

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

**ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Часть 1

Методические указания

для выполнения лабораторного практикума по дисциплине
для студентов очной и заочной форм обучения направлений
11.03.04 «Электроника и наноэлектроника», 11.03.01 «Радиотехника»,
11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»
и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»

Севастополь
СевГУ
2017

Р е ц е н з е н т ы:

Д.Г. Мурзин - к.т.н., доцент кафедры «Электронная техника»;

Ю.Н. Тыщук - старший преподаватель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации»

Ответственные за выпуск:

Ю. П. Михайлюк - к.т.н., доцент, заведующий кафедрой «Электронная техника»;

*И.Л. Афонин - д.т.н., профессор, заведующий кафедрой
«Радиоэлектроника и телекоммуникации»*

Составители: Скорик И.В., Широков И.Б., Дурманов М.А., Бондаренко А.С.

Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств:

метод. указания для выполнения лабораторного практикума по дисциплине для студентов очной и заочной форм обучения направлений 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника», 11.03.01 «Радиотехника», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы». Ч. 1. / Сост. И.В. Скорик, И.Б. Широков, М.А. Дурманов, А.С. Бондаренко. — Севастополь: СевГУ, 2017. — 44 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам в подготовке и выполнении лабораторного практикума по дисциплине «Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств», а также в изучении принципов действия импульсных преобразователей напряжения и приобретении практических навыков по разработке и расчету параметров элементов схем.

УДК 621.311.6

Методические указания утверждены на заседании кафедры «Электронная техника», протокол № 8 от 18 апреля 2017 года и заседании кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникаций», протокол № 8 от 18 апреля 2017 года.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
Лабораторная работа № 1. Исследование выпрямительных цепей и цепей стабилизации напряжения	5
Лабораторная работа № 2. Исследование понижающего импульсного <i>DC-DC</i> преобразователя напряжения	16
Лабораторная работа № 3. Исследование повышающего импульсного <i>DC-DC</i> преобразователя напряжения	25
Лабораторная работа № 4. Исследование обратноходового импульсного <i>AC-DC</i> преобразователя напряжения	31
Приложение А. Энергетический расчет дросселей	41
Библиографический список	44

ВВЕДЕНИЕ

Согласно федеральному государственному образовательному стандарту высшего образования, настоящие методические указания позволяют закрепить знания, умения и владения, предусмотренные компетенциями ПК-5 и ПК-13. Данные компетенции заключаются в приобретении знаний, умений и владений расчета и проектирования деталей, узлов и устройств различного функционального назначения, способностью налаживать, проверять, испытывать работоспособность измерительного, диагностического и технологического оборудования.

Лабораторный практикум начинается с лабораторной работы, в которой рассматривается схема простейшего параметрического стабилизатора напряжения. При выполнении работы обучающимся предоставляется возможность изучить основные принципы регулирования напряжения за счет вольтамперных характеристик полупроводниковых приборов, исследовать зависимости уровней пульсаций напряжений при различных условиях нагрузки и исследовать зависимость коэффициента стабилизации схем.

Вторая и третья лабораторные работы раскрывают принципы действия простейших импульсных схем повышающих и понижающих преобразователей напряжений. Выполнение этих работ позволяет обучающимся понять физические принципы преобразования напряжения за счет использования активного элемента — транзистора и индуктивного элемента — дросселя.

Заключительная лабораторная работа в настоящих методических указаниях позволяет изучить принцип действия обратноходового импульсного преобразователя напряжения, схема которого широко применяется для питания радиоэлектронной аппаратуры. Обучающиеся исследуют параметры схемы такого преобразователя напряжения, осваивают принципы расчета обратноходового трансформатора.

Для защиты каждой из лабораторных работ обучающемуся требуется подготовить отчет и подготовить ответы на вопросы.

Каждый отчет должен включать следующие пункты:

- цель и задачи работы;
- электрическая принципиальная схема лабораторного макета;
- расчетная и теоретическая часть со сравнительным анализом расчетных и экспериментальных данных, сравнительные таблицы и графические зависимости;
- подробные выводы, отображающие результаты анализа.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ И ЦЕПЕЙ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ

1.1. Цель и задачи работы

Цель работы заключается в исследовании выпрямительных цепей и цепей стабилизации напряжения.

В ходе лабораторной работы решаются следующие задачи:

- изучается принцип работы однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей со сглаживающим емкостным фильтром, имеющим резистивные элементы в качестве нагрузки;
- выполняется исследование формы токов и напряжений на элементах цепи;
- выполняется измерение и расчет уровня пульсаций и оптимальные параметры выходного фильтра для различных величин сопротивления нагрузки;
- изучаются принципы действия и построения простейших параллельных и последовательных стабилизаторов напряжения;
- осуществляется анализ расчетных и практических результатов с составлением подробных выводов.

1.2. Теоретические сведения

1.2.1. Выпрямители во вторичных источниках питания

В большинстве сетевых блоков питания для понижения напряжения используются сетевые трансформаторы, которые предназначены для работы на частоте промышленной сети напряжения 50 Гц. Сетевой трансформатор является удобным, простым в расчетах и надежным устройством, предназначенным для преобразования напряжения. Одно из важнейших достоинств сетевых трансформаторов — это обеспечение гальванической развязки между первичной и вторичной цепями питания, что обеспечивает высокую безопасность. Другое достоинство и практическое удобство трансформаторов — это возможность формирования независимых вторичных источников переменного напряжения, путем добавления вторичных обмоток с требуемым количеством витков (количество витков вторичной обмотки влияет на величину переменного ЭДС наводимого в этой обмотке).

Пониженное сетевое напряжение со вторичной обмотки трансформатора подают на выпрямитель, который состоит из полупроводниковых выпрямительных вентилей (далее диодов). Задача выпрямителя заключается в том, чтобы из переменного напряжения сделать постоянное напряжение, которое необходимо для питания электронных схем и радиоэлектронной аппаратуры.

На практике, для однофазных цепей выделяют две основные схемы выпрямления переменного напряжения: однополупериодная и двухполупериодная (мостовая) схемы. Обычно на выходе выпрямителя устанавливается емкостной

фильтр, представляющий собой сглаживающий конденсатор, который служит для снижения амплитуды пульсаций выходного напряжения.

Однополупериодный выпрямитель представляет собой один полупроводниковый диод, включенный последовательно с нагрузкой (рис. 1.1).

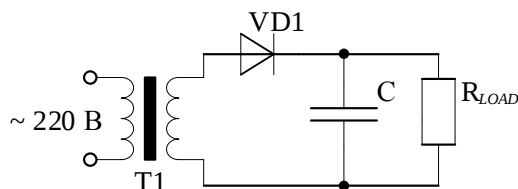


Рис. 1.1. Однополупериодная схема выпрямителя с выходным фильтром и нагрузкой

Выходное напряжение на холостом ходу (без нагрузки) для такой схемы может быть рассчитано по формуле

$$U_C = \sqrt{2}U_{grid} - U_{VD}, \quad (1.1)$$

где U_{grid} — действующее значения напряжения на выходах вторичной обмотки трансформатора;

U_{VD} — прямое падение напряжения на выпрямительном диоде.

Существенный недостаток такой схемы (см. рис. 1.1) заключается в том, что выходное напряжение имеет высокую амплитуду пульсаций, так как заряд конденсатора C происходит в течении только положительного полупериода входного переменного напряжения, а на протяжении отрицательного полупериода выпрямительный диод заперт и накопленный заряд конденсатора разряжается через нагрузку. Таким образом, данная схема обеспечивает неоптимальное соотношение времени заряда и времени разряда фильтрующего конденсатора C , что в свою очередь приводит к возникновению большой амплитуды пульсаций напряжения даже при сравнительно больших сопротивлениях нагрузки. Кроме того, в этом случае имеет место неравномерный отбор мощности от сети переменного тока, что приводит к так называемым перекосам фазных напряжений сети.

Приведенная схема (см. рис. 1.1) редко используется на практике ввиду перечисленных недостатков. Однако, если изменить трансформатор, удвоив вторичную обмотку и добавив средний вывод в месте соединения обмоток, можно применить схему двухфазного одноконтурного выпрямителя (сдвоенный однополупериодный выпрямитель), показанную на рис. 1.2.

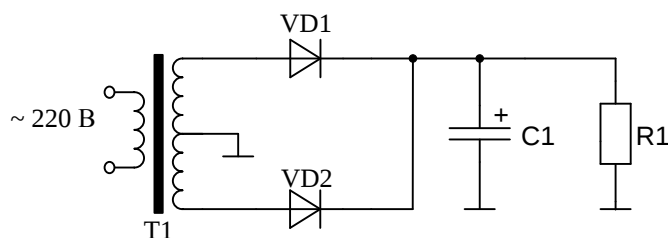


Рис. 1.2. Схема двухфазного одноконтурного выпрямителя

Двухполупериодный (мостовой) выпрямитель является наиболее распространенной во вторичных источниках питания и имеет четыре выпрямительных диода (рис. 1.3).

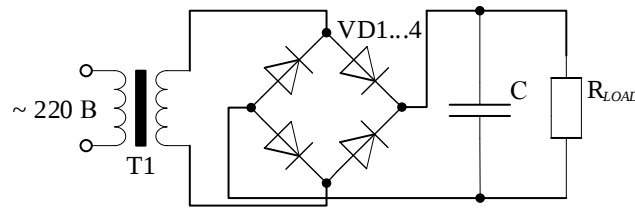


Рис. 1.3. Двухполупериодная схема выпрямления с выходным фильтром и нагрузкой

Рассмотрим принцип работы двухполупериодной схемы выпрямления. При положительном и отрицательном полупериодах входного напряжения одна из диагоналей моста всегда проводит ток. Поэтому такая схема обеспечивает наиболее оптимальное соотношение между временем заряда и разряда фильтрующего конденсатора C , по сравнению с однополупериодным выпрямителем.

Без нагрузки напряжение на сглаживающем конденсаторе C определяется по формуле (1.1), с учетом удвоенного падения напряжения на выпрямительных диодах.

Для такой схемы выходное напряжение под нагрузкой может быть рассчитано по следующей формуле:

$$U_{out} \approx U_C \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_{load}}} \right), \quad (1.2)$$

где U_C — напряжение на конденсаторе без нагрузки;

R_{load} — эквивалентное сопротивление нагрузки, вычисляемое как отношение выходного напряжения к току нагрузки;

R_i — внутреннее сопротивление источника напряжения.

Важно отметить, что во время заряда выходного конденсатора, пиковый ток через выпрямительные диоды может значительно превышать выходной ток. Значение пикового тока может быть рассчитано по следующей формуле:

$$I_{peak} \approx \frac{U_C - U_{out}}{R_i}. \quad (1.3)$$

Подставив выражение (1.2) в (1.3) и проведя несложные преобразования, получим

$$I_{peak} = \frac{U_C}{\sqrt{2R_i R_{load}}}. \quad (1.4)$$

Из формулы (1.4) видно, что пиковый ток зависит от внутреннего сопротивления источника напряжения. Чтобы предотвратить выход из строя диодов, необходимо принудительно уменьшать пиковый ток, для этого можно использовать низкоомный резистор, последовательно включенный с диодным мостом.

Так как емкость выходного конденсатора имеет конечную величину, то выходное напряжение всегда будет содержать некоторую переменную составляющую, которая будет возникать из-за циклов заряда и разряда конденсатора. Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения определяется по следующей формуле:

$$U_{ripple} = \frac{I_{load} t_e}{C_l}, \quad (1.5)$$

где t_e — время разряда выходного конденсатора;

I_{load} — величина тока нагрузки;

C_l — емкость выходного конденсатора.

Приближенное значение времени разряда выходного конденсатора можно определить по формуле (1.2), преобразовав ее следующим образом:

$$t_e = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_{load}}} \right) T_n, \quad (1.6)$$

где T_n — период входного переменного напряжения.

Подставив выражение (1.6) в (1.5) и учитывая, что T_n — величина, обратная частоте f , получим

$$U_{ripple} = \frac{I_{load}}{2C_l f} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_{load}}} \right). \quad (1.7)$$

Выражение (1.7) позволяет вычислить необходимую величину емкости сглаживающего конденсатора при заданном уровне пульсаций.

Одним из важнейших параметров преобразователей, характеризующих качество выходного напряжения, является коэффициент пульсаций выходного напряжения k_n , который определяется из следующего соотношения

$$k_n = \frac{U_1}{U_{dc}} = \frac{U_{ripple}}{U_{aver}},$$

где U_1 — амплитуда первой гармоники спектра выходного напряжения;

U_{dc} — величина постоянной составляющей;

U_{aver} — усредненная амплитуда выходного напряжения на нагрузке.

Для более наглядного представления пульсаций напряжения для различных типов выпрямителей можно воспользоваться диаграммами, показанными на рис. 1.4. Обычно, коэффициент пульсаций можно определить по осциллограмме выходного напряжения выпрямителя на нагрузке. Из двух приведенных временных диаграмм представляющих формы напряжений видно, что коэффициент пульсаций сильно возрастает при уменьшении сопротивления нагрузки, так как за период разряда сглаживающий конденсатор будет больше разряжаться, что в свою очередь более значительно сказывается при использовании однополупериодного выпрямителя.

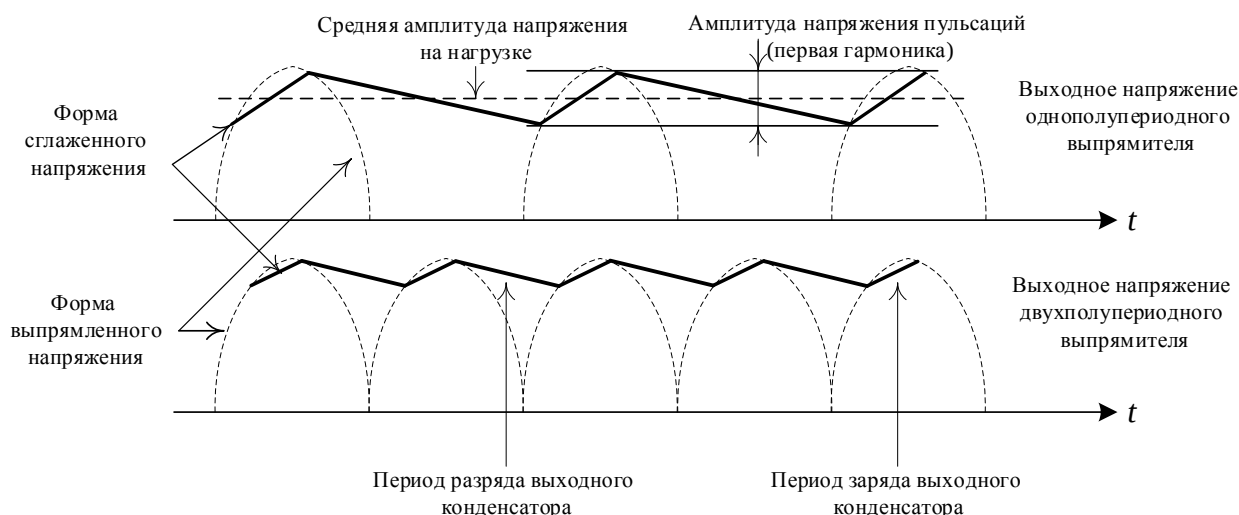


Рис. 1.4. Диаграммы форм сглаженных напряжений для определения коэффициента пульсаций для однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей

1.2.2. Стабилизаторы постоянного напряжения

Схемы стабилизации применяются для формирования высокостабильного напряжения питания радиоэлектронной аппаратуры и полупроводниковых схем.

Обычно стабилизаторы устанавливаются после выпрямителя со сглаживающим конденсатором.

Главная задача стабилизатора напряжения обеспечить наименьшее изменение выходного напряжения при максимальном изменении входного напряжения. Стабилизаторы характеризуются коэффициентом стабилизации, который определяется по следующей формуле

$$K = \frac{k_{in}}{k_{out}}, \quad (1.8)$$

где k_{in} — коэффициент пульсаций на входе стабилизатора;

k_{out} — коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора.

Принцип действия стабилизатора постоянного напряжения заключается в том, чтобы формировать выходное напряжение путем ограничения входного напряжения. Таким образом, даже если входное напряжение имеет высокий коэффициент пульсаций, а выходное напряжение (напряжение стабилизации) ниже минимального мгновенного значения входного напряжения, то выходное напряжение будет иметь незначительный уровень пульсаций.

Стабилизация постоянного напряжения может быть осуществлена с использованием схемы параметрического стабилизатора с параллельным и последовательным способом подключения нагрузки.

Параллельный параметрический стабилизатор напряжения имеет такое название, так как нагрузка в такой схеме подключается параллельно к стабилизирующему элементу — стабилитрону (рис. 1.5).

Схема, в которой стабилизирующим элементом является стабилитрон (см. рис. 1.5), называется параметрическим стабилизатором, так как стабилиза-

ция выходного напряжения осуществляется за счет большой крутизны ВАХ стабилитрона (рис. 1.6).

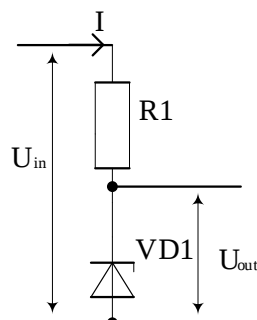


Рис. 1.5. Параллельный стабилизатор постоянного напряжения

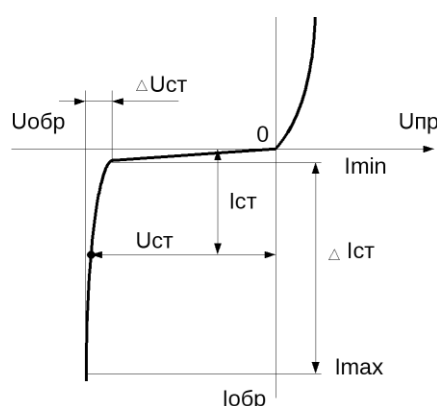


Рис. 1.6. ВАХ стабилитрона

Параметрический стабилизатор представляет собой делитель напряжения, где резистор R_1 задает ток стабилизации, а стабилитрон VD_1 обеспечивает постоянное выходное напряжение за счет быстрой регулировки тока стабилизации благодаря малому дифференциальному сопротивлению стабилитрона. Коэффициент стабилизации такой схемы с учетом (1.8) может быть записан следующим образом

$$K = \left(\frac{R_1}{r_z} + 1 \right) \frac{U_{out}}{U_{in}}, \quad (1.9)$$

где r_z — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Важным преимуществом данной схемы является высокая стабильность выходного напряжения с коэффициентом стабилизации порядка 10 — 60, однако такой стабилизатор не обеспечивает высокий выходной ток. Поэтому параметрический стабилизатор зачастую используется в качестве опорного источника напряжения.

Последовательный параметрический стабилизатор напряжения применяется для повышения выходного тока параллельного параметрического стабилизатора напряжения. Для этого используется схема эмиттерного повторителя где задается напряжение U_{be} параметрическим стабилизатором напряжения (рис. 1.7).

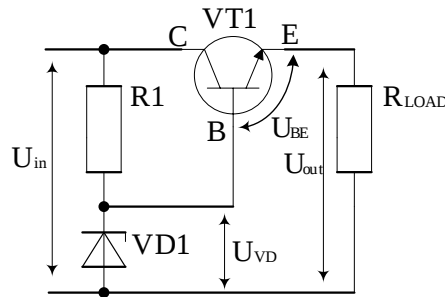


Рис. 1.7. Последовательный параметрический стабилизатор напряжения

В данной схеме регулировка выходного напряжения осуществляется за счет последовательного включения транзистора VT_1 и нагрузки R_{load} . Выходное напряжение в схеме последовательной стабилизации регулируется напряжением, приложенным к базе транзистора VT_1 . Величина выходного напряжения равна разности между напряжением стабилизации и напряжением на переходе база-эмиттер транзистора VT_1 , что может быть записано следующим образом:

$$U_{out} = U_{VD} - U_{be}, \quad (1.10)$$

где U_{VD} — напряжение стабилизации;

U_{be} — падение напряжения на переходе база эмиттер.

Стабильность выходного напряжения такой схемы определяется выражением (1.9), а также в значительной степени зависит от выходного сопротивления стабилизатора. Выходное сопротивление стабилизатора определяется как

$$r_{out} = \frac{U_{VT}}{I_{out}}, \quad (1.11)$$

где U_{VT} — падение напряжения на переходах коллектора и эмиттера транзистора;

I_{out} — величина тока эмиттера или тока протекающего через нагрузку.

Последовательный стабилизатор напряжения (см. рис. 1.7) удобен тем, что путем регулирования напряжения U_{be} можно получить стабилизатор с регулируемым выходным напряжением, для этого в схему достаточно добавить переменный резистор как показано на рис 1.8.

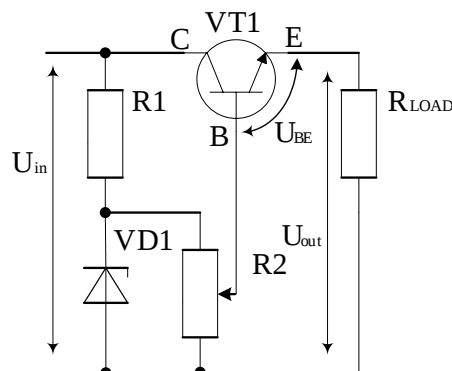


Рис. 1.8. Схема последовательного параметрического стабилизатора напряжения с регулируемым выходным напряжением

1.3. Порядок выполнения работы

1.3.1. Исследование выпрямителей и сглаживающих фильтров

В данной части работы требуется исследовать формы напряжений в цепи однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей (переключая тумблеры SW_1 и SW_2 для выбора требуемой схемы (рис. 1.9)) в сочетании с переключаемыми нагрузочными резисторами и сглаживающими конденсаторами выходного фильтра. Для возможности исследования тока синхронно с напряжением, в схеме предусмотрен резистор R_1 и для наблюдения формы потребляемого тока в схеме применяется резистор R_5 с параллельно включенным тумблером SW_5 , который должен быть разомкнут при выполнении данной части работы.

1.3.1.1. Включите осциллограф и лабораторный макет.

1.3.1.2. Переключите тумблер SW_1 и SW_2 в режим для исследования однополупериодной схемы выпрямителя.

1.3.1.3. Подключите щупы одного измерительного канала осциллографа к лабораторному макету для измерения выходного напряжения (разъемы X_3 и X_5), а другой вход к токосъемному резистору R_1 (разъемы X_2 и X_7) (при переключении нагрузочных резисторов следует **ОБЯЗАТЕЛЬНО** при каждом переключении измерять входное напряжение (разъемы X_1 и X_2), так как оно будет изменяться в зависимости от сопротивления нагрузочного резистора).

1.3.1.4. Зарегистрируйте осциллограммы форм и величин токов и напряжений для трех сопротивлений нагрузки и двух конденсаторов выходного фильтра. Все осциллограммы и измеренные величины (измерение следует выполнять с помощью осциллографа) необходимо перенести в отчет для дальнейшего анализа.

1.3.1.5. Переключите тумблер SW_1 и SW_2 в режим для исследования двухполупериодной схемы выпрямителя.

1.3.1.6. Повторите пункт 1.3.1.3. и 1.3.1.4. для схемы двухполупериодного выпрямителя.

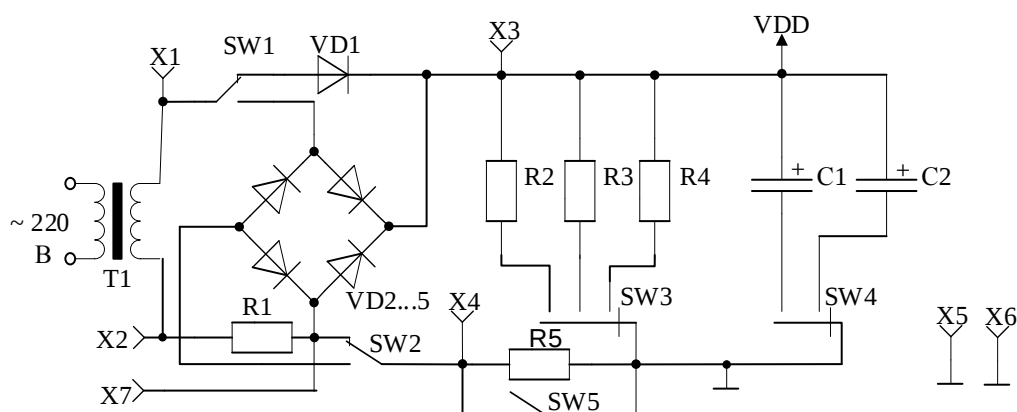


Рис. 1.9. Фрагмент схемы лабораторного макета для исследования токов и напряжений в цепи вторичного источника питания

1.3.1.7. Проведите сравнительный анализ полученных осциллограмм напряжений и токов двух исследованных схем выпрямителей напряжения. По измеренным данным оцените коэффициент пульсаций, потребляемый ток, им-

пульсный ток, падение напряжения на выпрямительных диодах при каждом сопротивлении нагрузки и оформите данные в виде таблицы.

1.3.1.8. Используя формулы, которые изложены в теоретической части работы, рассчитайте величины емкостей сглаживающих конденсаторов, напряжения и коэффициент пульсаций только для двухполупериодной схемы выпрямителя. Сравните рассчитанные значения с фактическими и объясните причины их несоответствий, если таковы имеются. Следует оформить данные для сравнения в виде таблицы.

1.3.2. Исследование параллельного стабилизатора напряжения

В лабораторном макете схема параллельного параметрического стабилизатора образована последовательным соединением резисторов R_6 , R_7 и стабилитрона VD_6 (рис. 1.9). Переменный резистор R_6 позволяет управлять током стабилизации в цепи параметрического стабилизатора, что необходимо для исследования работы стабилизатора на различных участках ВАХ стабилитрона VD_6 . Резистор R_7 (шунт) позволяет измерять ток стабилизации и предотвращает пробой стабилитрона в случае крайнего положения движка переменного резистора R_6 . Параллельно стабилитрону подключаются нагрузочные резисторы через переключатель SW_6 .

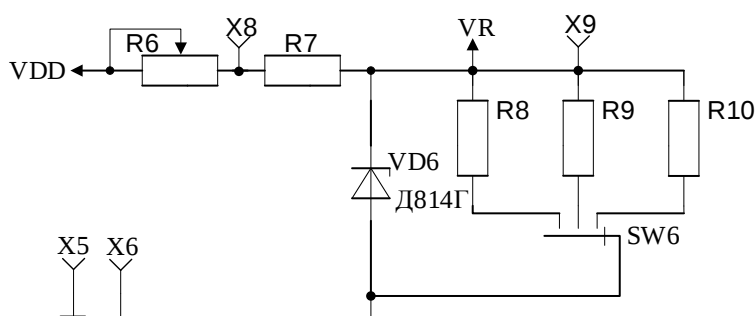


Рис. 1.9. Фрагмент схемы лабораторного макета с параллельным параметрическим стабилизатором

1.3.2.1. Для исследований необходимо использовать цифровой тестер. Включите его и подготовьте к измерению напряжения.

1.3.2.2. Включите осциллограф.

1.3.2.3. С помощью тумблера SW_5 осуществите шунтирование токоизмерительного резистора R_5 (см. рис. 1.8).

1.3.2.4. Переключите переключатель SW_6 в нейтральное положение (режим холостого хода).

1.3.2.5. Измеряя ток стабилизации с помощью шунта R_7 определите три тока стабилизации (предельно малый, средний и достаточно большой). Используйте ВАХ стабилитрона. Три величины тока стабилизации и суммарное сопротивление цепи резисторов R_6 и R_7 запишите в виде таблицы.

1.3.2.6. Для каждого из трех токов стабилизации, определенных в предыдущем пункте, необходимо осуществить измерение выходного напряжения с помощью осциллографа для каждого нагрузочного резистора. Пользуясь ос-

циллограммами необходимо определить уровень пульсаций на нагрузке параметрического стабилизатора. При этом используя схему (см. рис. 1.8) необходимо создать существенные пульсации напряжения на входе параметрического стабилизатора.

1.3.2.7. Осуществите расчет коэффициентов стабилизации параметрического стабилизатора для трех токов стабилизации (п. 1.3.2.5.) и сравните их с практическими значениями.

1.3.3. Исследование последовательного стабилизатора напряжения

Схема последовательно стабилизатора напряжения (рис. 1.10) имеет три нагрузочных резистора R_{12} — R_{14} , усилительный элемент — транзистор VT_1 и переменный резистор для регулировки выходного напряжения стабилизатора. В качестве опорного напряжения используется схема параметрического стабилизатора (см. рис. 1.9).

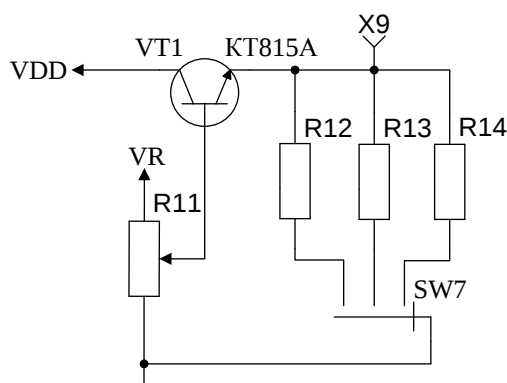


Рис. 1.10. Фрагмент схемы лабораторного макета с последовательной стабилизацией напряжения

1.3.3.1. На шину VDD подайте напряжение с амплитудой пульсаций порядка 2 — 5 В.

1.3.3.2. Изменяя напряжение стабилизации при помощи переменного резистора R_{11} измерьте выходное напряжение при трех сопротивлениях нагрузки.

1.3.3.3. Изменяя напряжение стабилизации, определить значение выходного напряжения, при котором возникают пульсации.

1.3.3.4. Для всех измерений требуется рассчитать коэффициенты стабилизации и результаты представить в виде таблицы.

1.4. Контрольные вопросы для допуска к работе

1.4.1. Объясните принцип действия однополупериодного выпрямителя.

1.4.2. Объясните принцип действия двухполупериодного выпрямителя.

1.4.2. Проведите сравнительный анализ однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей с выпрямителем с общим выводом.

1.4.3. Чем обусловлено внутреннее сопротивление источника напряжения?

1.4.4. Объясните принцип работы параллельного стабилизатора.

1.4.5. Объясните принцип работы последовательного стабилизатора.

1.4.5. Что такое дифференциальное сопротивление?

1.4.6. Как транзистор в последовательно стабилизаторе обеспечивает регулирование выходного напряжения?

1.4.7. Объясните принцип действия параметрического стабилизатора.

1.5. Контрольные вопросы для защиты работы

1.5.1. Выведите и объясните формулу для нахождения пикового тока, протекающего через выпрямительные диоды двухполупериодной схемы.

1.5.2. Выведите и объясните формулу для амплитуды пульсаций напряжения на выходе двухполупериодного выпрямителя.

1.5.3. Как определяется коэффициент пульсаций выходного напряжения выпрямительной схемы графическим и аналитическим способом?

1.5.4. Выведите выражения коэффициента стабилизации для параметрического стабилизатора.

1.5.5. Как рассчитать минимально-допустимое сопротивление нагрузки для параметрического стабилизатора используя графоаналитический метод?

1.5.6. Какие схемотехнические решения позволяют повысить коэффициент стабилизации последовательного стабилизатора напряжения?

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО *DC-DC* ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

2.1. Цель и задачи работы

Цель работы заключается в исследовании понижающего импульсного преобразователя напряжения *DC-DC* (*Direct Current to Direct Current*).

В ходе работы решаются следующие задачи:

- изучается принцип работы понижающего импульсного преобразователя напряжения и регулирования выходного напряжения посредством ШИМ сигнала;
- осваиваются методики расчета параметров компонентов схемы преобразователя.

2.2. Теоретические сведения

В лабораторной работе рассматривается широко распространенная топология импульсного понижающего ШИМ преобразователя.

Преимущества понижающего импульсного преобразователя заключаются в простоте схемы, так как состоит из малого количества компонентов, а также в высоком КПД (порядка 90 %).

Понижение напряжения с высоким КПД обеспечивается за счет индуктивного элемента — дросселя и полупроводниковых приборов, работающих в импульсном (ключевом) режиме.

2.2.1. Понижающий преобразователь (*Buck converter*)

Принцип действия понижающего импульсного преобразователя (рис. 2.1) следует рассматривать в двух фазах:

- накачка энергии (силовой ключ открыт и проводит ток, энергия запасается в индуктивном элементе);
- разрядка или передача энергии в нагрузку (силовой ключ закрыт и не проводит ток).

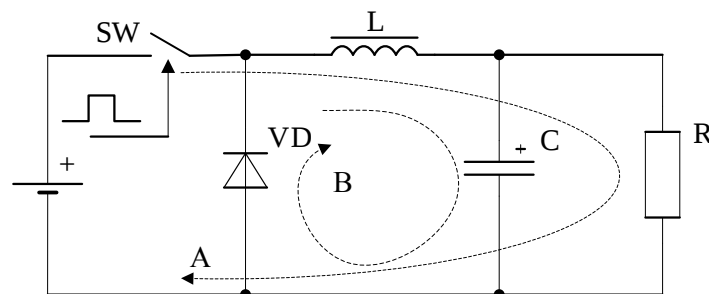


Рис. 2.1. Схема понижающего импульсного преобразователя

Силовой ключ управляется ШИМ сигналом. В качестве силового ключа может использоваться биполярный транзистор с *p-n-p* проводимостью или по-

левой транзистор *MOSFET* с *p*-каналом, так как управление таким транзистором удобно осуществлять относительно положительной шины питания.

Фаза накопления энергии. В начальный момент времени дроссель *L* представляет собой разрыв цепи, поэтому через него не протекает ток, а только лишь приложено напряжение источника питания через нагрузку *R*, (контур *A* на рис. 2.1). Далее ток в дросселе начинает нарастать, что объясняется законом электромагнитной индукции

$$U = -L \frac{dI}{dt}. \quad (2.1)$$

Поскольку дроссель последовательно соединен с нагрузкой, то нарастающий ток, проходящий через дроссель, заряжает выходной конденсатор *C* и обеспечивает ток нагрузки, что приводит к увеличению напряжения на нагрузке, при этом падение напряжения на дросселе остается практически неизменным. В связи с вышесказанным справедливо утверждение, что дроссель выступает как токозадерживающий элемент, на котором падает практически неизменное напряжение, а плавно изменяющийся ток в нагрузке позволяет формировать требуемую величину напряжения.

Фаза отдачи энергии. Размыкание ключа *SW* приводит к прекращению нарастания тока дросселя и начинается его уменьшение, при этом на выводах дросселя создается ЭДС самоиндукции, согласно закону электромагнитной индукции (2.1), противоположной полярности. Накопленная энергия магнитного поля дросселя стремится поддерживать ток в нагрузке благодаря «разрядному» диоду *VD* в контуре *B* (см. рис. 2.1), в течение этой фазы дроссель является источником питания для нагрузки. Далее процесс коммутации фаз циклически повторяется.

Принцип регулирования выходного напряжения заключается в том, чтобы формировать выходное напряжение, управляя силовым ключом по закону изменения широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигнала. Когда напряжение на нагрузке достигает минимального значения, силовой ключ должен открыться, а когда напряжение на нагрузке достигает максимального значения, ключ должен закрыться. Управляя силовым ключом при помощи ШИМ сигнала, можно управлять выходным напряжением, изменяя скважность ШИМ сигнала.

С учетом распределения напряжений на элементах схемы и, применив (2.1), можно сделать вывод аналитической зависимости выходного напряжения от напряжения на входе в режиме непрерывного тока дросселя при управлении силовым ключом ШИМ сигналом.

Рассматривая длительности фаз состояния силового ключа, будет справедливо утверждать, что приложенные к дросселю напряжения, когда силовой ключ находится в открытой фазе,

$$U_{in} - U_{out} \quad t_{on}, \quad (2.2)$$

где t_{on} — длительность фазы открытого состояния силового ключа.

Тогда напряжение на выводах дросселя при фазе закрытого состояния ключа

$$U_{out} t_{off}, \quad (2.3)$$

где t_{off} — длительность фазы закрытого состояния силового ключа.

Полагая, что энергия, запасенная в дросселе в течение открытой фазы силового ключа, равна энергии переданной в нагрузку в течение фазы закрытого силового ключа, можно выражения (2.2) и (2.3) приравнять

$$U_{in} - U_{out} t_{on} = U_{out} t_{off}. \quad (2.4)$$

Из (2.4) выразим U_{out}

$$U_{out} = U_{in} \left(\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \right), \quad (2.5)$$

где $\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = D$ — коэффициент заполнения.

Тогда

$$U_{out} = U_{in} D. \quad (2.6)$$

Выражение (2.6) справедливо исключительно для режима непрерывного тока дросселя. Таким образом, величина выходного напряжения пропорциональна коэффициенту заполнения ШИМ сигнала, при этом коэффициент заполнения изменяется в диапазоне от 0 до 1.

Режимы работы дросселя. При работе импульсных преобразователей постоянного тока важен вопрос выбора режима работы дросселя. Под режимом работы дросселя понимается изменение величины тока, протекающего через дроссель, во времени.

Если рассматривать дроссель, к которому прикладывается импульсное напряжение, то ток в таком дросселе будет нарастать и убывать, образуя таким образом треугольные импульсы тока. Каждый импульс тока можно разбить на две фазы: фаза накопления энергии в дросселе (ток нарастает) и фаза разряда дросселя (ток спадает).

Выделяю три импульсных режима работы дросселя:

— критический режим (характерен тем, что фаза заряда начинается ровно в тот момент времени, когда ток в фазе разряда принимает нулевое значение (рис. 2.2 а));

— непрерывный режим (характерен тем, что фаза заряда начинается до того, как ток в фазе разряда примет нулевое значение (рис. 2.2 б));

— прерывный режим (характерен тем, что фаза заряда начинается с некоторой временной паузой t_z после тока как ток в фазе разряда принял нулевое значение (рис. 2.2 в)).

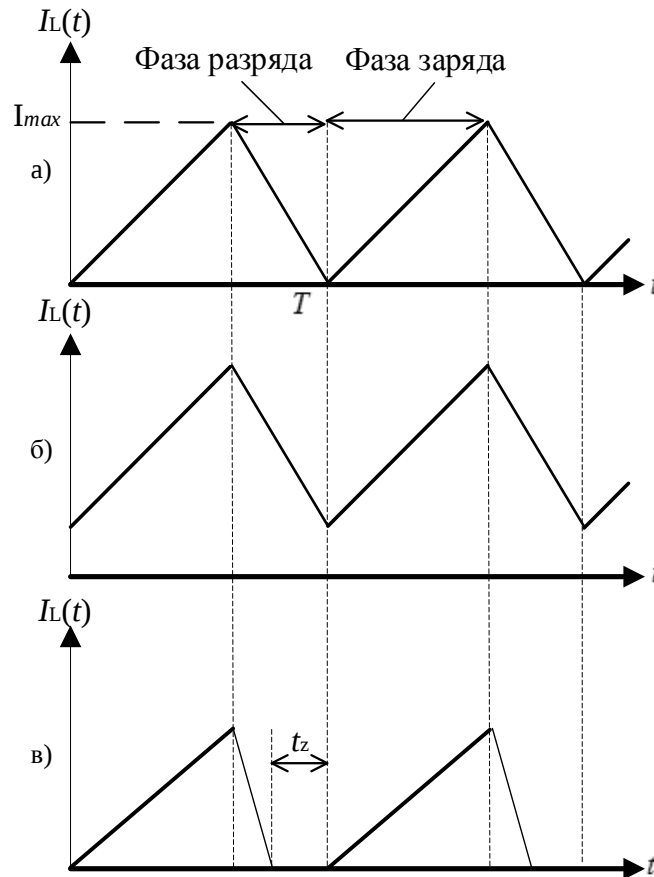


Рис. 2.2. Импульсные режимы работы дросселя

Расчет величины индуктивности дросселя. Параметры индуктивного элемента зависят от величины протекающего тока и максимального напряжения на элементе. Фаза накачки и разряда сопровождаются нарастанием и спадом тока дросселя, образуя переменную составляющую тока Δi_L при некоторой постоянной составляющей тока. Среднее значение тока дросселя является величиной тока нагрузки Δi_{out} . Исходя из этого, максимальный ток дросселя может быть рассчитан следующим образом

$$i_{max} = i_{out} + 0,5\Delta i_L, \quad (2.7)$$

где i_{out} — величина тока нагрузки (постоянная величина тока подмагничивания).

Используя формулу (2.7), величина амплитуды колебаний тока дросселя определяется следующим образом

$$\Delta i_L = i_{max} - i_{min}, \quad (2.8)$$

где Δi_L — амплитуда тока дросселя;

i_{max} — максимальная амплитуда тока дросселя;

i_{min} — минимальная амплитуда тока дросселя.

Чтобы получить аналитическую зависимость максимального тока дросселя от величины индуктивности, воспользуемся (2.1). Дифференцирование выражения (2.7) исключит постоянную составляющую тока (ток подмагничивания). Таким образом, величина индуктивности не связана с постоянной составляющей

щей тока, а зависит только от амплитуды переменной составляющей тока. Отсюда следует, что величина падения напряжения на выводах дросселя не изменяется и равна разности входного и выходного напряжений

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} U_{in} - U_{out} t_{on}. \quad (2.9)$$

Подставляя равенства (2.5) и (2.6) в (2.9), получим

$$\Delta i_L = D \left(1 - D \frac{U_{in}}{f L} \right), \quad (2.10)$$

где D — коэффициент заполнения;

f — рабочая частота преобразователя.

Полученная формула (2.10) достаточна для расчета величины индуктивности дросселя, однако она не учитывает максимальной амплитуды тока дросселя. Чтобы не допустить насыщения дросселя, следует внести следующие изменения в выражение (2.10), после чего получим

$$i_{\max} = U_{in} \left(\frac{D}{R_n} + \frac{D(1-D)}{2 f L} \right), \quad (2.11)$$

где R_n — сопротивление нагрузки.

Поскольку рассматривается работа индуктивного элемента в режиме непрерывного тока, то важно руководствоваться следующим условием непрерывности

$$i_{out} \geq 0,5 i_{\max}.$$

Учитывая условие непрерывности тока, уравнение (2.11) примет несколько иной вид, что позволит рассчитать критическое значение индуктивности (минимально возможное) для случая наименьшей скважности управляющего сигнала:

$$L \geq \frac{U_{in}}{2 i_{out} f} (1 - D_{\min}) D_{\min}, \quad (2.12)$$

где $D_{\min}$ — минимальный коэффициент заполнения.

Выражение (2.12) может быть изменено для расчета критической величины индуктивности, исходя из сопротивления нагрузки, следующим образом

$$L \geq \frac{R_n}{2 f} (1 - D_{\min}).$$

Зная максимальную величину тока дросселя и его индуктивность, необходимо выполнить расчеты его параметров намотки используя теоретический материал представленный в приложении А.

Расчет выходного фильтра. К точности выбора величины емкости выходного конденсатора для схемы понижающего преобразователя предъявляются высокие требования. Неправильно рассчитанное значение емкости выходного конденсатора может приводить к повышенным пульсациям выходного напряжения или к резонансным явлениям, которые крайне нежелательны. Схема

(см. рис. 2.1) представляет собой Г-образный LC -фильтр на вход которой подается напряжение в виде ШИМ импульсов.

Расчет фильтра заключается в расчете передаточной характеристики фильтра, который бы позволил значительно ослабить первую гармонику, частота которой равна частоте преобразования.

Общая запись передаточной функции фильтра имеет следующий вид:

$$k(f) = \frac{U_{out}}{U_{in}}, \quad (2.13)$$

где U_{out} — напряжение, измеренное на выходе фильтра;

U_{in} — напряжение, поданное на вход фильтра.

В большинстве случаев параметры фильтра должны быть подобраны таким образом, чтобы передаточная характеристика обеспечивала апериодический характер.

Соотношение между передаточной функцией и коэффициентом сглаживания q для большинства LC -фильтров имеет следующий вид:

$$q = \frac{1}{k(f)}.$$

Передаточная функция сглаживающего LC -фильтра имеет следующий вид

$$k(f) = \frac{1}{4\pi^2 f^2 LC_{out} + 1}, \quad (2.14)$$

где C_{out} — емкость выходного конденсатора;

L — рассчитанная величина индуктивности дросселя.

В общем случае LC -фильтр является резонансной системой. Для рассматриваемого типа фильтра резонансная частота определяется по следующей формуле

$$4\pi^2 f_p^2 LC_{out} = 1, \quad (2.15)$$

где f_p — резонансная частота.

Для обеспечения нормальной работы фильтра следует выбирать резонансную частоту так, чтобы ее значение было не менее чем на два порядка меньше, чем рабочая частота преобразователя или частота первой гармоники. Исходя из этого, коэффициент сглаживания однозвенного LC -фильтра имеет следующий вид

$$q = 4\pi^2 f^2 LC_{out}. \quad (2.16)$$

Коэффициент сглаживания должен лежать в пределах от 3 до 10000. Не желательно приближаться к крайним границам указанного диапазона, чтобы не допустить проявления резонанса или не сделать выходной фильтр инерционным.

Для преобразователей малой мощности емкость выходного конденсатора может быть определена из следующего выражения

$$2\pi f LC_{out} \gg 1.$$

В данном случае под знаком «много больше» ($\gg$) подразумевается больше в 2 — 4 раза.

В некоторых случаях, когда мощность понижающего преобразователя порядка 200 Вт и выше, можно использовать другую формулу для расчета емкости выходного конденсатора, учитывающую сопротивление нагрузки.

Емкость выходного конденсатора находится по следующей формуле

$$C_{out} \leq \frac{\sqrt{q}}{\pi f R_n}. \quad (18)$$

2.3. Экспериментальная часть

2.3.1. Задание

Рассчитать величину индуктивности дросселя для понижающего импульсного преобразователя в соответствии с заданными исходными данными.

2.3.2. Исходные данные:

- частота преобразования выбирается из табл. 2.1;
- ток нагрузки выбирается из табл. 2.2;
- выходное напряжение выбирается из табл. 2.3;
- входное напряжение выбирается из табл. 2.4.

Таблица 2.1 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения частоты преобразования)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
кГц	50	100	120	150	170	180	200	250	280	300

Таблица 2.2 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения тока нагрузки)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	1	1,5	2	2,5	3,0	3,5	4	4,5	5	5,5

Таблица 2.3 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения выходного напряжения)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B	15	16	14	12	11	10	8	6	5	3

Таблица 2.4 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения входного напряжения)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B	30	27	25	24	20	22	21	18	20	30

После расчета электрических параметров дросселя осуществите расчет сердечника используя материал изложенный в прил. А.

2.3.3. Исследования понижающего импульсного преобразователя

Схема лабораторного макета для исследования схемы понижающего импульсного преобразователя напряжения представлена на рис. 2.3. Лабораторный макет состоит из следующих частей:

- задающий генератор *NE555*, который позволяет управлять частотой преобразования;
- компаратор *LM393* позволяющий формировать и управлять длительностью импульсов управляющего ШИМ сигнала;
- силовой драйвер для управления силовым транзистором *VT₃*, который реализован на комплементарных транзисторах *VT₁* и *VT₂*;
- силовой транзисторный ключ *VT₃*;
- съемный дросселя *L₁*, который устанавливается в схему макета.

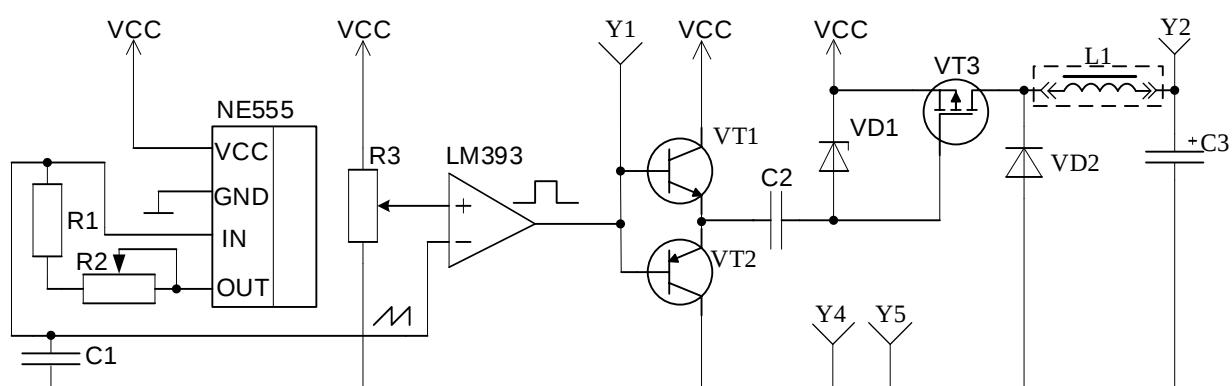


Рис. 2.3. Часть схемы лабораторного макета для исследования понижающего импульсного преобразователя

2.3.3.1. Установите исследуемый дроссель на лабораторный макет в специальный разъем.

2.3.3.2. Включите осциллограф. Включите лабораторный макет. Подключите осциллограф к разъемам *Y₁* и *Y₅* для измерения частоты и коэффициента заполнения управляющего сигнала. Используйте резистор *R2* и *R3* установите частоту преобразования 50 кГц и установите минимальный коэффициент заполнения.

2.3.3.3. Используйте внешний реостат в качестве нагрузки. Установите сопротивление 30 Ом (сопротивление реостат следует измерять цифровым тестером) и подключите к лабораторному макету (разъемы *Y₂* и *Y₅*).

2.3.3.4. Измеряя напряжение на нагрузке с помощью цифрового тестера, сделайте замеры выходного напряжения для десяти значений коэффициента заполнения.

2.3.3.5. Для трех произвольных значений коэффициента заполнения управляющего сигнала зафиксируйте осциллограммы напряжений на дросселе *L₁*.

2.3.3.6. Для тех же значений коэффициента заполнения управляющего сигнала, используйте осциллограф для фиксации формы напряжения на нагрузочном реостате.

2.4. Контрольные вопросы для допуска к работе

2.4.1. В чем заключается физический принцип работы дросселя?

2.4.2. Как изменяется ток дросселя от приложенного напряжения к его выводам?

2.4.3. Объясните принцип действия понижающего импульсного преобразователя.

2.4.4. Перечислите достоинства и недостатки понижающего импульсного преобразователя.

2.4.5. Режимы работы индуктивного элемента. Как режим работы индуктивного элемента используется в настоящей работе?

2.4.6. Какие факторы влияют на КПД понижающего импульсного преобразователя?

2.5. Контрольные вопросы для защиты работы

2.5.1. Запишите аналитический вывод зависимости выходного напряжения от коэффициента заполнения для понижающего импульсного преобразователя.

2.5.2. Выведите формулу для нахождения минимально-допустимой индуктивности дросселя.

2.5.3. Осуществите аналитический вывод формулы для расчета емкости выходного фильтра.

2.5.4. Как связана емкость выходного фильтра с сопротивлением нагрузки? Дайте подробное объяснение.

2.5.5. Как на Ваш взгляд требуется изменить схему преобразователя для получения инверсной полярности выходного напряжения и объясните его принцип действия.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

3.1. Цель и задачи работы

Цель работы заключается в исследовании повышающего импульсного преобразователя напряжения.

В ходе работы решаются следующие задачи:

- осваивается методика расчета основных элементов повышающего импульсного преобразователя напряжения;
- провести исследования.

3.2. Теоретические сведения

В лабораторной работе рассматривается широко распространенная схема повышающего импульсного DC-DC преобразователя.

Схема рассматриваемого типа преобразователя не обеспечивает гальванической развязки между первичной и вторичной цепями питания, поэтому она называется неизолированной. В основе топологии лежит магнитный элемент — дроссель, который позволяет осуществлять «накачку» энергии в нагрузку при помощи силового ключа.

3.2.1. Повышающий преобразователь (Booster)

Принцип работы схемы повышающего преобразователя (рис. 3.1) необходимо рассматривать в двух фазах: в фазе накопления заряда («накачки»), когда силовой ключ SW замкнут (контур A), и в фазе отдачи энергии (передачи энергии), когда силовой ключ SW разомкнут (контур B).

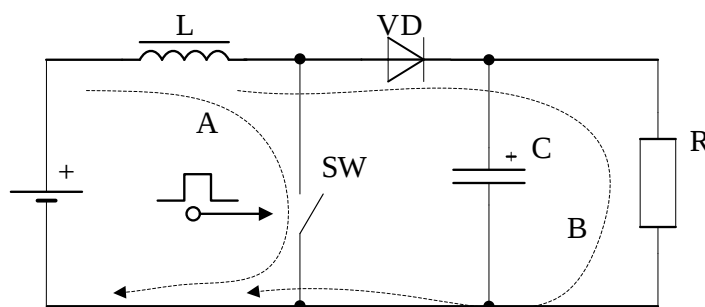


Рис. 3.1. Схема повышающего импульсного преобразователя
(закрытое состояние)

Фаза накопления энергии. В замкнутом состоянии ключа SW напряжение источника прикладывается к дросселю L . Энергия W_{on} (выраженная в виде произведения напряжения на время, в течение которого это напряжение приложено) запасенная в дросселе в течение фазы накопления энергии может быть определена следующим образом

$$W_{on} = U_{in} t_{on}. \quad (3.1)$$

Фаза отдачи энергии. Соответственно энергия W_{off} , которая может быть передана в нагрузку, может быть определена следующим образом

$$W_{off} = U_{out} - U_{in} t_{off}. \quad (3.2)$$

Полагая, что энергия, запасенная в дросселе в фазе накопления энергии, должна быть равна энергии переданной в нагрузку в фазе отдачи энергии, выражения (3.1) и (3.2) можно приравнять

$$U_{in} t_{on} = U_{out} - U_{in} t_{off}. \quad (3.3)$$

Из (3.3) выразим U_{out}

$$U_{out} = U_{in} \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \right). \quad (3.4)$$

Коэффициент заполнения ШИМ сигнала определяется как

$$\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = D. \quad (3.5)$$

С учетом (3.5) перепишем выражение (3.4) следующим образом

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{1 - D}. \quad (3.6)$$

Расчет индуктивности дросселя. Расчет дросселя необходимо проводить для режима непрерывного тока (режимы работы дросселя описаны в лабораторной работе 2), так как в этом случае не возникает нежелательных колебательных процессов. Условие непрерывности тока дросселя для повышающего импульсного преобразователя имеет следующий вид

$$\Delta i_L < 2i_{in}. \quad (3.7)$$

Учитывая условие (3.7) и пользуясь выражением (3.6), можно вычислить необходимую длительность фазы заряда, в течение которой силовой ключ находится в открытом состоянии

$$t_{on} = \frac{1}{f} \left(\frac{U_{out} - U_{in}}{U_{out}} \right). \quad (3.8)$$

Используя (3.8) и закон электромагнитной индукции для контура с индуктивностью, можно рассчитать амплитуду тока дросселя

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} U_{in} t_{on}. \quad (3.9)$$

При расчете дросселя важно учитывать максимальный ток, чтобы не допустить вхождение сердечника дросселя в насыщение. Максимальный ток рассчитывается из следующего выражения

$$i_{max} = i_{in} + \frac{1}{2} \Delta i_L. \quad (3.10)$$

В (3.10) присутствует параметр i_{in} , который рассчитывается из следующего выражения

$$i_{in} = i_{out} \frac{U_{out}}{U_{in}}. \quad (3.11)$$

После получения расчетных формул максимально тока дросселя следует рассчитать минимальную индуктивность дросселя, которая бы позволила обеспечить желаемые выходные параметры преобразователя.

Используя выражения (3.6) и (3.11) в сочетании с неравенством (3.7), которое описывает условие непрерывности тока дросселя, получим выражение для минимальной величины индуктивности дросселя, при которой сохраняется режим непрерывности тока

$$L_{min} = \frac{U_{out} D(1-D)^2}{2i_{out} f}. \quad (3.12)$$

Проанализировав выражение (3.12), можно заметить, что если рассчитывать величину индуктивности для всего диапазона коэффициента заполнения от 0 до 1, то наибольшее значение индуктивности будет достигнуто при значении скважности, равном 0,5. Тогда (3.12) можно упростить, положив D равным 0,5

$$L_{min} = 0,063 \frac{U_{out}}{i_{out} f}. \quad (3.13)$$

Однако максимальный ток может быть ограничен максимальным током транзистора (этот параметр необходимо найти в справочной документации по используемому транзистору), поэтому стоит пересчитать минимальную величину индуктивности согласно выражению, вытекающего из предыдущего

$$L_{min} = 0,25 \frac{U_{out}}{i_{VT \max} f}, \quad (3.14)$$

где $i_{VT \max}$ — максимально возможный ток ключевого транзистора.

Если разработчик воспользуется формулой (3.12) для расчета критически-минимальной индуктивности дросселя, то полученное значение необходимо увеличить в 7 — 10 раз. Можно также провести проверку значения индуктивности с помощью (3.14), при этом, на практике, рекомендуется брать величину индуктивности на 20 — 25 % больше чем та, которая рассчитана по формуле (3.12).

Расчет емкости выходного конденсатора. Расчет емкости выходного конденсатора является важным, так как от него зависит коэффициент пульсаций напряжения на выходе повышающего преобразователя.

Величина емкости выходного конденсатора с учетом (3.10) рассчитывается следующим образом

$$C_{out} > \frac{i_{out}}{f \Delta U_{out}}, \quad (3.15)$$

где ΔU_{out} — размах пульсаций выходного напряжения стабилизатора (параметр задается разработчиком).

Следующим расчетным параметром выходного конденсатора является *ESR* (*equivalent series resistance* — (с англ.) эквивалентное последовательное сопро-

тивление или импеданс). У идеального конденсатора этот параметр равен нулю, а на практике необходимо выбирать конденсаторы с наименьшим ESR . Для каждого повышающего преобразователя параметр ESR можно рассчитать следующим образом

$$ESR < \frac{\Delta U_{out}}{\Delta i_L}. \quad (3.16)$$

Расчет тепловых потерь на диоде. Перед эксплуатацией преобразователя следует рассчитать мощность рассеяния на диоде, что необходимо для оценки использования дополнительного теплоотвода. Тепловые потери на диоде рассчитываются следующим образом

$$P_{VD} = U_{VD} i_{out}, \quad (3.17)$$

где U_{VD} — прямое падение напряжения на диоде.

Расчет тепловых потерь на транзисторе. Для оценки необходимости использования теплоотвода транзистора следует воспользоваться следующим выражением

$$P_{VT} = \left(\frac{i_{out}}{1-D} \right)^2 R_{ds(on)} D + \frac{1}{2} U_{out} \left(\frac{i_{out}}{1-D} \right)^2 (t_r + t_f) f, \quad (3.18)$$

где $R_{ds(on)}$ — сопротивление открытого канала транзистора [Ом];

$t_r + t_f$ — сумма спадающего и нарастающего фронтов в [с].

3.3. Экспериментальная часть

В экспериментальной части лабораторной работы требуется рассчитать параметры элементов дросселя и сглаживающего конденсатора преобразователя, используя материал теоретической части.

3.3.1. Исходные данные

- частота преобразования выбирается из табл. 3.1;
- ток нагрузки выбирается из табл. 3.2;
- выходное напряжение выбирается из табл. 3.3;
- входное напряжение выбирается из табл. 3.4.

Таблицы 3.1 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения частоты преобразования)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
кГц	50	100	120	150	170	180	200	250	280	300

Таблицы 3.2 — Исходные данные для расчета преобразователя (значения тока нагрузки)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	3	3,5	4,0	3,8	3,0	3,0	2,5	2,2	1,5	1,2

Таблицы 3.3 — Исходные данные для расчета преобразователя
(значения выходного напряжения)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V	6	8	10	12	15	18	20	24	27	30

Таблицы 3.4 — Исходные данные для расчета преобразователя
(значения входного напряжения)

№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V	3	4	4	5	6	8	10	12	13	14

Получив величины индуктивности и максимального тока для дросселя, далее следует рассчитать энергетические параметры, пользуясь материалом, изложенным в прил. А.

3.3.2. Исследовательская часть

Схема лабораторного макета повышающего преобразователя напряжения (рис. 3.3) идентична схеме лабораторного макета понижающего преобразователя напряжения показанной в предыдущей лабораторной работе, за исключением силовой части, которая построена по топологии повышающего преобразователя. Задающий ШИМ генератор работает идентично.

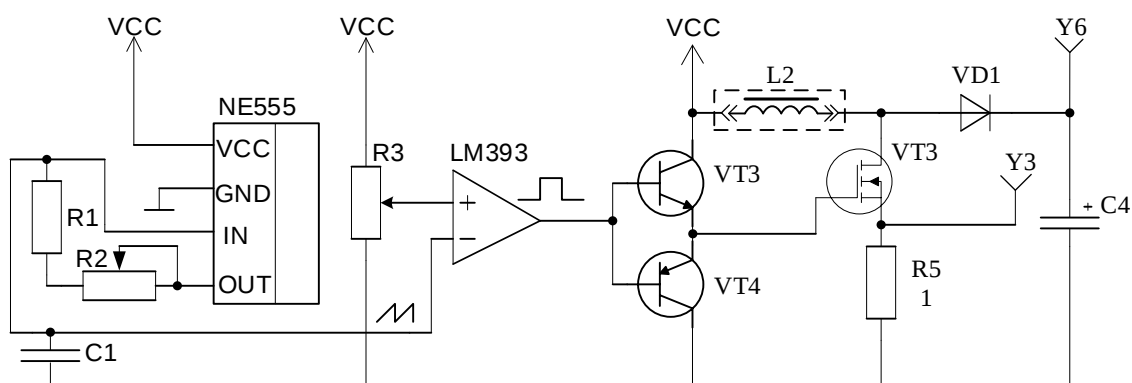


Рис. 3.3. Схемы лабораторного макета для исследования
повышающего импульсного преобразователя напряжения

3.3.2.1. Включите осциллограф. Подключите осциллограф к разъемам Y_1 и Y_5 .

3.3.2.2. Установите дроссель на лабораторный макет на специальный разъем.

3.3.2.3. В качестве нагрузки необходимо использовать реостат. Установите сопротивление реостата 40 Ом. Для измерения сопротивления используйте цифровой тестер. Подключите реостат к лабораторному макету (разъемы Y_6 и Y_4).

3.3.2.4. Включите лабораторный макет. Переменным резистором R_2 установите частоту преобразования 80 кГц. Значение частоты следует рассчитывать косвенно, измеряя период управляющего сигнала при помощи осциллографа.

3.3.2.5. При помощи переменного резистора R_3 установите минимальный коэффициент заполнения для управляющего сигнала. Для контроля коэффициента заполнения используйте осциллограф.

3.3.2.5. Сделайте замеры выходного напряжения для десяти значений скважности. Для измерения напряжения используйте цифровой тестер.

3.3.2.6. Для трех произвольных значений коэффициента заполнения управляющего сигнала зафиксируйте осциллограммы напряжений на дросселе L_1 для следует подключите щупы осциллографа к разъемам подключения самого дросселя и на токосъемном резисторе R_5 для этого подключите щупы осциллографа к разъемам Y_3 и Y_4 .

3.3.2.7. Для тех же значений коэффициента заполнения управляющего сигнала, используйте осциллограф для фиксации формы напряжения на нагрузочном реостате.

3.4. Контрольные вопросы для допуска к работе

3.4.1. В чем заключается природа работы дросселя?

3.4.2. Как изменяется ток дросселя от приложенного напряжения к его выводам?

3.4.3. Объясните принцип действия повышающего импульсного преобразователя.

3.4.4. Проведите сравнительный анализ схем повышающего и понижающего преобразователей на предмет выявления их достоинств и недостатков.

3.4.5. Как влияет величина тока дросселя на формирование величины выходного напряжения.

3.4.6. Какой режим работы дросселя используется в данной работе? Дайте объяснение.

3.5. Контрольные вопросы для защиты работы

3.5.1. Какими параметрами управляющего сигнала можно управлять величиной выходного напряжения?

3.5.2. Дайте аналитический вывод зависимости величины выходного напряжения повышающего преобразователя от скважности управляющего сигнала.

3.5.3. Как рассчитать максимальный ток и минимальную индуктивность дросселя для схемы повышающего преобразователя?

3.5.4. Как рассчитать емкость выходного конденсатора? Как влияет и учитывается ESR параметр конденсатора?

3.5.5. Как рассчитать тепловые потери силового транзистора?

3.5.6. Как зависит КПД преобразователя от выходной мощности? Какие элементы схемы влияют на КПД?

3.5.7. Какие элементы схемы влияют на максимальную выходную мощность повышающего преобразователя?

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАТНОХОДОВОГО ИМПУЛЬСНОГО AC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

4.1. Цель и задачи работы

Цель работы заключается в исследовании обратноходового импульсного преобразователя напряжения.

В ходе работы решаются следующие задачи:

- изучить принцип работы обратноходового импульсного преобразователя;
- рассчитать трансформатор обратноходового преобразователя;
- провести исследования параметров схемы обратноходового преобразователя.

4.2. Теоретические сведения

Импульсные обратноходовые преобразователи получили очень широкое применения во вторичных источниках питания мощностью до 100 Вт. Такие преобразователи также называются однотактными. Они применяются в качестве зарядных устройств для аккумуляторных батарей, источников питания осветительных светодиодных фонарей, компьютерных мониторов, телевизоров и др. устройств.

4.2.1. Принцип действия

Принцип действия обратноходового преобразователя рассмотрим с помощью функциональной схемы, показанной на рис. 4.1.

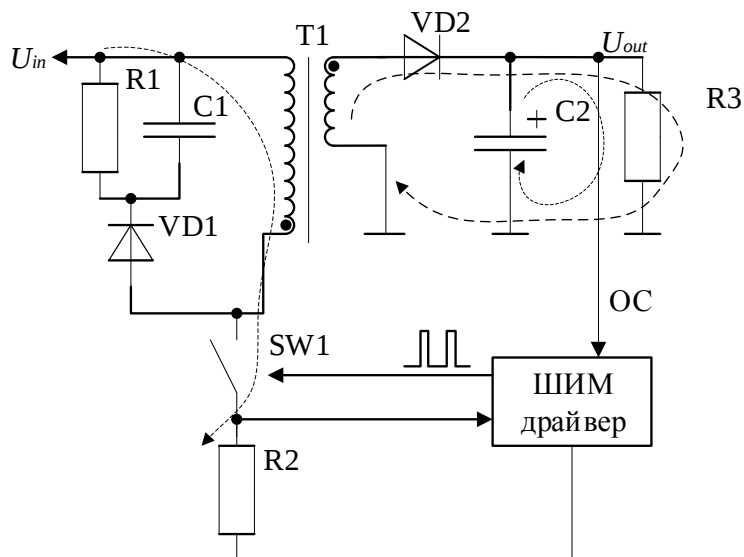


Рис. 4.1. Функциональная схема обратноходового преобразователя

Разобьем цикл работы обратноходового преобразователя на два этапа: этап накопления энергии и этап передачи энергии. Для осуществления **этапа накопления энергии** необходимо замкнуть силовой ключ SW_1 , что приведет к нарастанию тока в первичной цепи трансформатора T_1 . Когда величина тока в

первичной обмотке достигает требуемого значения, которое детектируется драйвером при помощи токосъемного резистора R_2 , то ШИМ драйвер размыкает силовой ключ. При этом выходной диод VD_2 находится в запертом состоянии и ток нагрузки обеспечивается за счет конденсатора C_2 . На этом этап накопления энергии завершается, и начинается **этап передачи энергии** в нагрузку. Поскольку ток в первичной обмотке нарастал, то при закрытии силового ключа SW_1 ток в первичной обмотке начинает убывать, что приводит к генерации ЭДС самоиндукции противоположной полярности на обеих обмотках трансформатора. Так как первичная и вторичная обмотки намотаны в противофазе, то на вторичной обмотке формируется полярность противоположная полярности первичной обмотки, и выпрямительный диод VD_2 открывается, и ток из вторичной обмотки поступает в нагрузку R_3 и сглаживающий конденсатор C_2 . Далее ШИМ драйвер замыкает силовой ключ, и процесс повторяется с заданной частотой преобразования.

ШИМ драйвер дополнительно имеет обратную связь (ОС), которая позволяет контролировать выходное напряжение управляя длительностью управляющих импульсов. При увеличении скважности управляющих импульсов передаваемая мощность возрастает и как следствие выходное напряжение стремится увеличиться или наоборот. Таким образом использование ОС позволяет стабилизировать выходное напряжение.

Следует отметить, что драйвер данной схемы имеет две обратных связи: по току и по напряжению, которые непосредственно зависят от длительности управляющих импульсов.

4.2.2. Импульсный трансформатор

Одним из важнейших элементов обратноходового преобразователя является импульсный трансформатор T_1 . Особенность такого трансформатора заключается в том, что он не работает по принципу непосредственной передачи энергии из первичной обмотки во вторичную обмотку и в нагрузку, подобно традиционному прямоходовому трансформатору с частотой напряжения 50 Гц, а по принципу «накопления-передачи». Поскольку такой трансформатор накапливает энергию, то справедливо его рассматривать, как дроссель. Для того чтобы трансформатор мог накапливать энергию, необходимо в сердечник ввести воздушный зазор, который позволяет запасть больше энергии магнитного поля, так как сам сердечник (магнитопровод) не способен запасть достаточное количество энергии.

Важным фактором расчета импульсного трансформатора, является расчет энергии, которую трансформатору необходимо запасть и передавать во вторичную цепь. На эффективную передачу энергии трансформатором, влияет три основных фактора:

- величина индуктивности и тока первичной обмотки;
- материал и геометрические характеристики ферромагнитного сердечника;
- величина индуктивности и тока вторичной обмотки.

Расчет параметров первичной обмотки. Расчет трансформатора необходимо выполнять, исходя из обеспечения требуемого запаса энергии, который зависит от номинальной выходной мощности, КПД и рабочей частоты. Следующая формула позволяет рассчитать запасаемую энергию E в контуре:

$$E = \frac{P_{out}}{\eta f}, \quad (4.1)$$

где η — КПД преобразователя;

f — номинальная частота преобразования;

P_{out} — номинальная выходная мощность преобразователя.

Выражение (4.1) непосредственно связано с законом сохранения энергии в контуре W_L с индуктивностью L и протекающим в ней током I

$$W_L = \frac{LI^2}{2}, \quad (4.2)$$

где L — величина индуктивности первичной обмотки трансформатора;

I — импульсный ток в первичной обмотке трансформатора.

Импульсный ток I в первичной обмотке трансформатора можно найти, приравняв выражения (4.1) и (4.2) и выразив переменную I

$$I = \sqrt{\frac{2P_{out}}{\eta f L}}. \quad (4.3)$$

Для получения рабочей формулы требуется величина индуктивности первичной обмотки L_{pri} , для чего необходимо воспользоваться законом электромагнитной индукции для контура с индуктивностью L

$$U = -L \frac{dI}{dt}. \quad (4.4)$$

Найдем индуктивность первичной обмотки L_{pri} трансформатора, выразив дифференциал тока dI из выражения (4.4). Для получения удобной формулы осуществим переход от дифференциальных величин к конечным. Подставим результаты преобразования в выражение (4.3) и получим

$$L_{pri} = \frac{\eta f_{min} U_{inmin}^2 t_{on}^2}{2 \cdot 1,25 P_{out}}, \quad (4.5)$$

где f_{min} — минимальная частота преобразования;

U_{inmin} — минимальное входное напряжение;

t_{on} — время открытого состояния силового ключа.

Для получения формулы величины тока I_{pri} в первичной обмотке с известной величиной индуктивности L_{pri} , следует ввести коэффициент 0,9 для минимально возможной частоты преобразования и коэффициент 1,25 для максимально возможной пиковой мощности трансформатора в формулу (4.3)

$$I_{pri} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,25 P_{out}}{\eta \cdot 0,9 f L}} = \sqrt{\frac{2 P_{outmax}}{\eta f_{min} L_{pri}}}, \quad (4.6)$$

где $P_{outmax} = 1,25P_{out}$ является кратковременной предельной мощностью трансформатора, для ее учета используется коэффициент 1,25 умноженный на номинальную выходную мощность трансформатора. Этот коэффициент может варьироваться по усмотрению разработчика.

Расчет параметров вторичной обмотки. Для расчета величины индуктивности вторичной обмотки L_{sec} следует воспользоваться выражениями (4.4) и (4.1) без учета КПД, так как нет активных элементов, которые могли бы снижать эффективность передачи накопленной энергии в трансформаторе.

Выражение (4.4) может быть преобразовано для напряжения на вторичной обмотке и записано следующим образом

$$U_{out} + U_{VD} = L_{sec} \frac{I_{sec}}{t_{off}}, \quad (4.7)$$

где I_{sec} — импульсный ток вторичной обмотки;

L_{sec} — величина индуктивности вторичной обмотки;

t_{off} — время закрытого состояния транзисторного ключа (время обратного хода);

U_{out} — напряжение на нагрузке;

U_{VD} — напряжение на выпрямительном (вентильном) диоде.

Руководствуясь тем же принципом, что и для нахождения индуктивности первичной обмотки, определим аналитическое выражение для этого же параметра L_{sec} , только для вторичной обмотки. Произведем подстановку выражения (4.3) в (4.7) с последующим преобразованием относительно величины индуктивности вторичной обмотки L_{sec} , получим

$$L_{sec} = \frac{f_{min} U_{out} + U_{VD} t_{off}^2}{2 \cdot 1,2 I_{out}}, \quad (4.8)$$

где $f_{min} = 0,9 f$ — минимальное значение частоты сигнала преобразования;

I_{out} — величина тока нагрузки.

Воспользовавшись выражением (4.8) для численного расчета величины индуктивности вторичной обмотки L_{sec} трансформатора, можно найти импульсный ток вторичной обмотки I_{sec} , преобразовав выражение (4.3):

$$I_{sec} = \frac{U_{out} + U_{VD} \cdot t_{off}}{L_{sec}}. \quad (4.9)$$

Для расчета поперечного сечения проводника для намотки обмоток трансформатора требуется рассчитать среднеквадратическую величину тока I_{RMS} , зная пиковый ток I_{peak} обмоток. При этом необходимо учесть, что пиковый ток I_{peak} равен величинам импульсных токов для первичной I_{pri} и вторичной I_{sec} обмоток. Для этого воспользуемся следующим выражением

$$I_{RMS} = I_{peak} \sqrt{\frac{D}{3}}, \quad (4.10)$$

где I_{RMS} — среднеквадратическое значение тока;

D — максимальный коэффициент заполнения.

Зная величины индуктивностей первичной L_{pri} и вторичной L_{sec} обмоток, необходимо вычислить коэффициент трансформации

$$K = \sqrt{\frac{L_{pri}}{L_{sec}}}. \quad (4.11)$$

Коэффициент трансформации K используется для расчета величины отраженного напряжения на первичной обмотке при закрытом состоянии транзистора:

$$U_{ds} = U_{inmax} + U_{out} + U_{VD} K. \quad (4.12)$$

Очевидно, отраженное напряжение суммируется с напряжением питания и создает повышение напряжения сток-исток транзистора U_{ds} , как это видно из рис. 4.1. Если же напряжение превышает максимально-допустимое напряжение U_{DS} используемого транзистора, тогда необходимо выполнить следующие шаги для пересчета величин индуктивностей первичной обмотки:

— используя формулу (4.12), необходимо рассчитать требуемый коэффициент трансформации при величине максимально допустимого напряжения U_{ds} на несколько десятков вольт ниже для обеспечения запаса надежности;

— используя значение требуемого коэффициента трансформации, необходимо пересчитать индуктивность только первичной обмотки (изменение индуктивности вторичной обмотки в сторону ее увеличения недопустимо);

— необходимо пересчитать импульсный ток первичной обмотки для нового значения индуктивности и найти среднеквадратичное значение тока по формуле (4.10). Эти параметры будут использованы для расчета сечения обмоточных проводов при изготовлении трансформатора;

— для нахождения параметра D , который используется в формуле (4.10), необходимо рассчитать максимальное значение длительности нормированного к единице для фаз накопления и передачи энергии.

Расчет параметров трансформатора. Расчет параметров трансформатора следует начинать с выбора оптимальных геометрических параметров сердечника. Однозначного критерия для выбора оптимальных геометрических параметров сердечника нет, поэтому расчет на этом этапе может состоять из нескольких итераций.

Основные параметры сердечника можно найти в справочных данных, которые публикуются заводом изготовителем определенного сердечника. В качестве примера, часть необходимых параметров приведена в табл. 4.1.

Таблица 4.1 — Параметры сердечника EFD20 фирмы TDK

Параметры для сердечника без воздушного зазора			
Материал	A_L [нГн]	u_e	P_V [W/set]
N49	910+30/-20 %	1100	<0,29 (50 mT, 500 kHz, 100 °C)
N87	1200+30/-20 %	1440	<1,05 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N97	1250+30/-20 %	1510	<0,80 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
Параметры для сердечника с воздушным зазором			
Материал	A_L [нГн]	u_e	g [мм]
N87	100+10 %	120	0,49
	160+10 %	193	0,25

Как упоминалось ранее, трансформатор для схемы с обратнотопологией должен иметь некоторый воздушный зазор, который позволяет запастись больше магнитной энергии. Если имеется сердечник с уже изготовленным зазором, то можно использовать величину индуктивности одного витка A_L , которая регламентируется заводом изготовителем. Если имеется сердечник без воздушного зазора, тогда воздушный зазор необходимо изготовить самостоятельно, прокладывая немагнитный материал необходимой толщины и рассчитать для получившейся протяженности воздушного зазора новую величину индуктивности одного витка A_L , используя дополнительные справочные данные производителя сердечника (см. табл. 4.1).

Далее рассчитывается количество витков первичной обмотки с использованием следующей формулы:

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}}, \quad (4.13)$$

где A_L — величина индуктивности одного витка в зависимости от протяженности воздушного зазора сердечника.

Если величина индуктивности A_L одного витка неизвестна, тогда ее можно найти воспользовавшись следующей формулой

$$A_L = \frac{A_E l_E}{\mu_E g}, \quad (4.14)$$

где A_E — значение индуктивности создаваемой одним витком с сердечником без зазора;

l_E — длина средней линии сердечника;

μ_E — начальная магнитная проницаемость сердечника без воздушного зазора;

g — протяженность воздушного зазора.

Все размеры, необходимые для формулы (4.14), берутся из справочной документации для определенного типа сердечника. Каждый обучающийся для выполнения расчетов импульсного трансформатора получает тип трансформатора у преподавателя.

Далее следует рассчитать индукцию магнитного поля B создаваемую в сердечнике, применив следующее соотношение

$$B_{\max} > B = \frac{U_{\text{inmin}} t_{\text{on}}}{A_E N_{\text{pri}}} = \frac{L_{\text{pri}} I_{\text{pri}}}{A_E N_{\text{pri}}}, \quad (4.15)$$

где $B_{\max}$ — максимальная индукция для выбранного сердечника (см. табл. 4.1).

Если рассчитанная величина индукции B больше или близка с максимально допустимому значению индукции $B_{\max}$ для выбранного сердечника, то необходимо осуществить пересчет немагнитного зазора по формуле (4.13) или выбрать сердечник с большим сечением магнитопровода и произвести повторный расчет индукции по формуле (4.15).

Сапрессорная цепь. Использование сапрессорной (фиксирующей) цепи необходимо для предотвращения пробоя силового ключа из-за превышения максимально допустимого напряжения на силовом ключе. В случае идеального трансформатора напряжение на выводах первичной обмотки всегда равнялось бы сумме напряжения питания и отраженного напряжения. Поскольку используется неидеальный трансформатор, то из-за индуктивности рассеяния и паразитной межвитковой емкости порождаются паразитные колебания на выводах первичной обмотки при закрытии силового ключа. Амплитуда этих колебаний в сумме с напряжением питания и отраженным напряжением может превысить максимально допустимое напряжение сток-исток, что зачастую неизбежно приводит к пробоям силового ключа. Для уменьшения амплитуды колебаний можно использовать высоковольтные сапрессоры (стабилитроны) или сапрессорную R-C-VD цепь (см. рис. 3.1).

Блокирующий диод. Блокирующий диод используется во вторичной для предотвращения протекания тока, когда идет фаза накопления энергии в трансформаторе при открытом силовом ключе.

Выбор минимального обратного напряжения U_{reverse} для блокирующего диода осуществляется по следующей формуле

$$U_{\text{reverse}} > U_{\text{out}} + \frac{U_{\text{inmax}}}{K}, \quad (4.16)$$

где U_{out} — напряжение на выходном сглаживающем конденсаторе;

U_{inmax} — максимальное напряжение на первичной обмотке трансформатора в фазе накачки.

Цепь обратной связи. В рассматриваемом преобразователе используется две цепи обратной связи:

— обратная отрицательная связь по току служит для предотвращения превышения максимального порогового значения импульсного тока первичной обмотки трансформатора;

— обратная отрицательная связь для стабилизации выходного напряжения.

Обратная связь по току обеспечивается за счет последовательного включения низкоомного резистора в цепь истока силового транзисторного

ключа (см. рис. 4.1). Порядок величины сопротивления резистора лежит в пределах 0,25 — 1 Ом. Если падение напряжения достигает порогового значения напряжения, тогда ШИМ драйвер принудительно закрывает силовой ключ. Величина тока ограничения регулируется номиналом сопротивления резистора.

Обратная отрицательная связь для стабилизации выходного напряжения позволяет управлять скважностью управляющего ШИМ сигнала подерживая выходное напряжение неизменным. Такая обратная связь позволяет использовать преобразователь для нагрузок с изменяющимся током потребления. Обычно выходное напряжение подается на драйвер через токовый делитель и оптрон который необходим для обеспечения гальванической развязки первичной и вторичной цепей преобразователя. Другой способ реализации обратной связи — это использование дополнительной обмотки на трансформаторе.

4.3. Порядок выполнения лабораторной работы

4.3.1. Расчетная часть

Требуется использовать материал изложенный в теоретической части работы для расчета трансформатора в соответствии с исходными данными (исходные данные необходимо получать у преподавателя в виде индивидуального раздаточного материала).

4.3.2. Порядок проведения исследований

Исследования обратноходового преобразователя необходимо проводить на лабораторном макете, принципиальная схема которого показана на рис. 4.2. Схема лабораторного макета состоит из задающего генератора $DA2$ и двух цепей отрицательной обратной связи по току и напряжению образованной при помощи операционных усилителей $DA1$ и $DA4$ соответственно. Резистор $R3$ позволяет управлять величиной выходного напряжения и резистор $R11$ позволяет устанавливать ограничение максимального тока через силовой транзистор $VT1$. Переменный резистор $R6$ позволяет задавать частоту сигнала преобразования.

4.3.2.1. Включите осциллограф.

4.3.2.2. Подключите внешнюю нагрузку (реостат) к выходным клеммам (Y_2 и Y_6) лабораторного макета. Сопротивление реостата должно лежать в пределах от 5 до 10 Ом. Выбранное сопротивление реостата необходимо однозначно отобразить в отчете. Сопротивление реостата следует измерять при помощи цифрового тестера.

4.3.2.3. Включите макет. Подключите осциллограф к разъемам Y_7 и Y_4 . При помощи переменных резисторов R_6 и R_3 задайте коэффициент заполнения управляющего сигнала порядка так, чтобы получить напряжение на нагрузке 4 В и частоту преобразования 100 кГц. Если коэффициент заполнения не регулируется, тогда необходимо увеличить импульсный ток через транзистор VT_1 при помощи вращения переменного резистора R_{11} .

4.3.2.4. Используя осциллограф, зафиксируйте осциллограммы напряжений на первичной обмотке трансформатора (разъемы Y_1 и Y_5), на RC элементах фиксирующей цепи (разъемы Y_1 и Y_3) и затворе силового транзистора (разъемы Y_8 и Y_4).

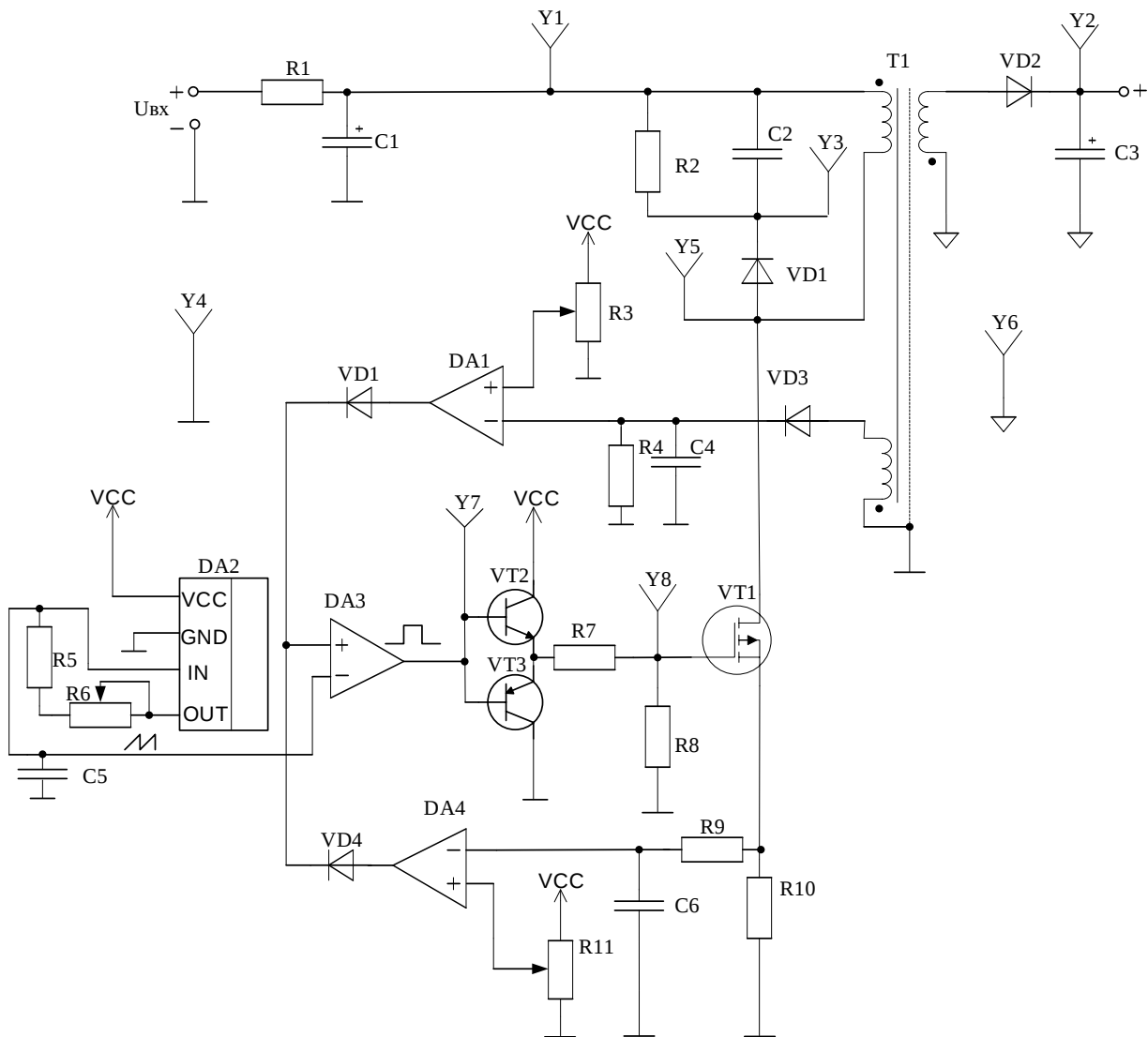


Рис. 4.2. Схема лабораторного макета обратного преобразователя

4.3.2.5. Используйте переменные резисторы R_3 и R_{11} для изменения коэффициента заполнения управляющего сигнала получить напряжения на нагрузке в пределах 10 — 15 В, затем повторите пункт 4.3.2.4.

4.4. Контрольные вопросы для допуска к работе

4.4.1. Объясните принцип действия обратного преобразователя напряжения.

4.4.2. Понятие отраженного напряжения. Природа возникновения и его влияние. Способы подавления.

4.4.3. Особенности работы магнитного элемента схемы. Почему называется трансформатором, хотя такой трансформатор работает по принципу дросселя?

4.4.4. Изобразите кривые намагничивания сердечника трансформатора при изменении немагнитного зазора.

4.4.5. Насыщения сердечника трансформатора. Способы предотвращения.

4.4.6. Назовите все виды обратных связей и их схемотехнические особенности, которые применяются в схемах обратноходовых преобразователей.

4.4.7. Назначение фиксирующей цепи. Схемотехнические способы реализации.

4.5. Контрольные вопросы для защиты работы

4.5.1. Объясните аналитический вывод выражения для импульсного тока обмотки трансформатора.

4.5.2. Объясните аналитический вывод выражений для величины индуктивности и тока первичной обмотки обратноходового трансформатора.

4.5.3. Как рассчитать действующее значение тока в обмотках обратноходового трансформатора?

4.5.4. Как рассчитать коэффициент трансформации? Какие параметры можно трансформатора можно изменять для получения нужной величины отраженного напряжения?

4.5.5. Объясните аналитический вывод выражения для нахождения максимальной величины индукции магнитного поля в сердечнике обратноходового трансформатора.

4.5.6. Почему при увеличении немагнитного зазора индукция насыщения сердечника трансформатора возрастает?

4.5.7. Приведите схемы обратноходового преобразователя для питания схем требующих двухполярный источник питания.

4.5.8. Какими факторами и элементами схемы, ограничена максимальная выходная мощность обратноходового преобразователя?

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Энергетический расчет дросселей

А.1. Расчет дросселя стержневого типа

Для расчета индуктивности дросселя данного типа необходимо знать его длину l , форму его поперечного сечения (круг или прямоугольник) и его параметры (диаметр круглого сечения d или стороны прямоугольного сечения a, b).

Предположим, необходимо рассчитать индуктивность дросселя L при условии, что протекающий через него максимальный ток достигает величины $i_{\max}$ и максимальная индуктивность равна $B_{\max}$. Для расчета стержневого дросселя круглого сечения применяется формула (А.1), для прямоугольного сечения — (А.2).

$$L = \frac{5\mu_0}{2\pi} w^2 \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0,818}; \quad (\text{А.1})$$

$$L = \frac{5\mu_0}{2\pi} w^2 \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{a+b}\right) + 0,29}, \quad (\text{А.2})$$

где d — диаметр круглого сечения стержня;

a, b — стороны прямоугольного сечения стержня;

l — длина стержня.

Если при расчете выяснилось, что при полученном количестве витков длина обмотки многократно превышает длину самого стержня, то необходимо воспользоваться формулами (А.3) и (А.4) для круглого и прямоугольного сечения стержня соответственно:

$$L = \mu_0 w^2 d \left(0,75 \frac{l}{d} + 0,3 \right); \quad (\text{А.3})$$

$$L = 1,13\sqrt{ab} \cdot \mu_0 w^2 \left(0,66 \frac{1}{\sqrt{ab}} + 0,3 \right). \quad (\text{А.4})$$

Далее необходимо проверить, не войдет ли дроссель в насыщение при максимальном токе. Для этого используется формула (А.5).

$$\frac{Li_{\max}}{wS} < B_{\max}, \quad (\text{А.5})$$

где $B_{\max}$ — максимальная индуктивность магнитопровода;

S — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Если в ходе расчета было обнаружено, что при полученной величине индуктивности и величине максимального тока дроссель входит в насыщение, то

необходимо выбрать другой магнитопровод с большим поперечным сечением и провести расчет заново.

А.2. Расчет дросселя тороидального типа

Для расчета индуктивности дросселя данного типа необходимо знать его внешний и внутренний диаметр — D и d соответственно, магнитную проницаемость тороидального сердечника μ , а также величину немагнитного зазора Z .

Предположим, необходимо рассчитать индуктивность дросселя L при условии, что протекающий через него максимальный ток достигает величины $i_{\max}$. Прежде всего, необходимо рассчитать минимальный объем, который должен занимать дроссель с учетом тепловых потерь. Он рассчитывается по формуле

$$V_m = \sqrt[4]{\left(\frac{2,510^3 L i_{\max}^2}{\mu_c \alpha \Delta T} \right)}, \quad (\text{А.6})$$

где μ_c — эквивалентная проницаемость сердечника;

α — коэффициент теплоотдачи, Вт/(см · °С);

ΔT — допустимый перегрев;

V_m — объем магнитопровода.

Если сердечник не имеет немагнитного зазора, то в выражении (А.6) вместо μ_c следует подставить величину магнитной проницаемости сердечника μ . При расчете минимального объема магнитопровода величина эквивалентной проницаемости сердечника находится по формуле

$$\mu_c = \frac{D + d}{2Z}. \quad (\text{А.7})$$

После расчета минимального объема сердечника, необходимо проверить, является ли рассчитанное значение больше полученного по формуле (А.8). Если верно, то необходимо подобрать больший сердечник.

$$V_m = \frac{\pi h}{4} (D^2 - d^2), \quad (\text{А.8})$$

где h — высота тороида.

Если данный сердечник имеет удовлетворительный объем, то далее необходимо рассчитать количество витков для получения дросселя необходимой индуктивности. Для этого используется формула (А.9).

$$w = \sqrt{\frac{L l_{cp}}{\mu_0 \mu_c S}}, \quad (\text{А.9})$$

где l_{cp} — средняя линия магнитопровода.

Среднюю линию магнитопровода можно найти по формуле

$$l_{cp} = \frac{D + d}{2}. \quad (\text{А.10})$$

А.3. Расчет Ш-образного дросселя

Расчет Ш-образного дросселя во многом похож на расчет тороидального дросселя. Прежде всего необходимо рассчитать минимальный объем сердечника по формуле (А.6). Эквивалентная проницаемость дросселя такого типа находится из выражения

$$\mu_c = \frac{l_{cp}}{Z}, \quad (\text{А.11})$$

где Z — величина немагнитного зазора;

l_{cp} — средняя линия магнитопровода, берется из справочника.

Для расчета объема выбранного Ш-образного сердечника необходимо воспользоваться выражением

$$V_m = \sqrt[4]{\left(\frac{SS_0}{0,13}\right)^3}, \quad (\text{А.12})$$

где S — площадь рабочего сечения магнитопровода;

S_0 — площадь окна укладки обмотки.

Если объем выбранного сердечника удовлетворяет условиям его эксплуатации, то следующим этапом становится расчет количества витков дросселя. Для этого используется формула (А.9).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учеб. пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. — Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2009. — 425 с.
2. Петрович, В.П. Силовые преобразователи электрической энергии: учеб. пособие / В.П. Петрович, Н.А. Воронина, А.В. Глазачев. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. — 240 с.
3. Пономаренко, А.Г. Мощная импульсная техника. Ч. 1: Элементы схем и источники питания: учеб. пособие / А.Г. Пономаренко. — М.: МИФИ, 2007. — 194 с.
4. Ефимов, И.П. Источники питания РЭА: учеб. пособием / И.П. Ефимов; 2-е изд., испр. — Ульяновск: УлГТУ, 2002. — 136 с.

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Часть 1

*Методические указания
для выполнения лабораторного практикума*

Составители: Скорик И.В., Широков И.Б., Дурманов М.А., Бондаренко А.С.

Изд. № 86/17. Объем 2,75 п.л. Усл. печ. л. 2,56. Уч.-изд. л. 2,69.
РИИЦМ ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»