21 при L_{Σ} = 0 справедливы уравнения

$$u_{зи} = R_{др\Sigma}i_{з} + u_{др} - u_{вх}\,, \tag{4.3.1}$$

$$i_{з} = -C_{зи}\,\frac{du_{зи}}{dt}\,. \tag{4.3.2}$$

Откуда с учетом (4.2) следует

$$\frac{u_{\text{зи}}}{dt} = R_{\text{др}\Sigma}\frac{di_{\text{з}}}{dt} - \frac{u_{\text{др}}}{t_{\text{с.др}}}.$$

Подставив это выражение в уравнение (4.3.2), получим уравнение относительно тока $i_{\text{з}}$

$$T_{\text{з.вкл}}\frac{di_{\text{з}}}{dt} + i_{\text{з}} = \frac{u_{\text{зи}}}{dt} = C_{\text{зи}}\frac{u_{\text{вх}}}{t_{\text{с.др}}},$$

где $T_{\text{з.вкл}} = R_{\text{др}\Sigma} \cdot C_{\text{зи}}$ – постоянная времени цепи затвора на этапе задержки включения; $i_{\text{з}}(0) = 0$. Тогда

$$i_{\text{з}} = C_{\text{зи}}\frac{u_{\text{вх}}}{t_{\text{с.др}}}\left(1 - e^{-t/T_{\text{з.вкл}}}\right),$$

а из равенства (4.3.1) следует

$$u_{\text{зи}} = \frac{u_{\text{вх}}}{t_{\text{с.др}}}\left[t - T_{\text{з.вкл}}\left(1 - e^{-t/T_{\text{з.вкл}}}\right)\right]. \qquad (4.4)$$

Используя аппроксимацию

$$e^{-t/T_{\text{з.вкл}}} = 1 - \frac{t}{T_{\text{з.вкл}}} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{T_{\text{з.вкл}}}\right)^2,$$

получаем

$$u_{\text{зи}} \approx -\frac{u_{\text{вх}}}{t_{\text{с.др}}T_{\text{з.вкл}}}t^2,$$

откуда при $t = t_{\text{з.вкл}}$, $u_{\text{зи}} = -U_{\text{пор}}$ получим

$$t_{\text{з.вкл}} = \sqrt{\frac{t_{\text{с.др}}T_{\text{з.вкл}}U_{\text{пор}}}{u_{\text{вх}}}}.$$

Из осциллограммы на рисунке 4.14 видно, что $t_{\text{с.др}} \approx 80$ нс. Тогда при $T_{\text{з.вкл}} = 120$ нс, $u_{\text{вх}} = 12$ В, $U_{\text{пор}} = 4$ В найдем

$$t_{\text{з.вкл}} = \sqrt{\frac{80 \cdot 120 \cdot 10^{-18} \cdot 4}{12}} = 56{,}6 \cdot 10^{-9}\,\text{с},$$

что больше соответствует экспериментально измеренному значению, чем при допущении прямоугольности импульса $u_{\text{др}}$.

При дальнейшем изменении напряжения $u_{зи}$ напряжение $u_{си}$ остается постоянным и равным $-u_{вх} = -12$ В, ток стока нарастает с крутизной $g_m = -\Delta i_с/\Delta u_{зи} = 21$ А/В, т.е. при $\Delta u_{зи} = -1$ В, ток $i_и$ нарастает, как видно из рисунка 4.14, примерно до 4 А, что подтверждается выходными характеристиками транзистора (рисунок 4.20, *а*). Ток $i_и$ продолжает нарастать до момента запирания обратного диода, после чего быстро спадает до установившегося значения. Как видно на рисунке 4.14, за время нарастания тока $i_и$ напряжение $u_{зи}$ достигает значения –5 В, т.е. изменяется на $\Delta u_{зи} = -1$ В.

На следующем этапе $t_н$ нарастания напряжения $u_{си}$ напряжение $u_{зи}$ по модулю медленно нарастает от 4 до 5 В. После начала спада напряжение $|u_{си}|$ транзистор переходит в усилительный режим, входная емкость увеличивается за счет эффекта Миллера, нарастание по модулю напряжения $u_{зи}$ замедляется, что соответствует пологому участку кривой на рисунке 4.20, *б*. Выходная емкость согласно рисунку 4.20, *б* составляет

$$C_{вх} = \frac{\Delta Q_з}{|\Delta u_{зи}|} = \frac{60 \cdot 10^{-9}}{1} = 60 \cdot 10^{-9}\ Ф.$$

Заряд этой емкости, как видно на рисунке 4.21, *а* при L_Σ=0, и замене $C_{зи}$ на $C_{вх}$, происходит в соответствии с уравнением

$$R_{др\Sigma} C_{вх} \frac{du_{зи}}{dt} + u_{зи} = u_{др} - u_{вх},$$

при $u_{зи}(0) = -4$ В; $u_{др} = 2{,}5$ В (согласно осциллограмме $u_{др}$). Решение этого уравнения имеет вид

$$u_{зи} = \left[u_{зи}(0) - \left(u_{др} - u_{вх}\right)\right] e^{-t/T_{з.н}} + u_{др} - u_{вх},$$

где $u_{зи}(0)$ – значение напряжения в начале этапа $t_н$; $T_{з.н} = R_{др\Sigma}\, C_{вх}$. Подставляя сюда $t = t_н$, $u_{зи} = u_{зи}(t_н)$, получим

$$t_н = T_{з.н} \ln \frac{u_{зи}(0) - \left(u_{др} - u_{вх}\right)}{u_{зи}(t_н)\left(u_{др} - u_{вх}\right)} = T_{з.н} \ln \frac{1 - \dfrac{u_{зи}(0)}{u_{др} - u_{вх}}}{1 - \dfrac{u_{зи}(t_н)}{u_{др} - u_{вх}}}.$$

Подставляя $u_{зи}(t_н) = -5$ В, найдем

$$t_{\text{н}} = 30 \cdot 40 \cdot 10^{-9} \ln \frac{1 - \dfrac{-4}{2{,}5 - 12}}{1 - \dfrac{-5}{2{,}5 - 12}} = 30 \cdot 40 \cdot 10^{-9} \ln 1{,}222 = 240{,}8 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

что превышает экспериментально найденное значение $t_{\text{н}} = 165$ нс в связи с невозможностью точного определения приращения напряжения $u_{\text{зи}}$ на рассматриваемом участке осциллограммы напряжения $u_{\text{зи}}$ (рисунок 4.14).

Изменения тока стока и напряжений $u_{\text{зи}}$ и $u_{\text{си}}$ в усилительном режиме работы МДП-транзистора описываются дифференциальным соотношением [7]

$$di_{\text{с}} = \frac{\partial i_{\text{с}}}{\partial u_{\text{зи}}} du_{\text{зи}} + \frac{\partial i_{\text{с}}}{\partial u_{\text{си}}} du_{\text{си}},$$

которое применительно к МДП-транзистору с каналом *р*-типа может быть записано в виде

$$di_{\text{с}} = -S du_{\text{зи}} - \frac{1}{r_i} du_{\text{си}},$$

где $S = \left| \dfrac{\partial i_{\text{с}}}{\partial u_{\text{зи}}} \right|_{u_{\text{си}} = \text{const}}$ – крутизна транзистора, обозначаемая в англоязычной литературе символом $g_{mм}$; $r_i = \left| \dfrac{\partial i_{\text{с}}}{\partial u_{\text{си}}} \right|_{u_{\text{зи}} = \text{const}}$ – внутреннее сопротивление транзистора [7].

Аппроксимируя стоко-затворную и входную характеристики транзистора кусочно-линейными функциями, для усилительного режима получаем

$$\Delta i_{\text{с}} = -S\left[u_{\text{зи}}(t_{\text{н}}) - U_{\text{пор}}\right] - \frac{1}{r_i} \Delta u_{\text{си}}.$$

Из-за того что внутреннее сопротивление r_i неизвестно, трудно правильно посчитать приращение тока $\Delta i_{\text{с}}$ на интервале $t_{\text{н}}$.

По окончании этапа нарастания $t_{\text{н}}$ напряжения $u_{\text{си}}$ процесс в цепи стока транзистора устанавливается на уровне $u_{\text{си}} \approx 0$, а во входной цепи происходит дозаряд входной емкости до значения $u_{\text{зи}} = -u_{\text{вх}}$. При этом согласно данным фирмы–производителя транзистора (рисунок 4.20, *б*) входная емкость

$$C_{вх3} = \frac{80 \cdot 10^{-9}}{12 - 4} = 10 \cdot 10^{-9}\,Ф.$$

Время дозаряда до уровня $|u_{зи}| = 0{,}9u_{вх}$ =10,8 В можно примерно оценить как $2{,}3R_{др\sum}C_{вх3}$,

$$2{,}3 \cdot 30 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 690\,нс,$$

что согласуется с кривой $u_{зи}$ на рисунке 4.15.

При выключении транзистора, когда $u_{др} \approx u_{вх}$, сначала начинается разряд емкости $C_{вх3}$ на сопротивление $3R_{др\sum}$ и выходную цепь драйвера *DA*5 (см. рисунок 4.5), а ток стока $i_с = i_L$ и напряжение $u_{си} \approx 0$ сначала не меняются. Разряд входной емкости происходит по закону

$$u_{зи} = u_{вх}e^{-t\,/\,R_{др}C_{вх3}}\,. \qquad (4.5)$$

Поскольку рабочая точка на выходных характеристиках (рисунок 4.20, *а*) из-за равенства $u_{си} \approx 0$ находится на круто нарастающем участке, где транзистор не обладает усилительными свойствами, эффект Миллера пока не наблюдается. По мере уменьшения по модулю напряжения $u_{зи}$ рабочая точка транзистора при $i_с = i_L$ = const смещается вправо. Как видно из рисунка 4.20, *б*, уже при $u_{си} \approx -1$ В рабочая точка начинает переходить на пологие участки выходных характеристик, где появляются усилительные свойства ($K = -\Delta u_{си}/\Delta u_{зи}$). По мере роста напряжения $|u_{си}|$ начинается уменьшение (сначала медленное) тока силового дросселя, отрицательная ЭДС самоиндукции силового дросселя начинает отпирать силовой диод, обратное напряжение на нем $u_{д.обр} = u_{вх.ф}$ уменьшается. Как видно на рисунке 4.15, отпирание диода завершается примерно за 100 нс, за это время напряжение $u_{зи}$ достигает значения $U_{пор}$, и лишь после этого начинается заметное увеличение напряжения $|u_{си}|$.

Задержка при выключении транзистора $t_{з.выкл}$ определяется подстановкой $t = t_{з.выкл}$, $u_{зи} \approx U_{пор}$ в выражение (4.5):

$$t_{з.выкл} = R_{др}C_{вх3}\ln\frac{U_{вх}}{U_{пор}}\,. \qquad (4.6)$$

Отсюда при $u_{вх}$ = 12 В, $U_{пор} \approx 4$ В, $C_{вх3} = 10 \cdot 10^{-9}$ Ф найдем

$$t_{\text{з.выкл}} = 30 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \ln \frac{12}{4} = 329 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

что значительно больше задержки при включении $t_{\text{з.вкл}}$.

На этапе спада $t_{\text{с}}$ напряжения $u_{\text{си}}$ изменение напряжения $u_{\text{зи}}$ резко замедляется из-за влияния эффекта Миллера.

Когда напряжение $u_{\text{зи}}$ становится меньше $U_{\text{пор}}$, ток стока $i_{\text{с}}$ прерывается и дальнейший процесс в силовой цепи определяется паразитными емкостями и индуктивностями и, как видно из рисунка 4.15 имеет колебательный характер. Если при этом напряжение $|u_{\text{си}}|$ на емкости $C_{\text{си}}$ превышает $u_{\text{вх}}$, то в силовой цепи появляется обратный ток, ограничиваемый токоизмерительным резистором *R*1.

4.5 Исследование частотных характеристик неизменяемой части замкнутой системы и сравнение с расчетными характеристиками

Важной задачей исследования является снятие частотных характеристик неизменяемой части системы (рисунок 4.5), которые определяются динамическими свойствами *LC*-фильтра и, что особенно важно, широтно-импульсного модулятора (ШИМ) [3,27].

Передаточная функция неизменяемой части, включающей широтно-импульсный модулятор, выходной *LC*-фильтр, выходной делитель напряжения, в режиме непрерывного тока описывается выражением

$$W_0(p) = \frac{K_0(1 + \tau_C p)}{T_{\text{ф}}^2\left[(p + \alpha_{\text{ф}})^2 + \omega_{\text{ф}}^2\right]},$$

а в *z*-форме

$$W_0(z,\varepsilon)=\begin{cases}\dfrac{K_0}{T_\text{ф}^2}d_1^{(1+\varepsilon-\varepsilon_1)}\left[\tau_C\dfrac{z\cos(1+\varepsilon-\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T-d_1\cos(\varepsilon_1-\varepsilon)\omega_\text{ф}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}+\right.\\ \left.+\dfrac{1-\tau_C\alpha_\text{ф}}{\omega_\text{ф}}\dfrac{z\sin(1+\varepsilon-\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T+d_1\sin(\varepsilon_1-\varepsilon)\omega_\text{ф}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}\right],\ 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1\\ \dfrac{K_0}{T_\text{ф}^2}d_1^{(\varepsilon-\varepsilon_1)}z\left[\tau_C\dfrac{z\cos(\varepsilon-\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T-d_1\cos(1-\varepsilon+\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}+\right.\\ \left.+\dfrac{1-\tau_C\alpha_\text{ф}}{\omega_\text{ф}}\dfrac{z\sin(\varepsilon-\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T+d_1\sin(1-\varepsilon+\varepsilon_1)\omega_\text{ф}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}\right],\ \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1.\end{cases}$$

где $K_0=K_\text{д}K_\text{ШИМ}K_\text{ф}u_\text{сх1}$, $\tau_C=r_C C$ – постоянная времени выходного конденсатора.

С учетом наличия в контуре запаздывающего на $\varepsilon=\varepsilon_1$ импульсного элемента получим

$$W_0(z,\varepsilon)=\frac{K_0}{T_\text{ф}^2}d_1\left[\tau_C\frac{z\cos\omega_\text{ф}T-d_1}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}+\right.$$
$$\left.+\frac{1-\tau_C\alpha_\text{ф}}{\omega_\text{ф}}\frac{z\sin\omega_\text{ф}T}{z^2-2zd_1\cos\omega_\text{ф}T+d_1^2}\right].$$

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.

На рисунке 4.22 показаны логарифмические частотные характеристики определенные из передаточной функции на которые нанесены экспериментальные точки.

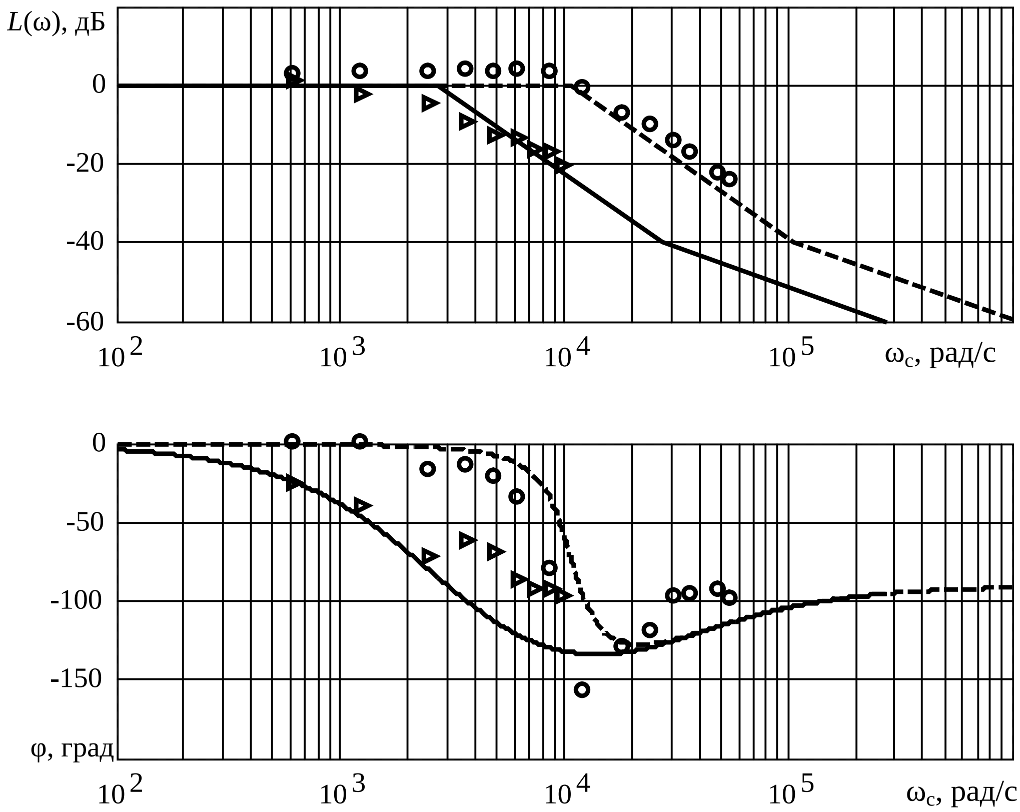


Рисунок 4.22 – Логарифмические частотные характеристики неизменяемой при синтезе части замкнутой системы в режиме непрерывного тока: расчетные при *C*2=3300 мкФ (—), *C*2=220 мкФ (- -); экспериментальные точки для *C*2=3300 мкФ (▲ ▲), *C*2=220 мкФ (○ ○)

В РПТ частотная передаточная функция отличается от функции, полученной для РНТ, определяется из выражения (3.25) и имеет следующий вид

$$W_0(e^{j\omega T}) = K_Д K_{ШИМ} \delta_3(e^{j\omega T})(1+\tau_C j\omega) = K_0 \frac{\alpha_4(1+\tau_C j\omega)}{\alpha_1 e^{j\omega T} - \alpha_2},$$

где $K_0 = K_д K_{ШИМ} \frac{u_{сх1}}{T_С}$. Вывод передаточных функций в режиме прерывистого тока подробно описан в [18].

Следует отметить, что для перехода в РПТ увеличивается сопротивление нагрузки *R*. Это приводит к увеличению постоянной времени $T_С = (R+r_С)C$ по сравнению с ее значением в РНТ и смещению соответствующего полюса передаточной функции в сторону низких частот.

На рисунке 4.23 показаны логарифмические частотные характеристики в РПТ, полученные из передаточной функции, на которые нанесены экспериментальные точки.

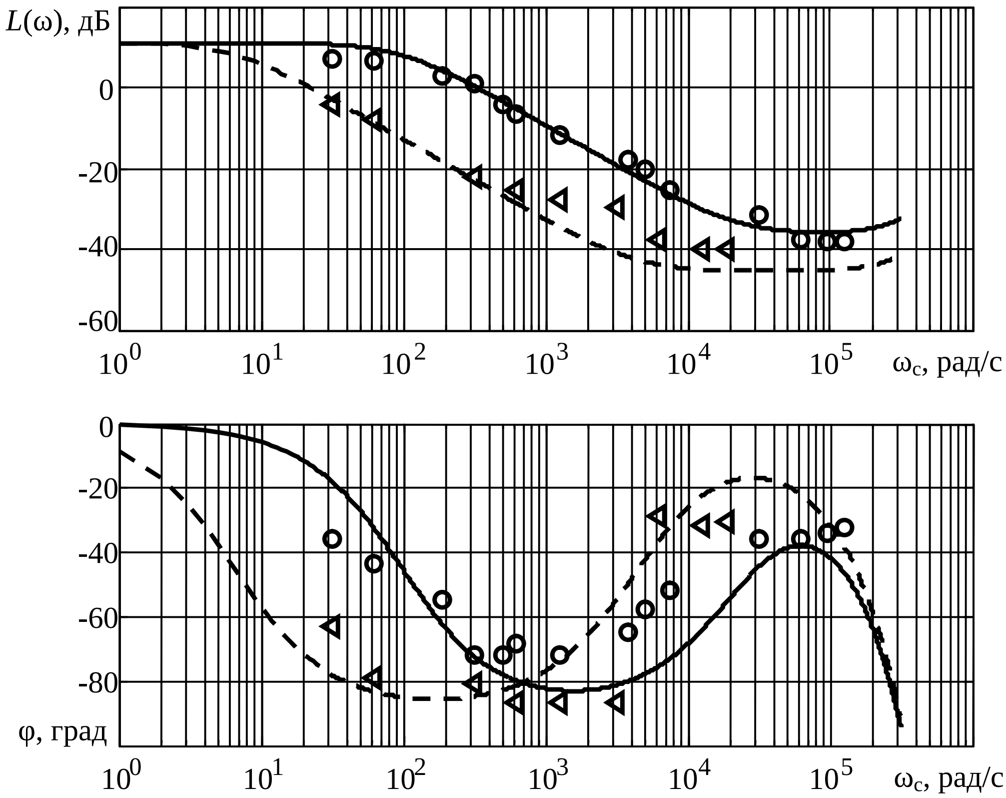


Рисунок 4.23 – Логарифмические частотные характеристики неизменяемой при синтезе части замкнутой системы в режиме прерывистого тока: расчетные при *C*2=3300 мкФ (—), *C*2=220 мкФ (- -); экспериментальные точки для *C*2=3300 мкФ (▲ ▲), *C*2=220 мкФ (○ ○)

Кроме того, существует нелинейность коэффициента усиления неизменяемой части от амплитуды сигнала на входе усилителя ошибки, которая неодинакова при разных частотах (рисунок 4.24).

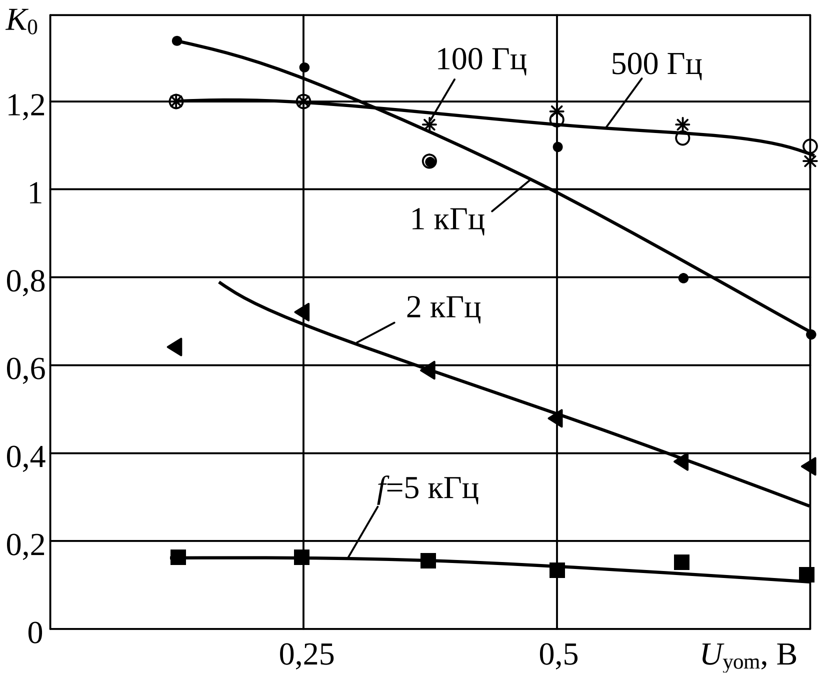


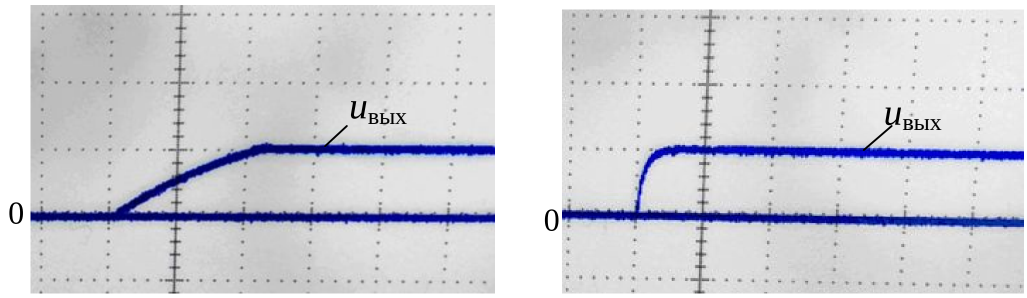
Рисунок 4.24 – Экспериментальные зависимости коэффициента усиления неизменяемой части от амплитуды синусоидальной составляющей на выходе усилителя ошибки для частот сигнала f_c:
100 Гц (* *), 500 Гц (○ ○), 1 кГц (• •), 2 кГц (▲ ▲), 5 кГц (■ ■)

В связи с этим при построении экспериментальных частотных характеристик необходимо правильно выбирать амплитуду сигнала, подаваемого на вход усилителя ошибки.

4.6 Экспериментальное исследование замкнутой системы

Синтезированная замкнутая система на частоте переключений 100 кГц полностью удовлетворяет заданным при проектировании требованиям. В этом параграфе исследуются режимы замкнутой системы при устойчивой стабилизации выходного напряжения, и получаемые при таких отклонениях параметров от расчетных, приведенных в параграфе 4.2, при которых нарушается устойчивость замкнутой системы. При этом расчетные зависимости получаются по точной дискретной модели, описанной в главе 2.

На рисунке 4.25 представлены осциллограммы выходного напряжения в РНТ для 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 4.25 – 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. 4.25 осциллограммы подтвердили результаты моделирования, приведенные в работе [22]. Нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения не превышает 1%, а КПД составляет 75%. Измерение нестабильности выходного напряжения осуществлялось при изменении входного напряжения в диапазоне от 8 В до 20 В. Приведем экспериментальные зависимости изменения выходного напряжения при изменении входного (рисунок 4.26, *а*).

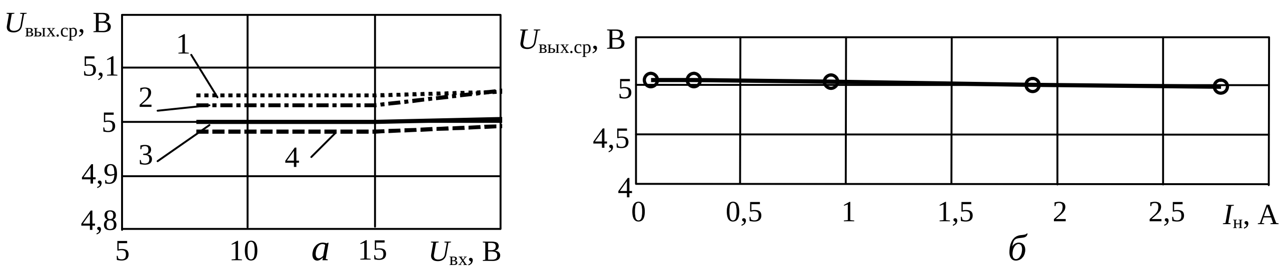


Рисунок 4.26 – Экспериментальные зависимости изменения выходного напряжения при изменении входного (*а*): 1 – при $I_н$=0,28 А; 2 – при $I_н$=0,93 А; 3 – при $I_н$=1,88 А; 4 – при $I_н$=2,78 А; нагрузочная характеристика при $u_{вх}$=15 В; C_2=220 мкФ (*б*)

Экспериментальные зависимости, приведенные на рис. 4.25, *а*, снимались для емкости выходного фильтра C_2=220 мкФ. Для расчетной емкости C_2=3300 мкФ зависимости будут такими же.

На рис. 4.26, *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.

На рис. 4.27 и 4.28 показаны кривые для нескольких режимов работы замкнутой системы, в которых наблюдается неустойчивость.

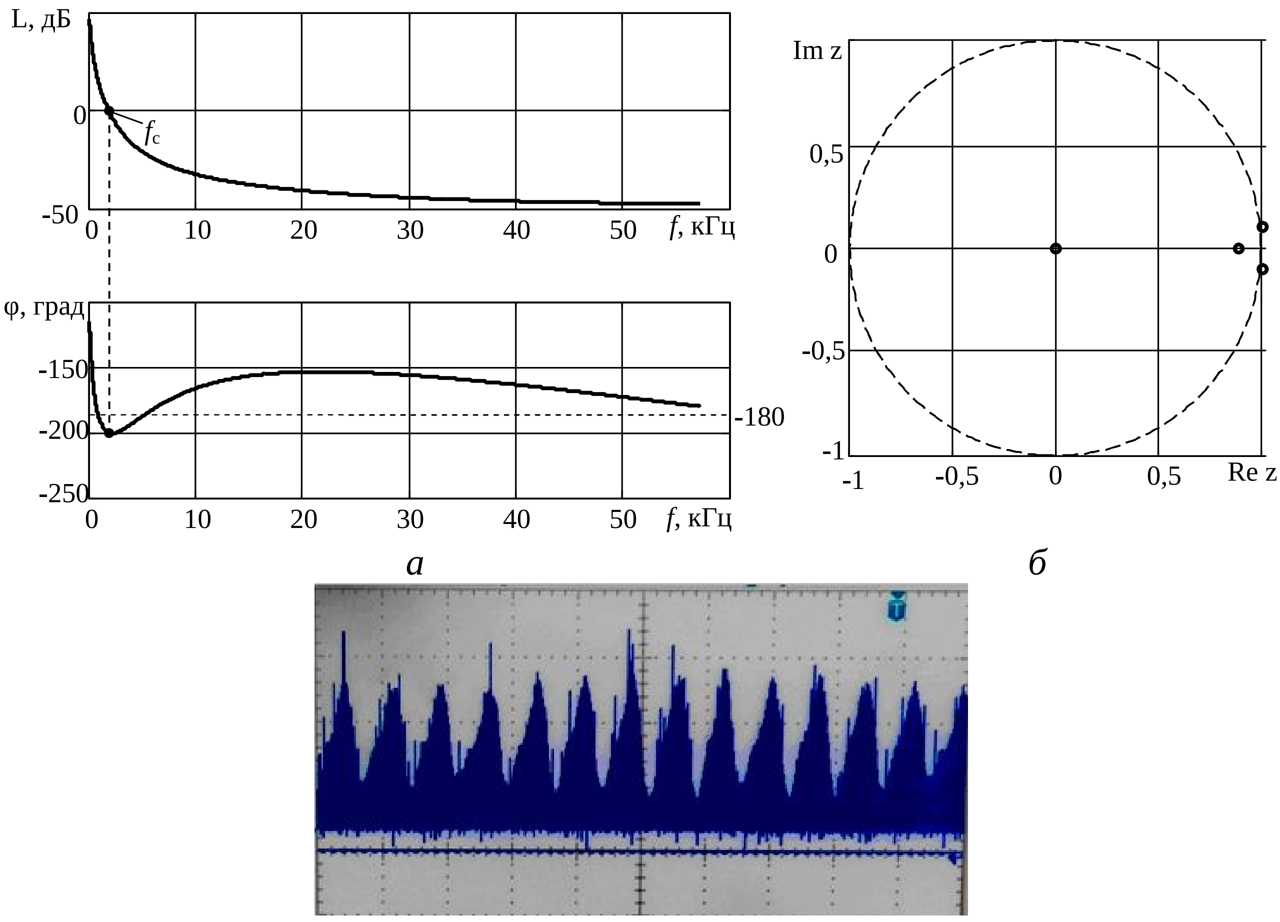


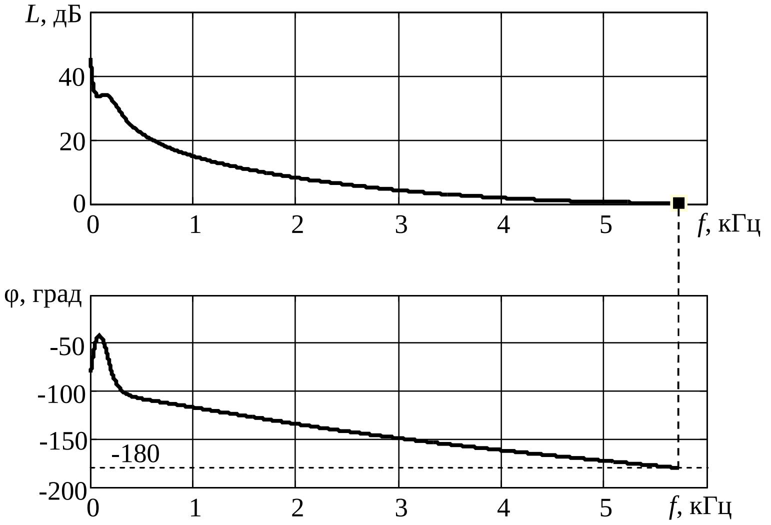
Рисунок 4.27 – Расчетные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики разомкнутой системы (*а*); расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы (*б*) при $u_{вх}$ = 15 В, C_3 = 10 нФ, C_5 = 1 нФ; осциллограмма тока через силовой регулирующий транзистор (*в*): масштабы тока – 2 А/дел, времени – 1 мкс/дел.

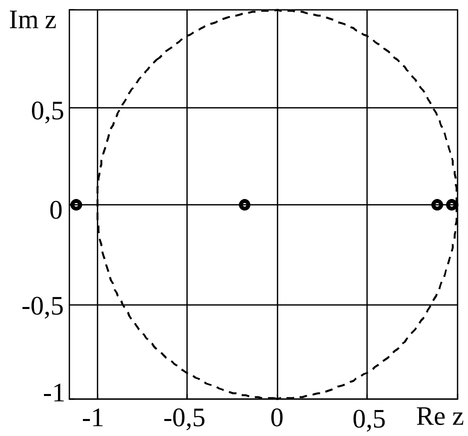
Как видно на рисунках 4.27, *а* и *б* при указанных значениях параметров замкнутая система неустойчива, поскольку на частоте среза $f_с$ = 2500 Гц, фазовый сдвиг разомкнутого контура составляет φ = –200°. Неустойчивость подтверждается также тем, что, как видно на рисунке 4.27, *б*, два комплексно сопряженных корня характеристического уравнения, оказались вне единичной окружности, хотя и не далеко от нее. Из осциллограммы тока через транзистор (рисунок 4.27, *в*) видно, что в замкнутой системе произошло возбуждение колебаний на частоте *f* = 1290 Гц, промодулированных более низкочастотными колебаниями.

На рисунке 4.28 представлены частотные характеристики (*а*), расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы (*б*) и осциллограммы пилообразного напряжения и напряжения на выходе усилителя ошибки в случае, когда по сравнению с расчетными изменился только один параметр. Емкость выходного конденсатора C_2 взята равной 100 мкФ вместо 3300 мкФ. Как видно из частотных характеристик (рисунок 4.28, *а*), замкнутая система неустойчива, поскольку отсутствует запас устойчивости по амплитуде, при фазе φ = –180°, коэффициент усиления разомкнутой системы больше 1.

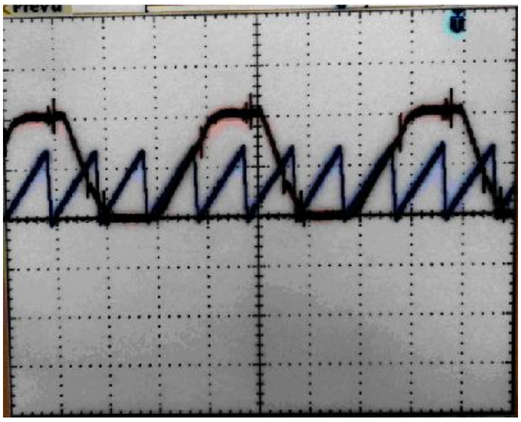
Это подтверждается расположением корней характеристического уравнения, три из которых остаются в единичном круге на действительной оси, а один отрицательный корень выходит из единичного круга. Из теории нелинейных колебаний [41] известно, что при этом в замкнутой системе возбуждаются колебания на половинной частоте, либо на кратной ей частоте (каскад бифуркций). В данном случае возбуждаются колебания на частоте *f* / 4. Теоретическое рассмотрение этих колебаний затруднено тем, что, как видно из рисунка 4.26, *в*, усилитель ошибки работает с ограничением выходного напряжения сверху на уровне 4 В и снизу на уровне 0 В.

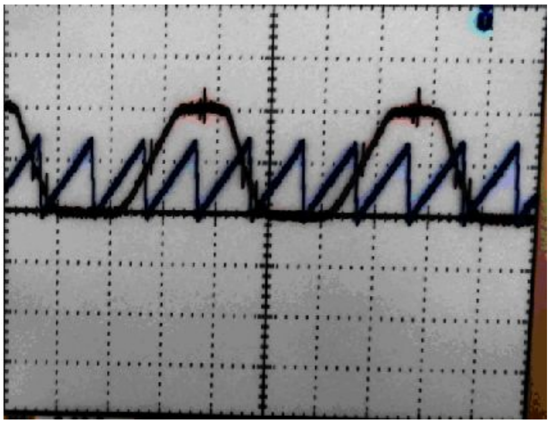
На рисунках 4.28, *г*-*е* представлены осциллограммы, отличающиеся от рисунка 4.28, *в* только емкостью C_2 равной соответственно 20, 44 и 100 мкФ соответственно для рисунков 4.28, *г*, *д* и *е*.



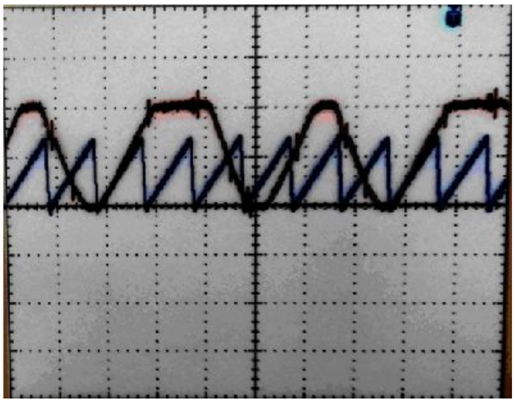


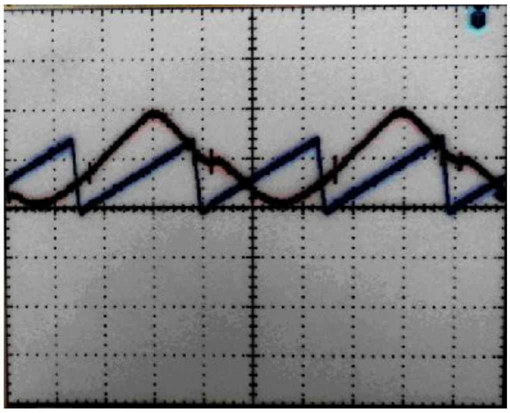
а *б*





в *г*





д *е*

Рисунок 4.28 – Расчетные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики разомкнутой системы (*а*); расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы (*б*) при $u_{вх}$ = 15 В; совмещенные осциллограммы пилообразного напряжения ШИМ $u_п(t)$ и напряжения на выходе усилителя ошибки $u_{уо}(t)$ при C_2 = 10 мкФ (*в*), 20 мкФ (*г*), 44 мкФ (*д*), 100 мкФ (*е*): масштабы напряжений – 2 В/дел, времени – 10 мкс/дел (*в*-*д*), 4 мкс/дел (*е*);

При увеличении емкости C_2 по сравнению со случаем на рисунке 4.28, *в* частотные характеристики и расположение корней меняются мало, отрицательный корень приближается к единичному кругу по мере роста емкости C_2. Но, как видно из осциллограмм на рисунках 4.28 *г–е* характер колебаний изменяется: кривые на рисунке 4.28, *в*, *г* показывают колебания на частоте $f / 4$; в случае рисунка 4.28, *д* происходят колебания на частоте $f / 6$, а в случае рисунка 4.28, *е* – на частоте $f / 2$. При увеличении емкости C_2 до 220 мкФ автоколебания колебания прекращаются.

4.7 Выводы

1. При разработке оптимальной топологии печатной платы импульсного преобразователя необходимо обеспечить: правильный выбор типа печатной платы (односторонняя, двусторонняя, многослойная); ограничение длины проводников; правильное использование и размещение фильтров, пассивных элементов и микросхемы управления; правильный выбор ширины дорожек печатной платы; обоснованный выбор внешнего охлаждения и радиаторов силовых транзисторов и диодов. Этот этап конструирования ППН является весьма трудоемким, неоднозначным и ответственным.

2. В связи с высоким быстродействием силового МДП-транзистора повышаются также требования к быстродействию обратного диода: оказалось, что даже силовые диоды Шоттки не всегда удовлетворяют этим требованиям, поскольку их время обратного восстановления оказывается слишком большим.

3. Для выбора оптимальной частоты переключений f необходимо проанализировать переходные процессы в силовой части при включении и выключении регулирующего транзистора. Экспериментально полученные длительности интервалов переходного процесса показывают, что при выбранном транзисторе предельная частота переключений f составляет порядка 100 кГц, поскольку при превышении этого значения происходит заметное искажение формы импульсов на элементах силовой части.

4. 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.

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

6. Экспериментальное исследование выходного напряжения при пуске ППН показало совпадение результатов эксперимента с известными из литературы результатами моделирования в среде *Simulink* [30]. Нестабильность выходного напряжения при изменении входного в расчетном диапазоне не превышает 1%.

7. 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. 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.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

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 ЛИТЕРАТУРЫ

1. 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.

2. 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.

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.

4. Белов, Г.А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения / Г.А. Белов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.

5. Белов, Г.А. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения / Г.А. Белов // Электричество. – 1990. – №4. – С. 48-54.

6. Белов, Г.А. Динамика импульсных преобразователей / Г.А. Белов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2001. – 528 с.

7. Белов, Г.А. Электроника и микроэлектроника: Учебное пособие для вузов / Г.А. Белов. – 2-е изд., исправленное. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 378 с.

8. Белов, Г.А. Условия устойчивости контура регулирования тока дросселя в импульсных преобразователях / Г.А. Белов // Практическая силовая электроника. – 2004. – № 16. – С. 16-19.

9. Белов, Г.А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей / Г.А. Белов // Электричество. – 2008. – №4. – С. 40-49.

10. Белов, Г.А. Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления: учеб. пособие / Г.А. Белов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2009. – 448 с.

11. Белов, Г.А. К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников, А.А. Павлова // Практическая силовая электроника. – 2013. – №2 (50). – С. 26-33.

12. Белов, Г.А. Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников, А.А. Павлова // Практическая силовая электроника. – 2013. – №3 (51). – С.9-15.

13. Белов, Г.А. Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН / Г.А. Белов // Силовая электроника. – 2014. – №3. – С. 80-83

14. Белов, Г.А. Линеаризованные дискретные структурные динамические модели импульсных ППН при модуляции момента выключения силового транзистора / Г.А. Белов // Силовая электроника. – 2014. – № 4. – С. 74-80.

15. Белов, Г.А. Расчет и анализ зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от параметров режимов непрерывного и прерывистого тока импульсных преобразователей / Г.А. Белов // Практическая силовая электроника. – 2014. –№1(53). – С. 29-36.

16. Белов, Г.А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах / Г.А. Белов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – 330 с.

17. Белов, Г.А. Дискретные структурные динамические модели понижающего импульсного ППН при модуляции момента включения силового транзистора и двусторонней модуляции / Г.А. Белов // Силовая электроника. – 2015. – № 5 (56). – С. 40-44.

18. Белов, Г.А. Передаточная функция понижающего импульсного преобразователя в режиме прерывистого тока / Г.А. Белов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2015. – С. 14-31.

19. Белов, Г.А. Вывод выражения для передаточной функции импульсного преобразователя в режиме прерывистого тока / Г.А. Белов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2015. – С. 31-42.

20. Белов, Г.А. Влияние паразитных колебаний на КПД преобразователей в режиме прерывистых токов / Г.А. Белов // Практическая силовая электроника. – 2015. – №2(58). – С. 25-29.

21. Белов, Г.А. Преобразование линеаризованных дискретных структурных динамических моделей импульсных преобразователей / Г.А. Белов // Электричество. – 2015. – № 7. – С. 45-55.

22. Белов, Г.А. Линеаризация усредненных структурных динамических моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения в режиме прерывистого тока / Г.А. Белов // Электричество. – 2015. – № 9. – С. 55-64.

23. Белов, Г.А. Моделирование динамики понижающего импульсного преобразователя при управлении методом V^2 / 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.

24. Белов, Г.А. 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.

25. Белов, Г.А. 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.

26. Белов, Г.А. 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 Всероссийской научно-технической конференции. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2014. – С. 107-117.

27. Белов, Г.А. 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.

28. Белов, Г.А. Математическое моделирование и исследование динамики импульсных преобразователей / Г.А. Белов, Г.В. Малинин // Электричество. – 2008. – №6. – С. 40-52.

29. Белов, Г.А. Усредненные схемные модели переключающих узлов импульсных преобразователей / Г.А. Белов, В.С. Моросин // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 9-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2011. – С. 102-108.

30. Белов, Г.А. Синтез понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и его исследование на компьютерной модели / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы 10-й Всероссийской научно-технической конференции. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та. – 2013. – С. 132-147.

31. Бессекерский, В.А. Цифровые автоматические системы / В.А. Бессекерский. – М.: Наука, 1976. – 576 с.

32. Бирзниекс, Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока / Л.В. Бирзниекс. – М.: Энергия,1974. – 256 с.

33. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование: [пер. с англ.] / М. Браун. – К.: «МК-Пресс», 2007. – 288 с.

34. Бэрроу, Д. Уменьшение эффекта «плавающей» земли при проектировании DC/DC-преобразователей / Д. Бэрроу; пер. с англ. С. Белых // Силовая электроника. – 2007. – №4. – С. 64-68.

35. Гладышев, С.П. Расчет нелинейных систем на ЭВМ / С.П. Гладышев. – М.: Машиностроение, 1987. – 208 с.

36. Гладышев, С.П. Динамические свойства широтно-импульсных систем с линейной непрерывной частью второго порядка / С.П. Гладышев, В.В. Чугаев // Электротехника. – 1981. – №5. – С. 40-42.

37. Глазенко, Т.А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах / Т.А. Глазенко. – М.-Л.: Энергия, 1965. – 188 с.

38. Горев, А. Транзисторы на карбиде кремния: перспективы развития и снижение себестоимости готового изделия / А. Горев // Силовая электроника. – 2015. – № 6. – С. 14-17.

39. Иванов, А.Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями/ А.Г. Иванов, Г.А. Белов, А.Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 448 с.

40. Иванов, В.А. Теория дискретных систем автоматического управления / В.А. Иванов, А.С. Ющенко. – М.: Наука, 1983. – 336 с.

41. Карлов, Н.В. Колебания, волны, структуры / Н.В. Карлов, Н.А. Кириченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 496 с.

42. Кастров, М. Новые разработки импульсных источников электропитания для российских производителей электронного оборудования компании ЗАО «ММП-ИРБИС» / М. Кастров, А. Лазученков // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2004. – № 1. – С. 12-14.

43. Китаев, В.Е. Исследование устойчивости широтно-импульсных стабилизаторов постоянного напряжения / В.Е. Китаев, Г.С. Стоянов // Радиотехника. – 1975. – т.30. – №8. – С. 77-82.

44. Колоколов, Ю.В. Динамика импульсного понижающего преобразователя напряжения в режиме прерывистых токов / Ю.В. Колоколов, С.Л. Косчинский, А.П. Шолоник // Электричество. – 2003. – №9. – С. 40-53.

45. Конев, Ю.И. Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами / Ю.И. Конев. – М.–Л.: Энергия, 1964. – 120 с.

46. Косякин, А.А. Колебания в цифровых автоматических системах / А.А. Косякин, Б.М. Шамриков. – М.: Наука, 1983. – 336 с.

47. Леонов, А. Рекомендации по проектированию печатных плат для интегральных модулей питания серии LMZ / А. Леонов // Компоненты и технологии. – 2010. – №11. – С. 161-166.

48. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

49. Мелешин, В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.

50. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие / В.В. Солодовников [и др.]; под. ред. В.В. Солодовникова. – М.: Высшая школа, 1991. – 255 с.

51. Попов, Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: учеб. пособие для втузов / Е.П. Попов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 304 с.

52. 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. – Бюл. № 5. – 1 с.

53. Слепов, Н.Н. Широтно-импульсная модуляция: (Анализ и применение в магнитной записи) / Н.Н. Слепов, Б.В. Дроздов; под общ. ред. А.А. Булгакова. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.

54. Ту, Ю. Цифровые и импульсные системы автоматического управления: [пер. с англ.] / Ю. Ту. – М.: Машиностроение, 1964. – 703 с.

55. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Н.В. Донской [и др.]; под. ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.

56. Цыпкин, Я.З. Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Физматлит, 1963. – 968 с.

57. Четти, П. Проектирование ключевых источников электропитания: [пер. с англ.] / П. Четти. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

58. Шаропин, Ю. Основы построения систем питания ПЛИС / Ю. Шаропин, В. Будаев // Компоненты и технологии. – 2006. – №8. – С. 146-153.

59. Шипилло, В.П. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем / В.П. Шипилло, И.И. Чикотило // Электричество. – 1978. – №1. – С. 50-53.

60. Шипилло, В.П. Устойчивость замкнутой системы с тиристорным широтно-импульсным преобразователем в режиме прерывистого тока / В.П. Шипилло, И.И. Чикотило // Электричество. – 1980. – №12. – С. 52–56.

61. Ali, H. Frequency domain based controller design for dc-dc buck converter / H. Ali, X. Zheng, X. Wu, S. Khan, D. Awan // IEEE 12th International Bhurban conference on applied sciences & technology (IBCAST). – 2015. – pp. 146-151.

62. Ali, H. Frequency response measurements of dc-dc buck converter / H. Ali [et al.] // IEEE International conference on information and automation. – 2015. – pp. 2233-2237.

63. Andreycak, B. Practical consideration in high performance MOSFET, IGBT and MCT gate drive circuit. Application note U-137 [Электронный ресурс] / Texas Instruments. – 1999. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/slua105/slua105.pdf. (дата обращения 18.02.2016).

64. Andreycak, B. New driver ICs optimize high speed power MOSFET switching characteristics. Application note U-118 [Электронный ресурс] / B. Andreycak; Texas Instruments. – 1999. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/slua054/slua054.pdf (дата обращения 18.02.2016).

65. Andreycak, B. UC3573 buck regulator PWM control IC. Design note DN-70 [Электронный ресурс] / B. Andreycak, C. Melchin; Texas Instruments. – 1999. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/slua199/slua199.pdf (дата обращения 18.02.2016).

66. Axelrod, B. A new dynamic discrete model of DC-DC PWM converters / B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici // HAIT Journal of science and engineering B. – 2005. – vol. 2. – iss. 3-4. – pp. 426-451.

67. Bahravar, S. Mathematical modeling and transient analysis of DC-DC buck-boost converter in CCM / S. Bahravar [et al.] // IEEE 5th India international conference on power electronics (IICPE). – 2012. – pp. 1-6.

68. Bhargava, A. DC-DC buck converter EMI reduction using PCB layout modification / A. Bhargava [et al.] // IEEE Transaction on electromagnetic compatibility. – 2011. – vol. 53. – №3. – pp. 806-813.

69. Brayant, B. Voltage-loop power-stage transfer functions with MOSFET delay for boost PWM converter operating in CCM / B. Brayant, M.K. Kazimierczuk // IEEE Transaction on industrial electronics. – 2007. – vol. 54. – №1. – pp. 347-353.

70. Brown, A.R. Sampled-data modeling of switching regulators / A.R. Brown, R.D. Middlebrook // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 1981. – pp. 349-369.

71. Brown, M. Power Supply Cookbook. Second Edition / M. Brown. – Newnes, 2001. – 265 p.

72. Buck pulse width modulator stepdown voltage regulator. Datasheet UC1573, UC2573, UC3573 [Электронный ресурс] / Texas Instruments. – 2014. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3573.pdf (дата обращения 18.02.2016).

73. Chang, C.-Y. Modified PWM switch model for continuous conduction mode DC-DC converters with coupled inductors / C.-Y. Chang [et al.] // IET Power Electron. – 2010 – vol. 3. – iss. 4. – pp. 629-636.

74. Corradini, L. Current-limited time-optimal response in digitally controlled DC-DC converters / L. Corradini [et al.] // IEEE Transaction on power electronics. – 2010. – vol. 25. – № 11. – pp. 2869-2880.

75. Cuk, S. A General Unified Approach to Modelling Switchings DC-to-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode / S. Cuk, R.D. Middlebrook // IEEE PESC’77 Record Proceedings. – 1977. – pp. 36-56.

76. Etz, R. A comparison between digital and analog control for a buck converter / R. Etz [et al.] // 33rd International spring seminar on electronics technology. – 2010. – pp. 314-319.

77. Geyer, T. Constrained optimal control of the step-down DC-DC converter / T. Geyer [et al.] // IEEE Transaction on power electronics, 2008. – vol. 23. – № 5. – pp. 2454-2464.

78. Hagen M. Applying digital technology to PWM control-loop design [Электронный ресурс] / M. Hagen, V. Yousefzadeh // Seminar Texas Instruments. – Режим доступа: http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic_7_Hagen.pdf (дата обращения 18.02.2016).

79. IRF4905 power MOSFET. Datasheet [Электронный ресурс] / International Rectifier. – 2007. – Режима доступа: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf4905.pdf (дата обращения 18.02.2016).

80. Kotny, J.L. Modeling and degign of the EMI filter for DC-DC SiC-converter / J.L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir // International symposium on power electronics, electrical drives, automation and motion. – 2014. – pp. 1195-1200.

81. Kotny, J.L. Design of EMI filters for DC-DC converter / J.L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). – 2010. – pp. 1-6.

82. Kovacevic, M. A comparison of discrete models of DC-DC converters/ M. Kovacevic // 16^{th} Telecommunications forum TELFOR. – 2008. – pp. 929-932.

83. Kurokawa F. A new STS model DC-DC converter using reactor current / F. Kurokawa, A. Yamanishi // IEEE 15^{th} International power electronics and motion control conference (EPE-PEMC). – 2012. – pp. LS1e.1-1–LS1e.1-5.

84. Laali, S. Buck DC-DC converter: mathematical modeling and transient state analyzes / S. Laali, H.M. Mahery // 3^{rd} IEEE International symposium on power electronics for distributed generation system (PEDG). – 2012. – pp. 661-667.

85. Lin-Shi, X. Stability analysis for integrated DC/DC converters / X. Lin-Shi [et al.] // IEEE 12th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2014. – pp. 1-3.

86. LM2576 - noise reduction for clear work with 35Mhz/2,4GHz Rx. Technical Support Texas Instruments [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://e2e.ti.com/support/power_management/non-isolated_dcdc/f/196/t/177992 (дата обращения 05.02.2015).

87. Luchetta, A. Effects of parasitic components on diode duty cycle and small-signal model of PWM DC-DC buck converter in DCM / A. Luchetta [et al.] // IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC). – 2015. – pp. 772-777.

88. Mahery, H.M. Analysis of buck-boost DC-DC converter based on z-transform / H.M. Mahery [et al.] // IEEE 5^{th} India international conference on power electronics (IICPE). – 2012. – pp. 1-6.

89. Makda, I.S. Differential mode EMI filter design for isolated DC-DC boost converter / I.S. Makda, M. Nymand // IEEE 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe). – 2014. – pp. 1-8.

90. Maksimovic, D. Small-signal Discrete-time Modeling of Digitally Controlled DC-DC Converters / D. Maksimovic, R. Zane // IEEE COMPEL Workshops on Computers in Power Electronics. – 2006. – pp. 231 – 235.

91. Maksimovic, D. Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters / D. Maksimovic, R. Zane // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – vol. 22. – iss. 6. – pp. 2552 – 2556.

92. Maruta, H. A novel neural network based control method with adaptive on-line training for DC-DC Converters / H. Maruta, M. Motomura, F. Kurokawa // IEEE 11th International conference on machine learning and applications. – 2012. – pp. 503-508.

93. Maruta, H. Transient characteristics of DC-DC converter with PID parameters selection and neural network control / H. Maruta, D. Mitsutake, F. Kurokawa // IEEE 13th International conference on machine learning and applications. – 2014. – pp. 447-452.

94. Maruta, H. An evaluation study on circuit parameter conditions of neural network controlled DC-DC converter / H. Maruta, M. Motomura, F. Kurokawa // IEEE 12th International conference on machine learning and applications. – 2013. – pp. 249-254.

95. Maruta, H. Effect of time-duration of neural network based control on transient response of DC-DC converter / H. Maruta, M. Motomura, F. Kurokawa // IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – 2013. – pp. 250-255.

96. Maruta, H. Characteristics study of neural network aided digital control for DC-DC converter / H. Maruta, M. Motomura, F. Kurokawa // IEEE International power electronics conference. – 2014. – pp. 3611-3615.

97. Modeling, analisys and compensation of the current-mode converter. Application note U-97 [Электронный ресурс] / Texas Instruments. – 1999. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/slua101/slua101.pdf (дата обращения 18.02.16).

98. Park, S.H. Analysis of EMI reduction methods of DC-DC buck converter / S.H. Park, H.A. Huynh, S.Y. Kim // IEEE Proc. of the 10th International workshop on the electromagnetic compatibility of integrated circuits. – 2015. – pp. 92-96.

99. Printed circuit board layout for improved electromagnetic compatibility. SDYA011 [Электронный ресурс] / Texas Instruments. – 1996. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/sdya011/sdya011.pdf (дата обращения 18.02.2016)

100. Priyanka, P.S.K. Modeling, design & stability analisys of power converter / P.S.K. Priyanka, S.M.S. Palli // International journal of education and applied research. – 2014. – vol. 4. – iss. Spl-1. – pp. 85-90.

101. Reneudineau, H. Optimization on current-sharing for paralleled DC-DC boost converters through parameter estimation / H. Reneudineau [et al.] // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). – 2012. – pp. 1-7.

102. Ridley, R.B. A new, continious-time model for current-mode control / R.B. Ridley // IEEE Transaction on power electronics. – 1991. – vol. 6. – №2. – pp. 271-280.

103. Ridley, R.B. A new continious-time model for current-mode control with constant frequency, constant on-time, and constant off-time, in CCM and DCM / R.B. Ridley // 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record. – pp. 382-389.

104. Sanakhan, S. Stability analysis of boost DC-DC converter using z-transform / S. Sanakhan [et al.] // IEEE 5th India international conference on power electronics (IICPE). – 2012. – pp. 1-6.

105. Stojcic, G. MOSFET synchronous rectifiers for isolated, boar-mounted dc-dc converters / G. Stojcic, C. Nguyen // Twenty-second International Telecommunications Energy Conference, INTELEC. – 2000. – pp. 258-266.

106. Sugahara, S. 90% high efficiency and 100-W/cm^3 hihg power density integrated DC-DC converter for cellular phones / S. Sugahara [et al.] // IEEE Transaction on power electronics. – 2013. – vol. 28, №4. – pp. 1994-2003.

107. Tahim, A.P.N. Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids / A.P.N. Tahim, D.J. Pagano, E. Ponce // IEEE 51st conference on decision and control. – 2012. – pp. 3068-3073.

108. UC3842/3/4/5 provides low-cost current-mode control. Application note U-100A [Электронный ресурс] / Texas Instruments. – 1999. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/slua143/slua143.pdf (дата обращения 18.02.2016).

109. Ultrafast soft recovery diode. VS-HFA15TB60PbF, VS-HFA15TB60-N3. Datasheet [Электронный ресурс] / Vishay Semiconductors. – Режим доступа: http://www.vishay.com/docs/94053/hfa15tb6.pdf (дата обращения 18.02.2016).

110. Van de Sype, D. Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters / D. Van de Sype [et al.] // 35th Annual IEEE Power electronics specialists conference. – 2004. – pp. 4299-4305.

111. Vorperian, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch part 1: continious conduction mode / V. Vorperian // IEEE Transaction on aerospace and electronic systems. – 1990. – vol. 26. – №3. – pp. 490-496.

112. Vorperian, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch part 2: discontinious conduction mode / V. Vorperian // IEEE Transaction on aerospace and electronic systems. – 1990. – vol. 26. – №3. – pp. 497-505.

113. Yang, G. Unified large signal modeling method for dc-dc converters in DCM / G. Yang, Z. Zhang // IEEE 7th International power electronics and motion control conference – ECCE Asia. – 2012. – pp. 1561-1565.

114. Yaqoob, M. Optimization in transient response of DC-DC buck converter using firefly algorithm / M. Yaqoob [et al.] // IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP). – 2014. – pp. 347-351.

115. Zhao, J. Adaptive hysteresis band control for DC-DC buck converter / J. Zhao [et al.] // IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia). – 2013. – pp. 804-809.

116. Zhou, G. Constant-frequency peak-ripple-based control of buck converter in CCM: Review, Unification and duality / G. Zhou, J. Xu, J. Wang // IEEE Transaction on industrial electroncs, 2013. – vol. 61. – iss. 3. – pp. 1280-1291.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Определение дискретных передаточных функций, входящих в состав основного дискретного выражения в РПТ

С учетом выражений для $G(p)$, $Z(p)$ и $W_{\text{уо}}(p)$, описываемых формулами (1.1), (1.2) и (2.4), представим передаточную функцию $W_{11}(p)$ в виде [18]

$$W_{11}(p) = \frac{K_{11}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_2 p)(1+T_L p)(1+T_C p)}, \qquad (\text{П}1.1)$$

где $T_L=L/r$, $T_C=(R+r_C)C$ – постоянные времени цепи силового дросселя и выходного конденсатора понижающего ППН, K_{11} – коэффициент усиления, определяемый по формуле

$$K_{11} = \frac{R}{r} K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} K_{\text{уо}} u_{\text{сх}}.$$

Разложив передаточную функцию $W_{11}(p)$ на простые дроби, получим

$$W_{11}(p) = K_{11}\left(\frac{1}{p} + \frac{B_1}{p+\frac{1}{T_L}} + \frac{B_2}{p+\frac{1}{T_C}} + \frac{B_3}{p+\frac{1}{T_2}} \right), \qquad (\text{П}1.2)$$

где коэффициенты разложения определяются по формулам

$$B_1 = -\frac{(T_L-\tau_1)(T_L-\tau_2)}{(T_L-T_C)(T_L-T_2)},$$

$$B_2 = -\frac{(T_C-\tau_1)(T_C-\tau_2)}{(T_C-T_L)(T_C-T_2)},$$

$$B_3 = -\frac{(T_2-\tau_1)(T_2-\tau_2)}{(T_2-T_L)(T_2-T_C)}.$$

Тогда дискретная передаточная функция, соответствующая (П1.2), определяется выражением

$$W_{11}(z,\varepsilon) = K_{11}\left(\frac{z}{z-1} + B_1 \frac{z d_1^{\varepsilon}}{z-d_1} + B_2 \frac{z d_2^{\varepsilon}}{z-d_2} + B_3 \frac{z d_3^{\varepsilon}}{z-d_3} \right), \qquad (\text{П}1.3)$$

где $d_1 = e^{-T/T_L}$, $d_2 = e^{-T/T_C}$, $d_3 = e^{-T/T_2}$.

Аналогично для передаточной функции $W_{12}(p)$ имеем

$$W_{12}(z,\varepsilon) = -K_{12}\left(\frac{z}{z-1} + B_1\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1} + B_2\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2} + B_3\frac{zd_3^{\varepsilon}}{z-d_3}\right), \qquad (П1.4)$$

где

$$K_{12} = \frac{L}{u_{сх}}K_{11} = T_L R K_{д} K_{ШИМ} K_{уо}.$$

Чтобы определить передаточную функцию $W_{13}(z,\varepsilon)$, рассмотрим схему, представленную на рисунке П1.1, где $t_з \leq T$ – длительность запаздывания.

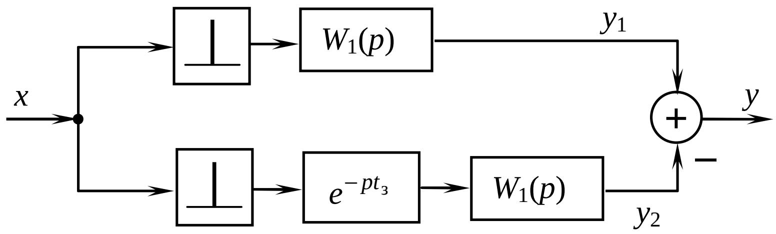


Рисунок П1.1 – Схема для определения дискретной передаточной функции разомкнутой импульсной цепи с прямоугольными импульсами

Для этой цепи справедливы соотношения

$$y_1(z,\varepsilon) = W_1(z,\varepsilon)x(z,0),$$

$$y_2(z,\varepsilon) = \begin{cases} z^{-1}W_1(z,1+\varepsilon-\varepsilon_з)x(z,0) & \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_з, \\ W_1(z,\varepsilon-\varepsilon_з)x(z,0) & \text{при } \varepsilon_з \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases}$$

из которых следует

$$y(z,\varepsilon) = \begin{cases} \left[W_1(z,\varepsilon) - z^{-1}W_1(z,1+\varepsilon-\varepsilon_з)\right]x(z,0) & \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_з, \\ \left[W_1(z,\varepsilon) - W_1(z,\varepsilon-\varepsilon_з)\right]x(z,0) & \text{при } \varepsilon_з \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases}$$

Тогда передаточная функция цепи

$$W(z,\varepsilon) = \begin{cases} W_1(z,\varepsilon) - z^{-1}W_1(z,1+\varepsilon-\varepsilon_з) & \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_з, \\ W_1(z,\varepsilon) - W_1(z,\varepsilon-\varepsilon_з) & \text{при } \varepsilon_з \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \qquad (П1.5)$$

При определении передаточной функции $W_{13}(z,\varepsilon)$ в выражениях (П1.5) необходимо принять $\varepsilon_з = \varepsilon_2$ и

$$W_1(p)=(W_1)_{13}(p)=-\frac{1}{u_{\text{сх}}\,p}W_{11}(p)=$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left(\frac{1}{p^2}+\frac{B_1}{p\left(p+\frac{1}{T_L}\right)}+\frac{B_2}{p\left(p+\frac{1}{T_C}\right)}+\frac{B_3}{p\left(p+\frac{1}{T_2}\right)}\right).$$

Тогда согласно [10,18]

$$(W_1)_{13}(z,\varepsilon)=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left\{Tz\left(\frac{\varepsilon}{z-1}+\frac{1}{(z-1)^2}\right)+B_1T_L\left(\frac{z}{z-1}-\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1}\right)+\right.$$

$$\left.+B_2T_C\left(\frac{z}{z-1}-\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right)+B_3T_2\left(\frac{z}{z-1}-\frac{zd_3^{\varepsilon}}{z-d_3}\right)\right\}=$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left[\left(T\varepsilon+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\frac{1}{z-1}+\right.$$

$$\left.+\frac{T}{(z-1)^2}-\frac{B_1T_Ld_1^{\varepsilon}}{z-d_1}-\frac{B_2T_Cd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}-\frac{B_3T_2d_3^{\varepsilon}}{z-d_3}\right].$$

Теперь можно воспользоваться выражениями (П1.5) при $\varepsilon_з=\varepsilon_2$, $W_1(z,\varepsilon)=(W_1)_{13}(z,\varepsilon)$

$$(W_1)_{13}(z,\varepsilon)-z^{-1}(W_1)_{13}(z,1+\varepsilon-\varepsilon_2)=$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}z\left[\left(T\varepsilon+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\frac{1}{z-1}+\frac{T}{(z-1)^2}-\frac{B_1T_Ld_1^{\varepsilon}}{z-d_1}\right]+$$

$$-\frac{B_2T_Cd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}-\frac{B_3T_2d_3^{\varepsilon}}{z-d_3}+\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left[\left(T(1+\varepsilon-\varepsilon_2)+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\times\right.$$

$$\left.\times\frac{1}{z-1}+\frac{T}{(z-1)^2}-\frac{B_1T_Ld_1^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_1}-\frac{B_2T_Cd_2^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_2}-\frac{B_3T_2d_3^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_3}\right]=$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left\{\left[zT\varepsilon-T(1+\varepsilon-\varepsilon_2)+(z-1)(B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2)\right]\frac{1}{z-1}+\right.$$

$$+\frac{T}{z-1}-B_1T_L\frac{d_1^{\varepsilon}(z-d_1^{1-\varepsilon_2})}{z-d_1}-B_2T_C\frac{d_2^{\varepsilon}(z-d_2^{1-\varepsilon_2})}{z-d_2}-$$

$$\left.-B_3T_2\frac{d_3^{\varepsilon}(z-d_3^{1-\varepsilon_2})}{z-d_3}\right\}=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\left[T\varepsilon+\frac{T\varepsilon_2}{z-1}+\right.$$

$$+B_1T_L\frac{z(1-d_1^{\varepsilon})-d_1(1-d_1^{\varepsilon-\varepsilon_2})}{z-d_1}+$$

$$\left.+B_2T_C\frac{z(1-d_2^{\varepsilon})-d_2(1-d_2^{\varepsilon-\varepsilon_2})}{z-d_2}+B_3T_2\frac{z(1-d_3^{\varepsilon})-d_3(1-d_3^{\varepsilon-\varepsilon_2})}{z-d_3}\right], \qquad (\text{П}1.6.1)$$

$$(W_1)_{13}(z,\varepsilon)-(W_1)_{13}(z,\varepsilon-\varepsilon_2)=$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}z\left[\left(T\varepsilon+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\frac{1}{z-1}-\right.$$

$$-\left(T(\varepsilon-\varepsilon_2)+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\frac{1}{z-1}-$$

$$\left.-B_1T_L\frac{d_1^{\varepsilon}-d_1^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_1}-B_2T_C\frac{d_2^{\varepsilon}-d_2^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_2}-B_3T_2\frac{d_3^{\varepsilon}-d_3^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_3}\right]= \qquad (\text{П}1.6.2)$$

$$=-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}z\left(\frac{T\varepsilon_2}{z-1}-B_1T_L\frac{d_1^{\varepsilon}-d_1^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_1}-B_2T_C\frac{d_2^{\varepsilon}-d_2^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_2}\right.$$

$$\left.-B_3T_2\frac{d_3^{\varepsilon}-d_3^{\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_3}\right).$$

Аналогично при определении передаточной функции $W_{14}(z,\varepsilon)$ с учетом (3.3) в выражениях (П1.5) необходимо принять $\varepsilon_з=\varepsilon_1$ и

$$W_1(p)=(W_1)_{14}(p)=\frac{1}{u_{\text{сх}}p}W_{11}(p).$$

Тогда

$$(W_1)_{14}(z,\varepsilon)=\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}z\left[\left(T\varepsilon+B_1T_L+B_2T_C+B_3T_2\right)\frac{1}{z-1}+\right.$$

$$\left.+\frac{T}{(z-1)^2}-\frac{B_1T_Ld_1^{\varepsilon}}{z-d_1}-\frac{B_2T_Cd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}-\frac{B_3T_2d_3^{\varepsilon}}{z-d_3}\right].$$

При $T_1=\tau_C$ справедливо выражение

$$W_{15}(p) = -K_{15}\frac{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_2 p)(1+T_C p)},$$

где $K_{15} = RK_{\text{д}}K_{\text{ШИМ}}K_{\text{уо}}$.

Поэтому, используя разложение

$$W_{15}(p) = -K_{15}\left[\frac{1}{p} + \frac{(B_1)_{15}}{p+\frac{1}{T_C}} + \frac{(B_2)_{15}}{p+\frac{1}{T_2}}\right],$$

где

$$(B_1)_{15} = -\frac{(T_C-\tau_1)(T_C-\tau_2)}{T_C(T_C-T_2)},\ (B_2)_{15} = -\frac{(T_2-\tau_1)(T_2-\tau_2)}{T_2(T_2-T_C)},$$

получим

$$\mathrm{Z}_\varepsilon\left\{W_{15}(p)\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\} = -K_{15}\mathrm{Z}_\varepsilon\left\{\left[\frac{1}{p} + \frac{(B_1)_{15}}{p+\frac{1}{T_C}} + \frac{(B_2)_{15}}{p+\frac{1}{T_2}}\right]\Delta i_{\text{н.д}}(p)\right\}.$$

С учетом выражений для $W_{21}(p)$ и $W_{22}(p)$ найдем

$$W_{21}(z,\varepsilon) = \frac{u_{\text{сх}}}{L}\frac{zd_1^\varepsilon}{z-d_1}, \tag{П1.7.1}$$

$$W_{22}(z,\varepsilon) = -\frac{zd_1^\varepsilon}{z-d_1}, \tag{П1.7.2}$$

Поскольку согласно (3.3)

$$W_{23}(p) = -\frac{1}{L}\frac{1}{p(p+\frac{1}{T_L})}\left[1-e^{-p(t_1+t_{\text{c}})}\right],$$

$$(W_1)_{23}(p) = -\frac{1}{L}\frac{1}{p(p+\frac{1}{T_L})},$$

то из таблицы [10,18]

$$(W_1)_{23}(z,\varepsilon) = -\frac{1}{r}\left(\frac{z}{z-1} - \frac{zd_1^\varepsilon}{z-d_1}\right).$$

Теперь воспользуемся соотношениями (П1.5), где положим $\varepsilon_3 = \varepsilon_2$, $W_1(z,\varepsilon)=(W_1)_{23}(z, \varepsilon)$, $W(z,\varepsilon)=W_{23}(z, \varepsilon)$. Тогда получим

$$W_{23}(z,\varepsilon)=\begin{cases}-\dfrac{z(1-d_1^{\varepsilon})+d_1^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}-d_1}{r(z-d_1)} & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_2,\\ -\dfrac{z(d_1^{\varepsilon-\varepsilon_2}-d_1^{\varepsilon})}{r(z-d_1)} & \text{при } \varepsilon_2\le\varepsilon\le 1.\end{cases} \qquad (\text{П}1.8)$$

Поскольку передаточная функция $W_{24}(p)$ отличается от $W_{23}(p)$ только знаком и другим значением запаздывания $\varepsilon_3 = \varepsilon_1$, аналогично найдем

$$W_{24}(z,\varepsilon)=\begin{cases}\dfrac{z(1-d_1^{\varepsilon})+d_1^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}-d_1}{r(z-d_1)} & \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1,\\ \dfrac{z(d_1^{\varepsilon-\varepsilon_1}-d_1^{\varepsilon})}{r(z-d_1)} & \text{при } \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1.\end{cases} \qquad (\text{П}1.9)$$

Передаточные функции $W_{31}(p)$ и $W_{32}(p)$ отличаются только знаком и коэффициентами

$$K_{31}=\frac{u_{\text{сх}}R}{r},\; K_{32}=\frac{L}{u_{\text{сх}}}K_{31}=T_L R\,.$$

В этом случае

$$W_{31}(p)=K_{31}\frac{1+\tau_C p}{(1+T_L p)(1+T_C p)}=K_{31}\left[\frac{(B_1)_{31}}{p+\dfrac{1}{T_L}}+\frac{(B_2)_{31}}{p+\dfrac{1}{T_C}}\right],$$

где

$$(B_1)_{31}=\frac{T_L-\tau_C}{T_L(T_L-T_C)},\;(B_2)_{31}=\frac{T_C-\tau_C}{T_C(T_C-T_L)}\,. \qquad (\text{П}1.10)$$

Тогда

$$W_{31}(z,\varepsilon)=K_{31}\left[(B_1)_{31}\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1}+(B_2)_{31}\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right], \qquad (\text{П}1.11.1)$$

$$W_{32}(z,\varepsilon)=-K_{32}\left[(B_1)_{31}\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1}+(B_2)_{31}\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right]. \qquad (\text{П}1.11.2)$$

Передаточные функции $W_{33}(p)$ и $W_{34}(p)$ отличаются знаками и значениями запаздывания. Сравнивая передаточную функцию

$$W_{33}(p) = -K_{33}\frac{1+\tau_C p}{p(1+T_L p)(1+T_C p)}\left[1-e^{-p(t_1+t_c)}\right],$$

с функцией $W_{31}(p)$, видим, что

$$W_{31}(p) = -K_{33}\left[\frac{(B_1)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_L}\right)}+\frac{(B_2)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_C}\right)}\right]\left[1-e^{-p(t_1+t_c)}\right],$$

где $K_{33} = \frac{R}{r}$. Следовательно,

$$W_{34}(p) = K_{34}\left[\frac{(B_1)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_L}\right)}+\frac{(B_2)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_C}\right)}\right]\left(1-e^{-pt_1}\right),$$

где $K_{34}=K_{33}$. Теперь воспользуемся выражениями (П1.5) при

$$(W_1)_{33}(p) = -K_{33}\left[\frac{(B_1)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_L}\right)}+\frac{(B_2)_{31}}{p\left(p+\frac{1}{T_C}\right)}\right],$$

$$(W_1)_{33}(z,\varepsilon) = -K_{33}\left[(B_1)_{31}T_L\left(\frac{z}{z-1}-\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1}\right)+\right.$$

$$\left.+(B_2)_{31}T_C\left(\frac{z}{z-1}-\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right)\right]=$$

$$= -K_{33}\left(\frac{z}{z-1}-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{zd_1^{\varepsilon}}{z-d_1}-\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{zd_2^{\varepsilon}}{z-d_2}\right).$$

Из равенств (П1.5) при $W_1(z,\varepsilon)=(W_1)_{33}(z,\varepsilon)$ и $W(z,\varepsilon)=W_{33}(z,\varepsilon)$ найдем

$$W_{33}(z,\varepsilon)=\begin{cases}-K_{33}\left(1-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{zd_1^{\varepsilon}-d_1^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_1}-\right.\\ \left.-\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{zd_2^{\varepsilon}-d_2^{1+\varepsilon-\varepsilon_2}}{z-d_2}\right) \quad \text{при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_2, \\ -K_{33}\left[\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{z\left(d_1^{\varepsilon-\varepsilon_2}-d_1^{\varepsilon}\right)}{z-d_1}+\right.\\ \left.+\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{z\left(d_2^{\varepsilon-\varepsilon_2}-d_2^{\varepsilon}\right)}{z-d_2}\right] \quad \text{при } \varepsilon_2\le\varepsilon\le 1,\end{cases} \qquad (\text{П}1.12)$$

Как видно из (П1.11), передаточная функция $W_{33}(z,\varepsilon)$ определяется различными выражениями в двух различных интервалах изменения смещения ε. Проверим совпадение этих выражений на границе интервалов при $\varepsilon=\varepsilon_2$. Из выражения для $0\le\varepsilon\le\varepsilon_2$ при $\varepsilon=\varepsilon_2$ получим

$$W_{33}(z,\varepsilon_2)=-K_{33}\left(1-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{zd_1^{\varepsilon_2}-d_1}{z-d_1}-\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{zd_2^{\varepsilon_2}-d_2}{z-d_2}\right)=$$

$$=-K_{33}\left[1-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{z\left(d_1^{\varepsilon_2}-1\right)+z-d_1}{z-d_1}-\right.$$

$$\left.-\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{z\left(d_2^{\varepsilon_2}-1\right)+z-d_2}{z-d_2}\right]=$$

$$=-K_{33}\left[1-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}-\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}-\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{z\left(d_1^{\varepsilon_2}-1\right)}{z-d_1}-\right.$$

$$\left.-\frac{T_C-T_C}{T_C-T_L}\frac{z\left(d_2^{\varepsilon_2}-1\right)}{z-d_2}\right]=$$

$$=-K_{33}\left[\frac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\frac{z\left(1-d_1^{\varepsilon_2}\right)}{z-d_1}+\frac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\frac{z\left(1-d_2^{\varepsilon_2}\right)}{z-d_2}\right].$$

То же самое получается при $\varepsilon=\varepsilon_2$ из второго выражения (П1.11).

Учитывая указанную аналогичность передаточных функций $W_{33}(p)$ и $W_{34}(p)$, аналогично (П1.11) можем записать

$$W_{34}(z,\varepsilon)=\begin{cases}K_{34}\left(1-\dfrac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\dfrac{zd_1^{\varepsilon}-d_1^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}}{z-d_1}-\right.\\ \left.-\dfrac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\dfrac{zd_2^{\varepsilon}-d_2^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}}{z-d_2}\right) \text{ при } 0\le\varepsilon\le\varepsilon_1,\\ K_{34}\left[\dfrac{T_L-\tau_C}{T_L-T_C}\dfrac{z\left(d_1^{\varepsilon-\varepsilon_1}-d_1^{\varepsilon}\right)}{z-d_1}\right.\\ \left.+\dfrac{T_C-\tau_C}{T_C-T_L}\dfrac{z\left(d_2^{\varepsilon-\varepsilon_1}-d_2^{\varepsilon}\right)}{z-d_2}\right] \text{ при } \varepsilon_1\le\varepsilon\le 1,\end{cases} \tag{П1.13}$$

где $K_{34}=K_{33}$.

Далее показаны уточненные выражения дискретных передаточных функций, входящих в состав выражения (3.25). Пользуясь выражениями (3.7), (3.24), (П1.3), (П1.4), (П1.6) получаем:

$$\delta_2(z)\cdot a_{12}(z)=\left(\frac{u_{\text{сх}}}{L}d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}\frac{\alpha_1 z-\alpha_3}{\alpha_1 z-\alpha_2}\right)\cdot\left(-\frac{L}{u_{\text{сх}}}K_{11}\right)\times$$
$$\times\left(\frac{1}{z-1}+B_1\frac{d_1^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}}{z-d_1}+B_2\frac{d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}}{z-d_2}+B_3\frac{d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}}{z-d_3}\right)=$$
$$=\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left(-\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-1}-B_1\frac{d_1(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_1}-B_2\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_2}-\right.$$
$$\left.-B_3\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_3}\right); \tag{П1.14}$$

$$a_{11}+\delta_2(z)\cdot a_{12}(z)=$$
$$=\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left(\frac{(\alpha_1 z-\alpha_2)}{z-1}+B_1\frac{d_1(\alpha_1 z-\alpha_2)}{z-d_1}+B_2\frac{d_2(\alpha_1 z-\alpha_2)}{z-d_2}+B_3\frac{d_3(\alpha_1 z-\alpha_2)}{z-d_3}\right)+$$
$$+\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left(-\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-1}-B_1\frac{d_1(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_1}-B_2\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_2}-\right.$$
$$\left.-B_3\frac{d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_3}\right)=$$
$$=\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left(\frac{\alpha_1 z-\alpha_2-d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-1}+B_1\frac{d_1(\alpha_3-\alpha_2)}{z-d_1}+\right.$$

$$+B_2\frac{d_2(\alpha_1 z-\alpha_2)-d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_2^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_2}+$$

$$\left.+B_3\frac{d_3(\alpha_1 z-\alpha_2)-d_1^{\varepsilon_2-\varepsilon_1}d_3^{1+\varepsilon_1-\varepsilon_2}(\alpha_1 z-\alpha_3)}{z-d_3}\right); \qquad (\Pi 1.15)$$

$$\delta_3(z)\cdot a_{13}(z)=\left(\frac{u_{\text{сх}}}{T_C}\frac{\alpha_4}{\alpha_1 z-\alpha_2}\right)\left(-\frac{K_{11}}{u_{\text{сх}}}\right)\left[T\varepsilon_1+\frac{T\varepsilon_2}{z-1}++B_1T_L\frac{z(1-d_1^{\varepsilon_1})-d_1(1-d_1^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_1}+\right.$$

$$\left.+B_2T_C\frac{z(1-d_2^{\varepsilon_1})-d_2(1-d_2^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_2}+B_3T_2\frac{z(1-d_3^{\varepsilon_1})-d_3(1-d_3^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_3}\right]=$$

$$=-\frac{K_{11}}{\alpha_1 z-\alpha_2}\cdot\left[\frac{T}{T_C}\alpha_4\varepsilon_1+\frac{T}{T_C}\frac{\alpha_4\varepsilon_2}{z-1}+B_1\alpha_4\frac{T_L}{T_C}\frac{z(1-d_1^{\varepsilon_1})-d_1(1-d_1^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_1}+\right.$$

$$\left.+B_2\alpha_4\frac{z(1-d_2^{\varepsilon_1})-d_2(1-d_2^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_2}+B_3\alpha_4\frac{T_2}{T_C}\frac{z(1-d_3^{\varepsilon_1})-d_3(1-d_3^{\varepsilon_1-\varepsilon_2})}{z-d_3}\right]. \qquad (\Pi 1.16)$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Программа расчета характеристик и показателей качества переходных процессов понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления

```
% Программа расчета частотных характеристик, годографов корней и показателей
качества
%переходных процессов понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной
системой управления
%Программа предназначена для расчета годографов корней передаточной функции
импульсного преобразователя
%напряжения с одноконтурной системой управления, амплитудно-фазочастотной
характеристики, амплитудной
%и фазовой характеристик, показателей качества переходных процессов.Программа
может применяться для исследования
%устойчивости и колебательности переходных процессов одноконтурной системы системы
управления понижающим
%импульсным преобразователем. Позволяет проводить анализ годографов корней
характеристического уравнения
%дискретной модели и частотных характеристик, при изменении частоты переключений,
а также других параметров системы.
% Определять показатель колебательности М замкнутой системы.
clc % Очистка командной области
clear all % Очистка всех переменных из памяти
close all % Закрытие всех окон, перед началом работы программы
%% --
disp('ПРОГРАММА ДЛЯ АНАЛИЗА ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ
ПОКАЗАТЕЛИ');                     % Вывод текста
disp('КАЧЕСТВА ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ОДНОКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ
УПРАВЛЕНИЯ');   % в командную область
%% Ввод данных
disp(' '); % Вывод пустой строки в командную область
K=1.5e5; %input('Введите коэффициент усиления K=');
Tf=270e-6;%input('Введите постоянную времени Tf=');
t1=Tf; %input('Введите постоянную времени t1=');
t2=80e-6;%input('Введите постоянную времени  t2=');
T2=6e-6; %input('Введите постоянную времени T2=');
disp('Введите диапазон изменения коэффициента демпфирования для построения
годографов корней.')                            % Вывод текста
disp('Диапазон вводится в формате (0:шаг демпфирования:0,9). Шаг должен находиться
в диапазоне от 0,01 до 0,0001')    % в командную область
Zf=input(' Zf= '); % Ввод коэффициента демпфирования
f=100e3;%input('Введите частоту коммутации f=');
%% Основные соотношения для системы 4го порядка в относительных параметрах
T=1./f; % Период переключений силового транзистора
K=K/f; % Коэффициент усиления системы
Q1=t1./T; %|
Q2=t2./T; %| Относительные временные
Q3=T2./T; %| параметры
Qf=Tf./T;  %|
d1=exp(-Zf./Qf); %
d2=exp(-1./Q3); %
B1=((Q1.*Q2./Qf.^2)-((Q1+Q2).*Q3./Qf.^2)-(1-2.*Zf.*Q3./Qf))./(1-
2.*Zf.*Q3./Qf+(Q3./Qf).^2);  %| Относительные коэффициенты
```

```
B2=(Q1.*Q2./Qf.^2)-1-(1-2.*Zf.*Q3./Qf).*B1;
%| амплитудно-частотной
B3=1;
%| характеристики
B4=((((Q1+Q2).*Q3)./Qf.^2)-((Q1.*Q2)/Qf.^2)-(Q3./Qf).^2)./(1-
((2.*Zf.*Q3)./Qf)+(Q3./Qf).^2); %|
%% Вычисление коэффициентов характеристического многочлена
c1=-((d2+1)+2.*d1.*cos((1-Zf.^2).^0.5./Qf))+K.*(d1.*B1.*cos((1-
Zf.^2).^0.5./Qf)+d1.*((B2.*Qf)./((1-Zf.^2).^0.5.*Q3)-(B1.*Zf)./(1-
Zf.^2).^0.5).*sin((1-Zf.^2).^0.5./Qf)+B3+B4.*d2);
c2=d1.^2+d2+2.*d1.*(d2+1).*cos((1-Zf.^2).^0.5./Qf)-
K.*(B1.*d1.^2+d1.*(d2+1).*(B1.*cos((1-Zf.^2).^0.5./Qf)+(B2.*Qf./((1-
Zf.^2).^0.5.*Q3)-B1.*Zf./(1-Zf.^2).^0.5).*sin((1-
Zf.^2).^0.5./Qf))+2.*d1.*(B3+B4.*d2).*cos((1-Zf.^2).^0.5./Qf)+(B3+B4).*d2);
c3=-(d1.^2.*(d2+1)+2.*d1.*d2.*cos((1-Zf.^2).^0.5./Qf))+K.*(d1.*d2.*(B1.*cos((1-
Zf.^2).^0.5./Qf)+(B2.*Qf./((1-Zf.^2).^0.5.*Q3)-B1.*Zf./(1-Zf.^2).^0.5).*sin((1-
Zf.^2).^0.5./Qf))+B1.*d1.^2.*(d2+1)+d1.^2.*(B3+B4.*d2)+2.*d1.*d2.*(B3+B4).*cos((1-
Zf.^2).^0.5./Qf));
c4=d1.^2.*d2;
%% Построение диаграммы полюсов (корней характеристического многочлена)
set(0,'DefaultAxesFontSize',11,'DefaultAxesFontName','Times New Roman'); % |
Настройка графического окна
set(0,’DefaultTextFontSize’,11,’DefaultTextFontName’,’Times New Roman’);   % | для
вывода графиков
x1=[];
x2=[];
x3=[];
x4=[];
y1=[];
y2=[];
y3=[];
y4=[];
for kk=1:length(Zf)
    r=roots([1 c1(kk) c2(kk) c3(kk) c4(kk)])';
    x1=[x1 real(r(1))];
    y1=[y1 imag(r(1))];
       x2=[x2 real(r(2))];
    y2=[y2 imag(r(2))];
       x3=[x3 real(r(3))];
    y3=[y3 imag(r(3))];
       x4=[x4 real(r(4))];
    y4=[y4 imag(r(4))];
end
if (length(Zf) > 1000) & (length(Zf) < 10000)
    koef=1000;
elseif (length(Zf) < 1000) & (length(Zf) > 100)
    koef=100;
elseif (length(Zf) < 100) & (length(Zf) > 10)
    koef=10;
else error(’Введен неверный шаг для коэффициента демпфирования’);
end;
% Создание графического окна и вывод годографа корней
figure(1)
set(1, 'Color', 'w')
plot(x1,y1,'LineWidth',2);
plot(x1(koef+1),y1(koef+1),'.m');
plot(x1(3*koef+1),y1(3*koef+1),'.m');
plot(x1(5*koef+1),y1(5*koef+1),'.m');
plot(x1(7*koef+1),y1(7*koef+1),'.m');
plot(x1(length(Zf)),y1(length(Zf)),'.m');
hold on
grid on
plot(x2,y2,'LineWidth',2);
plot(x2(koef+1),y1(koef+1),'.m');
```

```
plot(x2(3*koef+1),y2(3*koef+1),'.m');
plot(x2(5*koef+1),y2(5*koef+1),'.m');
plot(x2(7*koef+1),y2(7*koef+1),'.m');
plot(x2(length(Zf)),y2(length(Zf)),'.m');
plot(x3,y3,'LineWidth',2);
plot(x3(koef+1),y1(koef+1),'.m');
plot(x3(3*koef+1),y3(3*koef+1),'.m');
plot(x3(5*koef+1),y3(5*koef+1),'.m');
plot(x3(7*koef+1),y3(7*koef+1),'.m');
plot(x3(length(Zf)),y3(length(Zf)),'.m');
plot(x4,y4,'LineWidth',2);
plot(x4(koef+1),y1(koef+1),'.');
plot(x4(3*koef+1),y4(3*koef+1),'.m');
plot(x4(5*koef+1),y4(5*koef+1),'.m');
plot(x4(7*koef+1),y4(7*koef+1),'.m');
plot(x4(length(Zf)),y4(length(Zf)),'.m');
%% Построение единичной окружности для отображения годографов корней
x0 = 0;
y0 = 0;
r = 1;
x=[];
y=[];
for sh=0:360
    x=[x x0+r*cos(sh/180*pi)];
    y=[y y0+r*sin(sh/180*pi)];
end
plot(x,y,'--k');
title(’Годографы корней характеристического многочлена’);
xlabel('Rez');
ylabel('Imz');
axis square
%% Вычисление  АФЧХ
disp(' ');
disp(’Введите значение коэффициента демпфирования для построения АФЧХ’)
Zf1=input(' Zf= ');
d1=exp(-Zf1./Qf);
B1=((Q1.*Q2./Qf.^2)-((Q1+Q2).*Q3./Qf.^2)-(1-2.*Zf1.*Q3./Qf))./(1-
2.*Zf1.*Q3./Qf+(Q3./Qf).^2);
B2=(Q1.*Q2./Qf.^2)-1-(1-2.*Zf1.*Q3./Qf).*B1;
B4=((((Q1+Q2).*Q3)./Qf.^2)-((Q1.*Q2)/Qf.^2)-(Q3./Qf).^2)./(1-
((2.*Zf1.*Q3)./Qf)+(Q3./Qf).^2);
F=100:f/2;
G1=exp(i.*2.*pi.*F.*T).*cos((1-Zf1^2)^0.5/Qf)-d1;
G2=exp(i.*2.*pi.*F.*T).^2-2.*exp(i.*2.*pi.*F.*T).*d1.*cos((1-Zf1^2)^0.5/Qf)+d1.^2;
G3=exp(i.*2.*pi.*F.*T).*sin((1-Zf1^2)^0.5/Qf);
W=K.*(B1.*d1.*(G1./G2)+d1.*(B2*Qf/((1-Zf1^2)^0.5*Q3)-B1*Zf1/(1-
Zf1^2)^0.5).*(G3./G2)+(B3./(exp(i.*2.*pi.*F.*T)-
1))+((B4*d2)./(exp(i.*2.*pi.*F.*T)-d2)));
%% Построение графика АФЧХ
figure(2)
set(2, 'Color', 'w')
plot(real(W),imag(W),'LineWidth',2);
grid on
title(’Амплитудно-фазовая частотная характеристика’);
xlabel(’Re(АФЧХ)’);
ylabel(’Im(АФЧХ)’);
%% Построение АЧХ и ФЧХ
A=abs(W);
Phi=unwrap(angle(W));
figure(3)
set(3, 'Color', 'w')
subplot(2,1,1)
plot(F,20*log10(A),'r','LineWidth',2);
title(’Амплитудная частотная характеристика’);
```

```
ylabel('A');
xlabel(' f, кГц');
hold on
grid on
subplot(2,1,2)
plot(F,Phi/pi*180,'g','LineWidth',2)
title('Фазовая частотная характеристика');
ylabel('Phi, град');
xlabel('f, кГц');
hold on
grid on
%% Определение показателя колебательности М
disp(' ');
disp('Введите для проверки предполагаемый показатель колебательности');
M=input('M=');
x0 =-(M^2/(M^2-1));
y0 = 0;
r = M/(M^2-1);
x=[];
y=[];
F=1800:f/2;
G1=exp(i.*2.*pi.*F.*T).*cos((1-Zf1^2)^0.5/Qf)-d1;
G2=exp(i.*2.*pi.*F.*T).^2-2.*exp(i.*2.*pi.*F.*T).*d1.*cos((1-Zf1^2)^0.5/Qf)+d1.^2;
G3=exp(i.*2.*pi.*F.*T).*sin((1-Zf1^2)^0.5/Qf);
W=K.*(B1.*d1.*(G1./G2)+d1.*(B2*Qf/((1-Zf1^2)^0.5*Q3)-B1*Zf1/(1-
Zf1^2)^0.5).*(G3./G2)+(B3./(exp(i.*2.*pi.*F.*T)-
1))+((B4*d2)./(exp(i.*2.*pi.*F.*T)-d2)));
figure(4)
set(4, 'Color', 'w')
plot(real(W),imag(W),'LineWidth',2);
axis square
grid on
hold on
title('Участок амплитудно-фазовой частотной характеристики');
xlabel('Re(АФЧХ)');
ylabel('Im(АФЧХ)');
for sh=0:360
    x=[x x0+r*cos(sh/180*pi)];
    y=[y y0+r*sin(sh/180*pi)];
end
plot(x,y,'r','LineWidth',1);
%% Вывод комментариев к рисунку 1
disp(' ');
disp('На рисунке 1 точками обозначены значения коэффициента демпфирования Zf')
disp([Zf(koef+1) Zf(3*koef+1) Zf(5*koef+1) Zf(7*koef+1) Zf(end)]);
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Программа для расчета частотных характеристик в режиме прерывистого тока

```
close all
%% --- Входные параметры
t1=270e-6;
t2=80e-6;
T2=6e-6;
Zf=1;
Tf=270e-6;
K=1.5;
T=1/0.3e5;
r=0.3;
R=100;
rc=0.2;
Kf=R/(R+r);
ucm=15;
TC=0.07;
TL=130e-6;
tc=TC/(1+R/rc);
K11=K/(1-Kf);
K12=(TL*K*(R+r))/ucm;
K31=(ucm*R)/r;
K32=TL*R;
B1=-((TL-t1)*(TL-t2))/((TL-TC)*(TL-T2));
B2=-((TC-t1)*(TC-t2))/((TC-TL)*(TC-T2));
B3=-((T2-t1)*(T2-t2))/((T2-TL)*(T2-TC));
B131=(TL-tc)/(TL*(TL-TC));
B231=(TC-tc)/(TC*(TC-TL));
d1=exp(-T/TL);
d2=exp(-T/TC);
d3=exp(-T/T2);
es1=0.1;
es2=0.3;
w=1:1:pi*1e5;
z=exp(i.*w.*T);
p=i.*w;
%% ---- Дискретная передаточная функция построенная по исходному выражению
a11=K11.*((1./(z-1))+((B1*d1)./(z-d1))+((B2*d2)./(z-d2))+((B3*d3)./(z-d3)));
a12=-K12.*(1./(z-1)+((B1*(d1^(1+es1-es2)))./(z-d1))+((B2*(d2^(1+es1-es2)))./(z-
d2))+((B3*(d3^(1+es1-es2)))./(z-d3)));
a13=(-K11./ucm).*(T.*es1+((T.*es2)./(z-1))+(((B1.*TL).*(z.*(1-d1^es1)-d1.*(1-
d1.^(es1-es2))))./(z-d1))+(((B2*TC).*(z.*(1-d2^es1)-d2*(1-d2^(es1-es2))))./(z-
d2))+(((B3*T2).*(z.*(1-d3^es1)-d3*(1-d3^(es1-es2))))./(z-d3)));
a21=-(ucm./(r.*TL)).*((z.*(d1.^(es2-es1)))./(z-d1));
a22=1+(d1./(z-d1));
a23=(z.*(1-d1.^es2))./(r.*(z-d1));
a31=-K31.*((B131.*((d1.^(1-es1))./(z-d1)))+(B231.*((d2.^(1-es1))./(z-d2))));
a32=K32.*((B131.*((d1.^(1-es2))./(z-d1)))+(B231.*((d2.^(1-es2))./(z-d2))));
a33=1+(R./(r.*(TC-TL))).*((TL-tc).*((d1-d1.^(1-es2))./(z-d1))-(TC-tc).*((d2-
d2.^(1-es2))./(z-d2)));
delta2=(-a33.*a21+a23.*a31)./(a22.*a33-a23.*a32);
delta3=(a32.*a21-a22.*a31)./(a22.*a33-a23.*a32);
W=a11+delta2.*a12+delta3.*a13;

%% -----Дискретная передаточная функция построенная по преобразованному выражению
```

```
alfa11=(r*(TC-TL))/(R*(TC-tc));
alfa21=alfa11*d2+d2-d2^(1-es2)*(1-(TL/TC)*(1-d1^es2));
alfa31=alfa11*d2+d2-d2^(1-es2)+(TL/TC)*d1^(es1-es2)*(1-d1^es2)*d2^(1-es1);
alfa41=d2^(1-es2)*(d2^(es2-es1)-d1^(es2-es1));
beta11=alfa11*(1-d1^(es2-es1))-alfa41*es1*(T/TC);
beta21=alfa21-alfa31*d1^(es2-es1)+alfa41*(T/TC)*(es2-es1);
beta31=-alfa41*(TL/TC)*(1-d1^es1);
beta41=-d1*(alfa31-alfa21)-alfa41*(TL/TC)*(d1-d1^(es1-es2));
beta51=alfa11*(d2-d1^(es2-es1)*d2^(1+es1-es2))-alfa41*(1-d2^es1);
beta61=alfa21*d2-alfa31*d1^(es2-es1)*d2^(1+es1-es2)-alfa41*(d2-d2^(1+es1-es2));
beta71=alfa11*(d3-d1^(es2-es1)*d3^(1+es1-es2))-alfa41*(T2/TC)*(1-d3^es1);
beta81=alfa21*d3-alfa31*d1^(es2-es1)*d3^(1+es1-es2)-alfa41*(T2/TC)*(d3-d3^(1+es1-
es2));
W2=(K11./(alfa11.*z-alfa21)).*(((beta11.*z-beta21)./(z-1)-(B1.*(beta31.*z-
beta41)./(z-d1))+(B2.*((beta51.*z-beta61)./(z-d2)))+(B3.*(beta71.*z-beta81))./(z-
d3)));

%% --------------По непрерывной модели
K31=(1/r)*(es2-(TL/T)*(1-exp(-es2*T/TL)));
W3=K11.*(1/T).*(1-exp(((es1-
es2)*T)/TL)).*(((1+t1.*p).*(1+t2.*p))./(p.*(1+T2.*p).*(1+TC.*p+R.*(1+tc.*p).*K31))
);
%% -----------------------------------
 figure(1)
 subplot(2,1,1);
 semilogx(w./(2*pi),20*log10(abs(W)),w./(2*pi),20*log10(abs(W3)),'g',
w./(2*pi),20*log10(abs(W2)),'r');
 grid;
 subplot(2,1,2);
semilogx(w./(2*pi),(angle(W)*180/pi),w./(2*pi),(angle(W3)*180/pi),'g',w./(2*pi),(a
ngle(W2)*180/pi),'r');
 grid;
 figure(2)
 plot(real(W),imag(W),real(W3),imag(W3),'g', real(W2), imag(W2),'r');
 grid;

%% ---Передаточная функция неизменяемой части по дискретной модели
q3=(ucm/TC).*(alfa41./(alfa11.*z-alfa21));
Kuo=0.8658e5;
eps=0.9;
d=exp(-T/T2);
Wuo=Kuo.*(T*eps-T2+t1+t2+(T./(z-1))+(T2-t1-t2+(t1*t2)/T2).*(((z-1).*d^eps)./(z-
d)));%((1-exp(-p.*T))./p).*Kuo.*((1+t1.*p).*(1+t2.*p))./(p.*(1+T2.*p));
Kchim=0.333e-5;
Kd=0.3;
Wn=Kchim.*Kd.*q3.*(1+tc.*p);
Wr=Wn.*Wuo./(1+tc.*p);
 figure(3)
 subplot(2,1,1);
 semilogx(w./(2*pi),20*log10(abs(Wn)),x2,y21,'<',x1,y11,'o');
 grid;
 subplot(2,1,2);
 semilogx(w./(2*pi),((angle(Wn))*180/pi),x2,y22,'<',x1,y12,'o');
 grid;
```