

Министерство науки и высшего образования  
Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры

## ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕГО- ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

### МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению лабораторных работ по дисциплине  
«Проектирование вторичных источников питания РЭС»  
для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и тех-  
нология электронных средств»  
(профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных  
средств»)  
всех форм обучения

Воронеж 2021

УДК 621.3.049.7.002 (075)

ББК 38.54

**Составители:**

канд. техн. наук И.С. Бобылкин,

канд. техн. наук А. В. Турецкий.

Исследование работы повышающего-понижающего преобразователя: методические указания к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Проектирование вторичных источников питания РЭС» для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и технология электронных средств» (профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных средств») всех форм обучения/ ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост.: И.С. Бобылкин, А.В. Турецкий. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. 60 с.

Основной целью указаний является выработка навыков работы с преобразователями напряжения, уяснение их принципа действия, характеристик и параметров.

Предназначены для проведения лабораторных работ по дисциплине «Проектирование вторичных источников питания РЭС» для студентов 4 курса.

Методические указания подготовлены в электронном виде в текстовом редакторе MS Word 2003 и содержатся в LR4 P2IP.doc

Ил. 28. Табл. 3. Библиогр.: 2 назв.

**УДК 621.3.049.7.002 (075)**

**ББК 38.54**

**Рецензент** - О. Ю. Макаров, д-р техн. наук, проф.

кафедры конструирования и производства

радиоаппаратуры ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета*

## ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

### 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – изучение назначения, организации, функционирования и возможностей пакета LTspice. Исследование основных процессов при работе понижающего преобразователя.

#### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении назначения и возможностей пакета LTspice, изучение принципа работы понижающих преобразователей. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе понижающего преобразователя.

#### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

### 2. ДОМАШНЕЕ ЗАДАНИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ЕГО ВЫПОЛНЕНИЮ

По методическому руководству ознакомится с назначением, организацией и возможностями пакета LTspice, принципом работы понижающего преобразователя.

## 2.1. Назначение и возможности пакета LTspice

Фирма Linear Technology выпустила программный продукт, предназначенный для моделирования различных схем РЭС. Основное окно программы LTspice представлено на рис. 1.

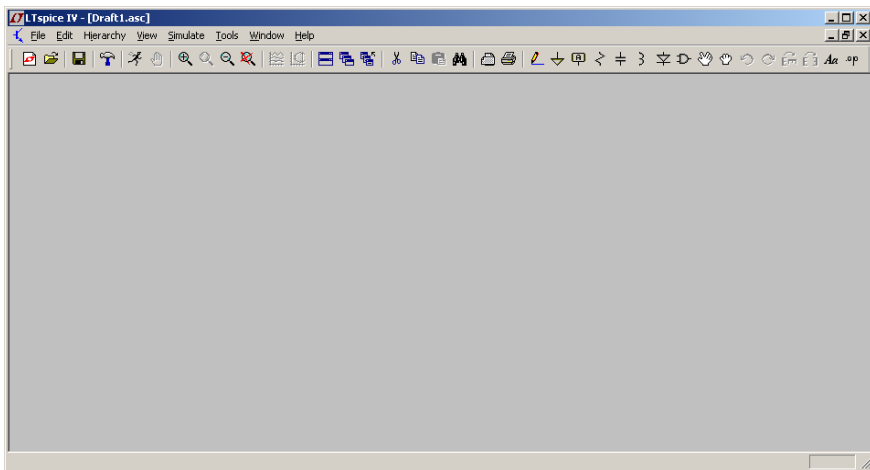


Рис.1. Основное окно программы LTspice

Основные pictogramмы меню представлены на рис. 2 и 3.

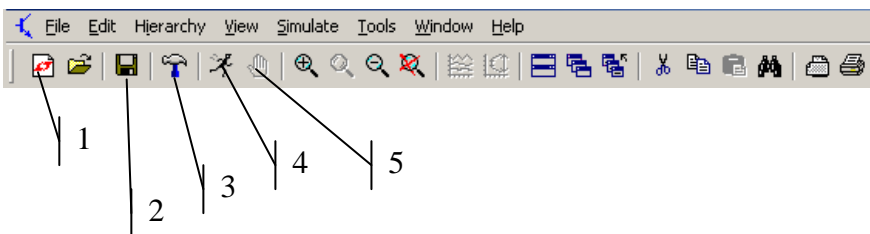


Рис. 2. Основные pictogramмы меню 1 – создать новую схему; 2 – сохранить схему; 3 – контрольная панель установок моделирования; 4 – запуск моделирования; 5 – остановка моделирования.

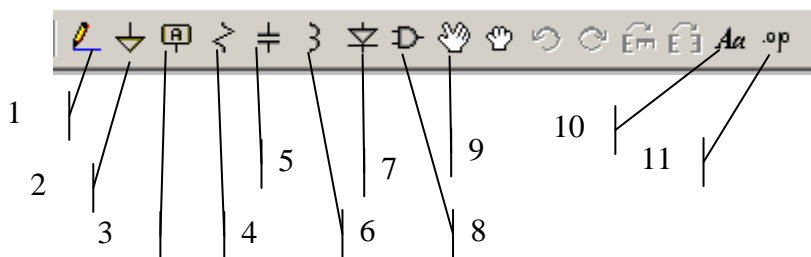


Рис. 3. Пиктограммы редактирования схемы: 1 - рисование проводника; 2 - "земля"; 3 - наименование проводника; 4 - установка резистора; 5 - установка конденсатора; 6 - установка индуктивности; 7 - установка диода; 8 - установка различных компонентов; 9 - перемещение компонентов; 10 - нанесение текста; 11 - задание Spice директив.

После прорисовки всей схемы и первоначального запуска на моделирование с помощью кнопки 4 (рис. 2), будет предложено ввести данные, изображенные на рис. 4.

После проведения моделирования окно программы будет выглядеть следующим образом (рис. 5). На рис. 5 видно кроме самой схемы появляется окно результатов моделирования. В этом окне можно вывести все сигналы, полученные в результате моделирования.

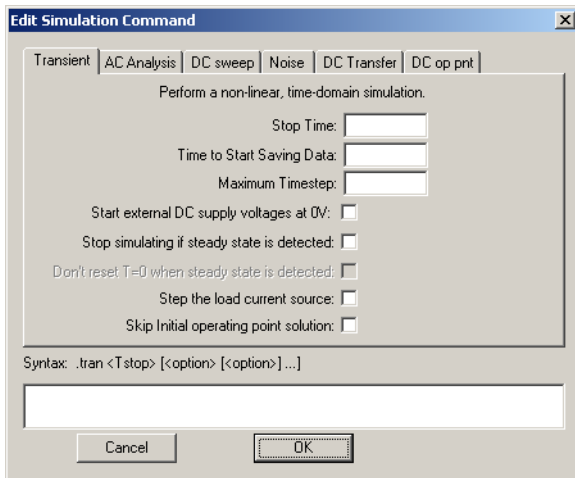


Рис. 4. Меню задания параметров моделирования

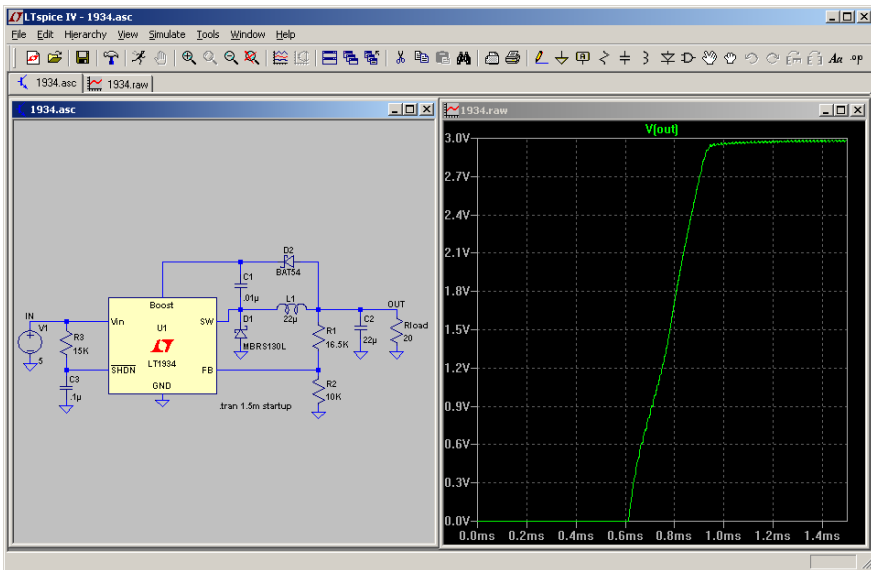


Рис. 5. Результаты моделирования

## 2.2. Понижающий прямоходовой преобразователь

Познакомимся с понижающим преобразователем, или конвертором buck-типа. Эта схема DC/DC-конвертора (постоянный ток/постоянный ток) обычно применяется для замены обычных аналоговых стабилизаторов, когда последние не могут обеспечить передачу больших значений токов, сохраняя при этом малые габариты. Например, преобразователь целесообразно использовать для стабилизации токов величиной 2...3 ампера и более.

Основные элементы силовой части преобразователя напряжения показаны на рис. 6.

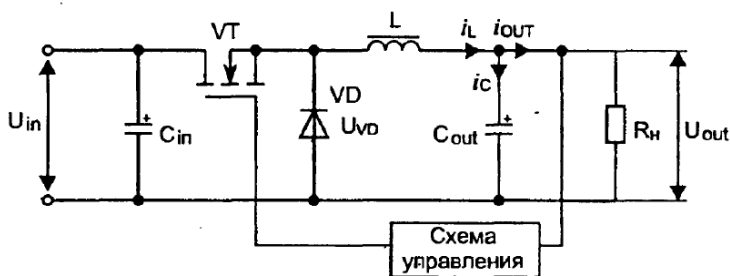


Рис. 6. Структурная схема понижающего преобразователя

Входное напряжения  $U_{in}$  подается на входной фильтрующий конденсатор  $C_{in}$ . Ключевой элемент VT, в качестве которого может быть использован транзистор любого типа (биполярный, MOSFET, IGBT), осуществляет высокочастотную коммутацию тока. Кроме этого, в составе преобразователя должны быть разрядный диод VD, дроссель L, конденсатор  $C_{out}$ , образующие выходной LC-фильтр, а также схема управления, осуществляющая стабилизацию напряжения или тока

нагрузки с сопротивлением  $R_H$ . Как видно из рисунка, ключевой элемент VT, дроссель и нагрузка включены последовательно, поэтому этот стабилизатор относят к классу последовательных схем.

Как известно, ключевой элемент может стабильно находиться только в двух состояниях — полной проводимости и отсечки. Если указанные состояния сменяют друг друга с постоянной периодичностью, равной  $T$ , то, обозначив время нахождения ключа в проводящем состоянии — как время проводимости ( $t_{и}$ ), а время нахождения ключа в состоянии отсечки — как время паузы ( $t_{п}$ ), можно ввести понятие коэффициента заполнения (duty cycle), равного:

$$D = \frac{t_{и}}{t_{и} + t_{п}} = \frac{t_{и}}{T} = t_{и}f, \quad (1)$$

где  $f$  — частота коммутации.

На рис. 7 показана графическая интерпретация коэффициента заполнения. Нулевое значение  $D$  характеризует постоянное нахождение ключевого элемента в состоянии отсечки, в то время как равенство его единице показывает режим постоянной проводимости. В состоянии отсечки напряжение на нагрузке равно нулю, в состоянии полной проводимости наблюдается равенство входного и выходного напряжений. В промежутке между «нулем» и «единицей» работа преобразователя складывается из двух фаз: накачки энергии и разряда. Рассмотрим эти фазы подробнее. Итак, фаза накачки энергии протекает на протяжении времени  $t_{и}$ , когда ключевой элемент VT открыт, то есть проводит ток (рис. 8, а). Этот ток далее проходит через дроссель  $L$  к нагрузке, шунтированной конденсатором  $C_{out}$ . Накопление энергии происходит как в дросселе, так и в конденсаторе. Ток  $i_L$  увеличивается.



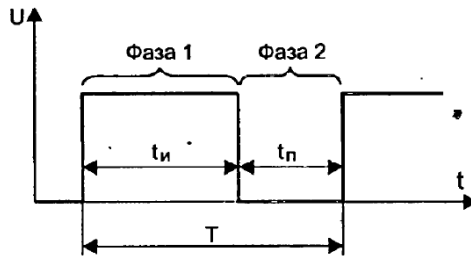


Рис. 7. Определение коэффициента заполнения

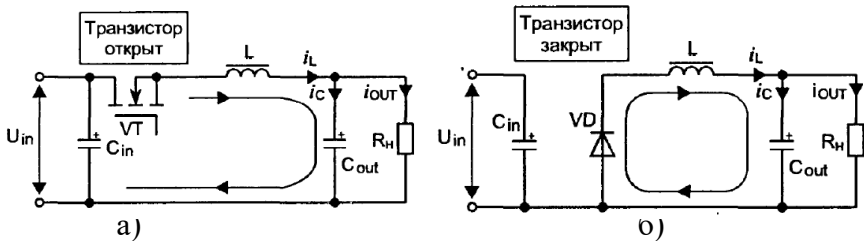


Рис. 8. Фазы работы понижающего преобразователя: а) фаза накачки энергии; б) фаза разряда

После того, как ключевой элемент  $VT$  переходит в состояние отсечки, наступает фаза разряда (рис. 8, б), продолжающаяся время  $t_n$ . Поскольку любой индуктивный элемент стремится воспрепятствовать изменению направления и величины тока, протекающего через его обмотку, в данном случае ток дросселя  $i_L$  мгновенно уменьшиться до нуля не может, и он замыкается через разрядный диод  $VD$ . Источник питания в фазе разряда отключен, и дросселю неоткуда пополнить убыль энергии, поэтому разряд происходит по цепи «диод-нагрузка». Отсюда родилось название, диода — «разрядный».

По истечении времени  $T$  процесс повторяется — вновь наступает фаза накачки энергии.

Поведение этой схемы в значительной степени зависит от качества элементов, в нее входящих. Считаем, что все элементы идеальны: они мгновенно включаются и выключаются, имеют нулевое активное сопротивление и т. д.

Прежде чем разобраться, каким образом осуществляется регулировка выходного напряжения при постоянстве входного (или изменении его в некоторых пределах), разберем вот какой вопрос: как будет меняться характер процессов в понижающем стабилизаторе при изменении величины индуктивности  $L$ . Мы можем сделать эту индуктивность достаточно большой, тогда ток, протекающий через нее, может не закончиться к моменту начала следующей фазы накачки энергии. Либо выбрать индуктивность маленькой — в этом случае ток каждый раз будет «набираться» от нулевого значения. Первый режим работы называется режимом неразрывных токов, а второй — режимом разрывных токов. В нагрузке ток не прерывается никогда в силу того, что конденсатор, выделяя постоянную составляющую, выполняет роль источника ЭДС. На рис. 9 показаны диаграммы напряжения на разрядном диоде  $U_{VD}$  и токи в индуктивном элементе  $i_L$  для обоих режимов. Отметим сразу, что режим разрывных токов практически используется редко, в специфических случаях, поэтому его не следует применять в практических конструкциях. Все внимание обратим на режим неразрывных токов.

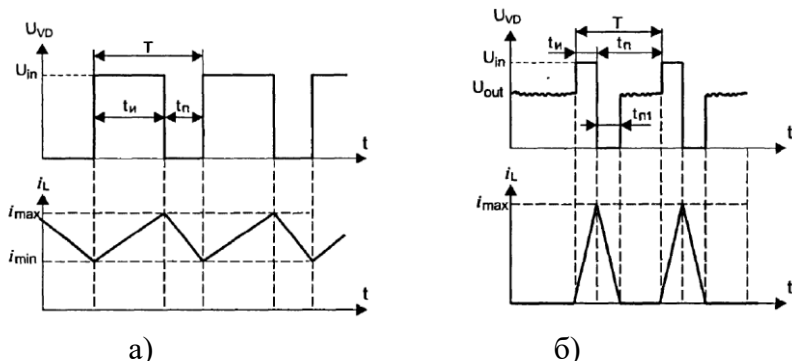


Рис. 9. Характеристики понижающего преобразователя: а) в режиме неразрывных токов дросселя; б) в режиме разрывных токов дросселя

Поясним необходимость наличия в схеме сглаживающего LC-фильтра. Представим, что мы на время исключили фильтр из схемы и, подключив нагрузку к точке соединения ключевого элемента и разрядного диода, наблюдаем по осциллографу за формой питающего напряжения. В таком случае напряжение на нагрузке будет иметь характер прямоугольных импульсов с амплитудой  $U_{in}$ , что повторяет характер импульсов напряжения  $U_{VD}$ , изображенных на рис. 9, а. Естественно, питать аппаратуру таким напряжением нельзя.

Что же нас выручает? Дело в том, что любой однополярный сигнал, как частный случай несимметричного двуполярного сигнала, имеет замечательное свойство: наличие в спектре постоянной составляющей, которую возможно выделить, пропустив этот сигнал через низкочастотный фильтр. На сегодняшний день известно великое множество фильтров разного качества и сложности. В нашем случае мы используем классическую Г-образную схему LC-фильтра.

Операция выделения постоянной составляющей эквивалентна определению среднего значения сигнала. Как мы уже выяснили, напряжение на входе фильтра имеет импульсный характер. Выделяя постоянную составляющую, мы как бы ус-

редняем сигнал, «размазываем» его по всему периоду  $T$ . Если говорить еще проще, то необходимо представить, что импульсы — это горки песка, насыпанные на дорожке через равные промежутки. Мы берем в руки каток и разравниваем песок равномерно по всей поверхности. Конечно, высота сплошного слоя будет меньше высоты отдельных горок, зато дорожка получится гладкой.

Математически операция сглаживания выглядит следующим образом:

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{in}}(t) dt, \quad (2)$$

где  $U_{\text{in}}(t)$  — мгновенное (определенное для конкретного момента) значение напряжения, подаваемого на вход фильтра.

Вычислив мгновенные значения входного напряжения для каждого момента времени внутри периода, необходимо затем сложить их и усреднить по времени периода. Не пугайтесь, вам снова не придется вычислять интеграл, поскольку мы воспользуемся допущением, которое упростит дальнейшие рассуждения.

Дело в том, что практически сглаживающие фильтры проектируются так, чтобы на их выходе остаточные пульсации напряжения были как можно меньше. Предполагаем, что наш фильтр полностью подавляет пульсации, вычислим среднее значение напряжения на нагрузке. Поскольку на протяжении фазы накачки энергии к фильтру подводится постоянно входное напряжение величиной  $U_{\text{in}}$ , а в фазе разряда входное напряжение равно нулю, выражение (2) приводится к следующему виду:

$$U_{\text{out}} = \frac{t_{\text{н}}}{T} U_{\text{in}} = D \cdot U_{\text{in}}. \quad (3)$$

Как видно, напряжение на нагрузке прямо пропорционально ширине импульса  $t_{и}$ , а значит, и величине коэффициента заполнения  $D$ .

Таким образом, при наличии хорошего сглаживающего фильтра, управляя только коэффициентом заполнения, то есть увеличивая или уменьшая длительность открытого состояния ключа, мы можем легко регулировать напряжение на нагрузке. Более детально принцип работы понижающего преобразователя изложен в [1].

### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему понижающего преобразователя, изображенного на рис. 10 в пакете LTspice.

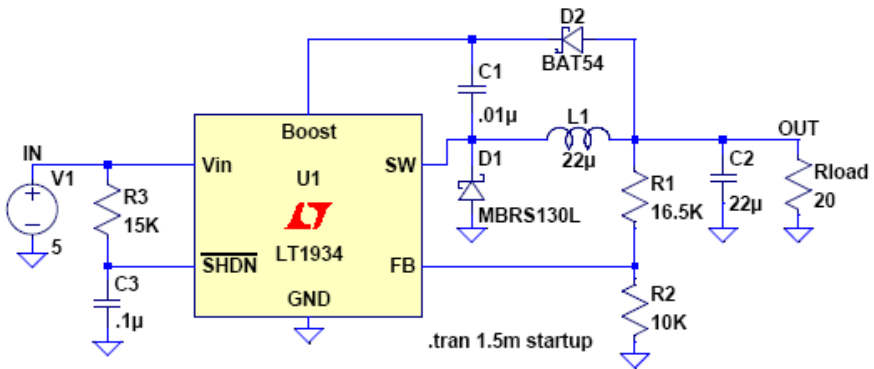


Рис. 10. Принципиальная схема понижающего преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму сигналов на катоде диода D1 и напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить напряжение источника V1 10, 15, 20, 30 В и посмотреть как изменяется форма напряжения на катоде

D1. Объяснить причину изменения.

3.2.2. Изменить сопротивление нагрузки на 33 и 330 Ом, посмотреть форму напряжения на катоде D1. Объяснить причину изменения формы напряжения.

3.2.3. Изменить номинал резисторов обратной связи R1, R2 на 1 МОм и 332 кОм соответственно и посмотреть величину напряжения на выходе источника.

Изменить номинал резисторов R1, R2 на 147 кОм и 332 кОм и посмотреть величину выходного напряжения.

Объяснить причину изменения.

#### 4. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА И КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

4.1. Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- наименование и цель работы;
- краткие теоретические сведения;
- результаты создания принципиальной схемы и работы понижающего преобразователя.

## Лабораторная работа №2

### ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

#### 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – исследование основных процессов при работе повышающего преобразователя.

#### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении принципа работы повышающего преобразователя. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе повышающего преобразователя.

#### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

### 2. ДОМАШНЕЕ ЗАДАНИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ЕГО ВЫПОЛНЕНИЮ

По методическому руководству ознакомиться с принципом работы повышающего преобразователя.

#### 2.1. Устройство схемы повышающего преобразователя

Вторая схема DC/DC конвертора, с которой мы будем знакомиться, это повышающий стабилизатор (boost converter, step-up converter). Встречается такой стабилизатор не менее

часто, чем рассмотренный понижающий. Он находит применение в приборах, где имеется только низковольтное питание, например, 1-2 гальванических элемента напряжением 1,5 В, но требуется иметь повышенное стабильное напряжение 5...15 В для питания узлов с малым токовым потреблением. Другая «профессия» повышающего преобразователя — построение активных корректоров коэффициента мощности. Разберем основные принципы работы повышающего преобразователя изображенного на рис. 1.

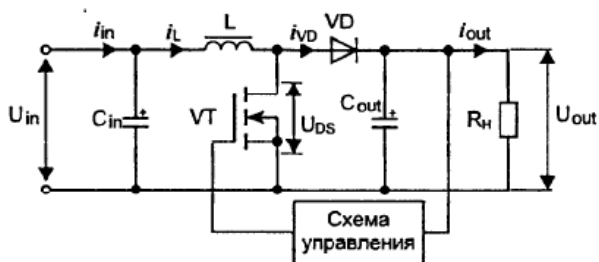


Рис. 1. Базовая схема повышающего стабилизатора

На рис. 1 показана базовая схема повышающего преобразователя. Входное напряжение  $U_{in}$  через фильтрующий конденсатор  $C_{in}$  прикладывается к последовательно включенному дросселю  $L$  и ключевому транзистору  $VT$ . К средней точке соединения этих элементов подключен диод  $VD$ , к другому выводу которого подключается выходной конденсатор  $C_{out}$  и шунтирующая его нагрузка  $R_n$ . Ключевой транзистор  $VT$  работает в импульсном режиме с постоянной частотой преобразования. Диод  $VD$  блокирует нагрузку и конденсатор фильтра  $C_{out}$  от ключевого элемента в нужные моменты времени.

Если ключевой транзистор открыт, схема находится в фазе накопления энергии дросселя, ток от источника питания  $U_{in}$  протекает через дроссель  $L$ , запасая в нем энергию. Диод  $VD$  при этом блокирует нагрузку и не позволяет конденсатору фильтра разряжаться через замкнутый ключевой транзистор.



Ток в нагрузке в этот промежуток времени поддерживается только за счет энергии, запасенной в конденсаторе  $C_{out}$ .

Когда ключевой транзистор закрывается, схема переходит в фазу передачи энергии дросселя в нагрузку, ЭДС самоиндукции суммируется с выходным напряжением и энергия, запасенная в дросселе, подзаряжает конденсатор  $C_{out}$ . При этом выходное напряжение  $U_{out}$  может стать больше входного  $U_{in}$ .

Следует запомнить, что, в отличие от понижающей схемы, в повышающей схеме дроссель  $L$  не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, определяемую величиной индуктивности  $L$  и значением коэффициента заполнения, определяемого как отношение времени открытого состояния ключевого элемента к периоду коммутации (duty cycle).

Разберем чуть более подробно фазы работы повышающего преобразователя и сначала поговорим о фазе накопления энергии дросселя, в которой задействованы элементы согласно рис. 2, а.

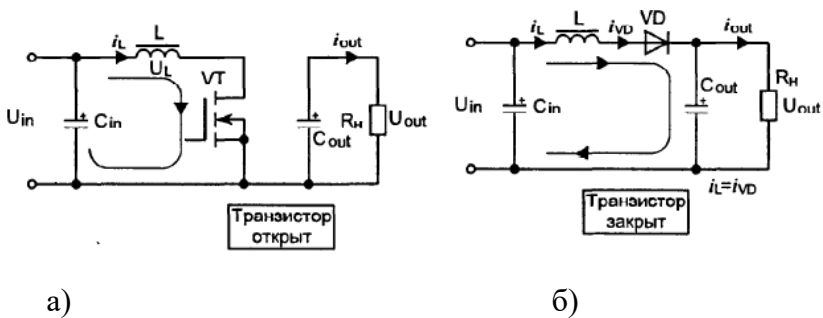


Рис. 2. Фазы работы повышающего стабилизатора: а) фаза накопления энергии дросселя; б) фаза передачи энергии дросселя в нагрузку

В этой фазе транзистор  $VT$  открыт и потенциал правого (по схеме) вывода дросселя  $L$  близок к потенциалу общего проводника схемы, левый вывод замкнут на «плюс» питающего напряжения. Конденсатор  $C_{out}$  считаем имеющим некоторый

заряд, поэтому диод VD «подперт» напряжением  $U_{out}$ , ток в нагрузке поддерживается только за счет энергии, накопленной в выходном конденсаторе. Но в данном случае нас больше интересуют процессы, происходящие в дросселе. А происходит в нем линейное нарастание тока  $i_L$  от нулевого значения по закону:

$$i_L = \frac{U_{in} \cdot t}{L}, \quad (1)$$

где  $t$  — продолжительность фазы накопления энергии.

Мы видим, что чем дольше длится фаза накопления, тем большую величину тока можно получить к моменту ее окончания. Если же налагается ограничение на длительность фазы накопления (что в реальных схемах чаще всего и бывает), то получить необходимую величину тока можно за счет выбора соответствующего значения индуктивности  $L$ . Чем меньшее значение индуктивности имеет дроссель, тем легче ему «набирать» ток. Этот простой, но очень важный вывод мы сделали исходя из того, что в полученном выражении индуктивность  $L$  стоит в знаменателе.

Переход к фазе передачи энергии в нагрузку происходит при размыкании ключевого транзистора VT. В этой фазе левый (по схеме) вывод дросселя  $L$  остается подключенным к «плюсу» источника питания, а вот правый — через открывшийся диод VD — приобретает потенциал «плюса» выходного напряжения схемы.

Мы уже хорошо знаем, что основное свойство индуктивного элемента — стремление к поддержанию величины и направления протекающего через него тока. Поэтому при размыкании ключа направление разрядного тока индуктивного элемента совпадет по направлению с зарядным током. Закон изменения тока дросселя в данной фазе записывается так:

$$i_L = \frac{U_{out} - U_{in}}{L} \cdot (T - t), \quad (2)$$

где  $T$  — период коммутации.

Если переход между фазами происходит в некоторый момент  $t_u$ , то, подставляя это значение в формулы (1) и (2), приравнявая их правые части, мы получим регулировочную характеристику повышающего преобразователя:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{1}{1 - D}, \quad (3)$$

где  $D$  — коэффициент заполнения (duty cycle).

Анализируя формулу (3), легко заметить, что теоретически можно увеличивать выходное напряжение преобразователя до бесконечности. Казалось бы, с помощью столь простых средств можно создать повышающий стабилизатор, имеющий на входе 1,5 В, то есть величину напряжения одного гальванического элемента, и выдающий на нагрузку 1,5 кВ! К сожалению, максимальный повышающий коэффициент преобразования, даже при наличии очень хороших элементов схемы, существенно ограничен. Его значение не превышает в типовых практических схемах значение 3...6. Почему так происходит, мы объясним далее.

Как и в случае понижающего стабилизатора, индуктивный элемент повышающего преобразователя также может работать в двух режимах — с неразрывным током и с разрывным током  $i_L$ . На рис. 3 приведены диаграммы, отражающие работу step-up конвертора. Режим неразрывных токов приведен на рис. 3, а. Поскольку диод VD в фазе разряда дросселя не закрывается вплоть до момента ее окончания, напряжение «сток-исток» закрытого транзистора VT в этой фазе равно выходному напряжению  $U_{out}$ . Если режим тока дросселя разрывной (рис. 3, б), ток  $i_L$  спадает к нулю до окончания разрядной фазы,

диод VD закрывается и напряжение «сток-исток» транзистора становится равным  $U_{in}$ . Если быть более точным, то в момент полного разряда дросселя возникает колебательный процесс (он показан на рис. 3 б), частоту которого можно определить по формуле:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_{VT} + C_{VD})}}, \quad (4)$$

где  $C_{VT}$  — емкость между стоком и истоком транзистора VT;  $C_{VD}$  — барьерная емкость закрытого p-n-перехода диода VD.

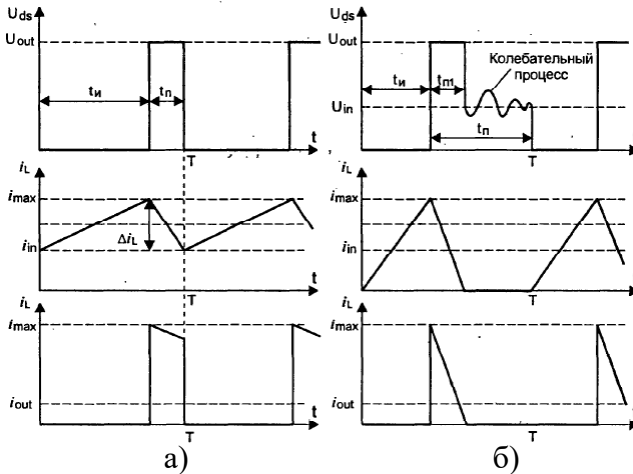


Рис. 3. Характеристики повышающего стабилизатора: а) в режиме неразрывных токов дросселя; б) в режиме разрывных токов дросселя

В режиме непрерывных токов, когда  $\Delta i_L < 2i_{in}$ , время открытого состояния ключевого транзистора УТ определяется по формуле, являющейся следствием (3):

$$t_{и} = \frac{1}{f} \left( \frac{U_{out} - U_{in}}{U_{out}} \right). \quad (5)$$

Амплитуда тока дросселя  $\Delta i_L$  рассчитывается по формуле:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot U_{in} \cdot t_{и}. \quad (6)$$

При расчете параметров повышающего преобразователя важно знать максимальную величину тока  $i_{max}$  дросселя  $L$ , и ее можно рассчитать по формуле:

$$i_{max} = i_{in} + \frac{1}{2} \Delta i_L, \quad (7)$$

где входной ток  $i_{in}$  равен:

$$i_{in} = i_{out} \cdot \frac{U_{out}}{U_{in}}. \quad (8)$$

Теперь приведем основные расчетные соотношения для режима разрывных токов, определяемого по условию  $\Delta i_L > 2i_{in}$ . Время открытого состояния транзистора VT в этом режиме определяется так:

$$t_{и} = \sqrt{2 \cdot i_{out} \cdot L \cdot \left( \frac{U_{out} - U_{in}}{f \cdot U_{in}^2} \right)}. \quad (9)$$

Время спада до нулевого значения разрядного тока дросселя (рис. 3, б):

$$t_{и1} = t_{и} \cdot \left( \frac{U_{out}}{U_{out} - U_{in}} \right). \quad (10)$$

Амплитуда тока дросселя:

$$i_{max} = \frac{1}{L} \cdot U_{in} \cdot t_{и}. \quad (11)$$

Мы рассмотрели процессы, происходящие в идеализированном повышающем стабилизаторе. Как было сказано ранее, реальные схемы повышающих преобразователей не позволяют значительно увеличивать напряжение на выходе из-за наличия некоторых паразитных параметров, о которых стоит поговорить немного подробнее. В схеме рис. 4 показаны основные паразитные параметры: активное сопротивление обмотки индуктивного элемента ( $r_L$ ), сопротивление ключевого элемента в открытом состоянии ( $r_{VT}$ ), дифференциальное сопротивление диода в прямом направлении ( $r_{VD}$ ). Для простоты будем считать, что сопротивления транзистора и диода примерно равны, тогда общее сопротивление зарядной и разрядной цепей преобразователя можно считать примерно одинаковым:

$$r = r_L + r_{VT} = r_L + r_{VD}. \quad (12)$$

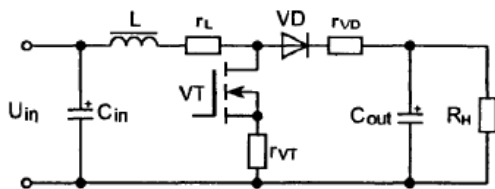


Рис. 4. Паразитные параметры в реальном повышающем преобразователе

Регулировочная характеристика преобразователя, ранее записанная нами в виде (3), для схемы с паразитными параметрами будет выглядеть так:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{r}{R_H}\right) \cdot (1-D)^2}. \quad (13)$$

Выражение (13) справедливо для диапазона коэффициентов заполнения  $D$  в пределах от 0 до  $D_{кр}$ , называемого критическим коэффициентом заполнения. Критический коэффициент заполнения определяет границу применимости формулы (13), при ее превышении регулировочная характеристика стабилизатора приобретает падающий характер. Это происходит потому, что падение напряжения на паразитном сопротивлении  $r$  уже не может быть скомпенсировано нарастанием тока в индуктивности.

Определить критический коэффициент заполнения можно по формуле:

$$D_{кр} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R_H}}. \quad (14)$$

Графически семейство регулировочных характеристик показано на рис. 5. Хорошо видно, что если необходимо получить достаточно протяженный начальный участок, и, следовательно, расширить диапазон регулирования выходного напряжения, необходимо уменьшать паразитные активные сопротивления зарядной и разрядной цепей. В практических схемах повышающих преобразователей максимальный коэффициент заполнения выбирается не более 0,8...0,9, чтобы не «выйти» на падающий участок регулировочной характеристики. Для этого в схему управления стабилизатором вводится специальный ограничитель.

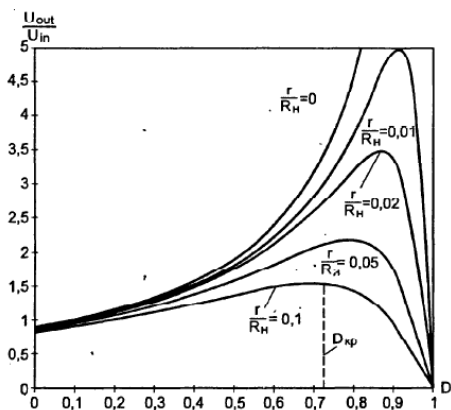


Рис. 5. Семейство регулировочных характеристик реальных повышающих преобразователей

#### 4.2. Расчет параметров элементов повышающего преобразователя

Обычно, если повышающий преобразователь разрабатывается на основе готовой микросхемы, номиналы элементов можно просто взять из типовой схемы включения. Но бывают случаи, когда разработка ведется «с нуля», и тут не обойтись без расчетов.



Начнем с индуктивного элемента. Во-первых, желательно обеспечить работу схемы в режиме непрерывного тока дросселя, в противном случае возрастут пульсации напряжения в нагрузке. С другой стороны, преобразователь должен обеспечить передачу в нагрузку необходимой мощности, а это значит, что индуктивный элемент в фазе накопления энергии должен «запасать» ее столько, сколько нужно на поддержание расчетных выходных тока и напряжения. Казалось бы, стоит только выбрать величину индуктивности  $L$  сколь угодно малой, и мы, гарантированно повысив зарядный ток, обеспечим передачу необходимой мощности в нагрузку. Если это утверждение было справедливо, достаточным считалось бы заменить дроссель простым отрезком провода. Но на самом деле, согласно выражению (1), скорость нарастания тока в индуктивном элементе определяется ничем иным, как его индуктивностью! Следовательно, при заданной частоте коммутации, в какой-то момент времени величина тока  $i_{\max}$  может просто «выскочить» за предельно допустимую величину тока ключевого транзистора, что, конечно, приведет к его разрушению.

Очевидно, существует минимально возможная величина индуктивности, при которой при любом действующем коэффициенте заполнения будет сохраняться непрерывный ток дросселя. Значит, необходимо так рассчитать индуктивность дросселя, чтобы обеспечить условие  $Ai_L < 2i_{in}$ , которое нам уже встречалось. Подставляя в названное неравенство выражения (6), (8) и (3), мы можем получить формулу для расчета минимально возможной величины индуктивности, при которой сохраняется режим непрерывности тока:

$$L_{\min} = \frac{U_{\text{out}} \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot i_{\text{out}} \cdot f}. \quad (15)$$

Если рассчитать значения  $L_{\min}$  во всем диапазоне возможных коэффициентов заполнения (от 0 до 1), то окажется,

что наибольшая величина индуктивности получится при значении  $D$  равном 0,5. Следовательно, мы можем упростить формулу (15), приведя ее к виду:

$$L_{\min} = 0,063 \frac{U_{\text{out}}}{i_{\text{out}} \cdot f}. \quad (16)$$

А теперь мы вернемся к выражению (1) и вспомним, что величина индуктивности ограничена «снизу» не только условием непрерывности тока, но также и величиной предельного тока ключевого транзистора. Рассчитать ее можно по формуле:

$$L_{\min} = 0,25 \frac{U_{\text{out}}}{i_{\text{VT\_max}} \cdot f}, \quad (17)$$

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

Как уже было сказано, по формуле (15) рассчитывается критическая, то есть минимально возможная, величина индуктивности. Для обеспечения стабильности схемы полученную величину индуктивности рекомендуется увеличить в 7... 10 раз по сравнению с вычисленной. После этого необходимо произвести расчет по формуле (17) и убедиться, что принятая величина индуктивности по крайней мере на 15...20 процентов больше рассчитанной по формуле (17), то есть обеспечивается токовый запас. Максимально допустимый ток силового ключа можно найти в технической документации на конкретный элемент. Если в составе микросборки уже содержится силовой транзистор, нужно найти в технической документации относящийся к нему параметр «current limit» (максимально допустимый ток).

Еще один важный элемент схемы, величину которого нужно научиться рассчитывать, — это выходной конденсатор

$C_{out}$ . Именно выходной конденсатор определяет величину выходных пульсаций повышающего преобразователя.

В режиме непрерывного тока дросселя «добавка» напряжения выходного конденсатора будет определяться величиной разрядного тока в индуктивном элементе. Предполагая, что энергия магнитного поля, накопленная в индуктивном элементе, полностью переходит в энергию электрического поля конденсатора, а также учитывая, что изменение индуктивного тока  $\Delta i_L$  на порядок меньше входного тока  $i_{in}$  (7), величина конденсатора вычисляется таким образом:

$$C_{out} > \frac{i_{out}}{f \cdot \Delta U_{out}}, \quad (18)$$

где  $\Delta U_{out}$  — размах пульсации выходного напряжения стабилизатора

Выбирать выходной конденсатор необходимо и по величине ESR (последовательного активного сопротивления). Рекомендуется придерживаться следующего соотношения:

$$ESR < \frac{\Delta U_{out}}{\Delta i_L}. \quad (19)$$

Чем чревато для работы преобразователя наличие ESR? Это — полезный или вредный параметр? Однозначно можно сказать — вредный, и вот почему. На любом активном сопротивлении выделяется мощность в виде тепла, которое рассеивается в окружающем пространстве. Не исключение и ESR конденсаторов, через которые в работающей схеме протекают зарядные и разрядные токи. Вследствие этого конденсатор разогревается, причем температура внутри корпуса может превысить допустимое значение. Особенно опасен разогрев электролитических конденсаторов, когда закипевший внутри элек-

тролит разрывает оболочку элемента со звуком пистолетного выстрела.

Опасность повреждения конденсаторов вследствие наличия ESR можно снизить, включив на выходе преобразователя не один, а несколько параллельных элементов. К слову, в типовых схемах преобразователей, построенных на основе готовых микросхем, часто встречается параллельное соединение двух-трех конденсаторов с одинаковым номиналом. Причина тому — не отсутствие у составителей технической документации необходимого элемента, а именно стремление снизить ESR, повысить надежность схемы, облегчить ее тепловой режим. Пренебрегать этой рекомендацией не стоит, но и неоправданно увеличивать число параллельных элементов — тоже плохо. В этом случае может увеличиться паразитная индуктивность монтажа, а также, что немаловажно для профессионала, вырастут габариты и стоимость.

В настоящее время в качестве выходных конденсаторов повышающих преобразователей используются три типа: алюминиевые, танталовые и с диэлектриком на основе органического полупроводника. Алюминиевые конденсаторы всем хорошо знакомы — они имеют низкую стоимость, широко распространены, однако ESR у них, по сравнению с двумя другими типами, самое высокое. Более того, алюминиевые конденсаторы имеют низкое отношение емкости к объему, что говорит об их «габаритности». Танталовые конденсаторы и конденсаторы с органическим диэлектриком более компактны, имеют низкое ESR, высокую температурную стабильность, что позволяет использовать их для изготовления плат с поверхностным монтажом, работающих в жестких эксплуатационных условиях. Однако эти конденсаторы имеют более высокую стоимость.

В качестве диода VD, если позволяет величина максимального обратного напряжения, лучше использовать диоды с барьером Шоттки. Эти диоды обладают небольшим падением напряжения в прямом направлении, высоким быстродействием

и тем самым повышают общий КПД преобразователя. Разработчику необходимо выбрать диод, подходящий по величине прямого тока, обратного напряжения и конструктивному исполнению корпуса. В последнее время появились также микросхемы управления синхронными «бустерами», в которых диод VD зашунтирован р-канальным транзистором MOSFET. Эта мера улучшает КПД преобразователя, заставляет его работать более эффективно.

Расчет тепловых потерь диода в повышающем стабилизаторе производится по формуле:

$$P_C = U_f \cdot i_{out}, \quad (20)$$

где  $U_f$  — прямое падение напряжения на диоде.

Динамическими потерями при расчете повышающей схемы обычно пренебрегают, так как их вклад в данном случае невелик.

Выбор ключевого транзистора VT, в качестве которого рекомендуется применять MOSFET с n-каналом, осуществляется по величине максимального тока индуктивного элемента, рассчитанного по формуле (7). После этого нужно оценить тепловой режим транзистора, воспользовавшись следующей формулой:

$$P_{VT} = \left( \frac{i_{out}}{1-D} \right)^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot D + \frac{1}{2} U_{out} \left( \frac{i_{out}}{1-D} \right)^2 \cdot (t_r + t_f) \cdot f. \quad (21)$$

Первое слагаемое этой формулы представляет собой статические потери на сопротивлении «сток-исток» открытого транзистора, а второе — динамические потери при его переключении. При расчете по формуле (21) нужно подставлять максимальный коэффициент заполнения D, который обеспечивается схемой преобразователя.

О конструктивном расчете индуктивных элементов мы говорили в предыдущей главе, поэтому здесь повторяться не будем. Поскольку индуктивные элементы в повышающем и понижающем преобразователях, работают в условиях однополярных токов, с высоким подмагничиванием, поэтому необходимо обеспечить снижение величины остаточной индукции с помощью немагнитного зазора. Вычисление тепловых потерь в дросселе «бустера» проводят по формуле:

$$P_n = \left( \frac{i_{out}}{1-D} \right)^2 \cdot R_L + P_{core}, \quad (22)$$

где  $R_L$  — активное сопротивление обмотки дросселя;  $P_{core}$  - обобщенные потери на гистерезис и токи Фуко в магнитопроводе.

### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему повышающего преобразователя, изображенную на рис. 6.

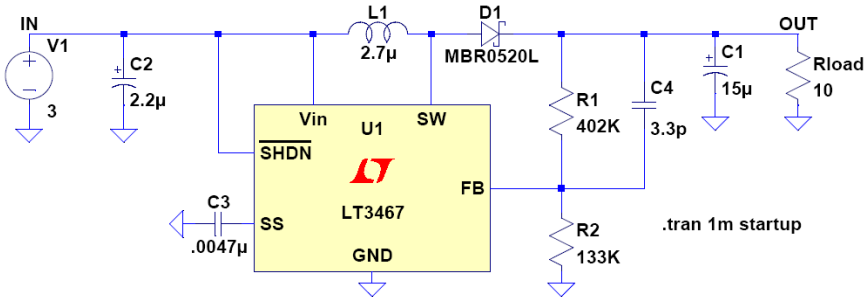


Рис. 6. Принципиальная схема повышающего преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму сигналов на аноде диода D1 и напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить сопротивление нагрузки на 33 и 330 Ом, посмотреть форму напряжения на катоде D1. Объяснить причину изменения формы напряжения.

3.2.2. Изменить номинал резисторов обратной связи R1, R2 на 115 кОм и 13,3 кОм соответственно и посмотреть величину напряжения на выходе источника.

Изменить номинал резисторов R1, R2 на 412 кОм и 13,3 кОм и посмотреть величину выходного напряжения.

Объяснить причину изменения.

#### 4. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА И КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

4.1. Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- наименование и цель работы;
- распечатку принципиальной электрической схемы.

## Лабораторная работа №3

### ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕ-Понижающего преобразователя

#### 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – исследование основных процессов при работе повышающе-понижающего преобразователя.

#### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении принципа работы повышающе-понижающего преобразователя. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе повышающе-понижающего преобразователя.

#### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

2. Домашнее задание и методические указания по его выполнению

По методическому руководству ознакомится с принципом работы повышающе-понижающего преобразователя на примере SEPIC топологии.

#### 2.1. SEPIC преобразователи



Для маломощных схем существует простое решение — применение преобразователя с топологией SEPIC (single-ended primary inductance converter, преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью).

У топологии SEPIC есть следующие преимущества:

не требуется расчёт и изготовление трансформатора;

по сравнению с обратноходовым преобразователем SEPIC создаёт гораздо меньший уровень импульсных помех за счёт меньшего размаха и длительности переходных процессов.

Кроме того, топология SEPIC широко применяется в корректорах коэффициента мощности, где её использование позволяет создавать компактные и эффективные источники, хорошо работающие при больших пиковых входных перегрузках. Источники SEPIC могут отдавать в нагрузку мощность, измеряемую киловаттами, при коэффициенте 0,96 - 0,99 и суммарных гармонических искажениях менее 5%.

### 2.1.1. Архитектура преобразователя SEPIC

Основой преобразователя SEPIC служит схема повышающего преобразователя (в англоязычной литературе такие преобразователи называются boost или step-up). Схема повышающего преобразователя показана на рис. 1.

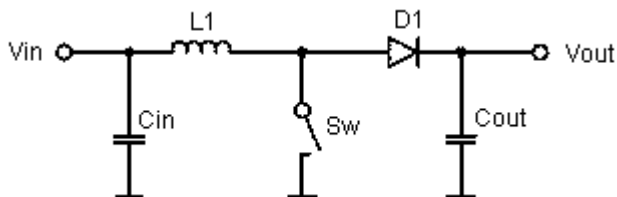


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя

Рабочий цикл повышающего преобразователя состоит из двух частей. В первой части ключ Sw замкнут, и к катушке индуктивности L1 приложено входное напряжение  $U_{in}$ . Через катушку течёт ток, нарастающий с течением времени. Во вто-

рой части цикла ключ Sw размыкается. В соответствии с фундаментальным свойством индуктивности ток через неё не может измениться мгновенно, поэтому он продолжает течь, но уже через диод D1. Выходное напряжение  $U_{out}$  в такой схеме может быть только выше входного напряжения  $U_{in}$ , так как ток, текущий через катушку при разомкнутом ключе Sw, создаёт на ней падение напряжения, положительное относительно  $U_{in}$ .

В схеме SEPIC, показанной на рис. 2, это ограничение устранено при помощи конденсатора  $C_p$ , устанавливаемого между L1 и D1. Очевидно, что он блокирует постоянную составляющую напряжения между входом и выходом. Однако, анод D1 должен быть подключён к определённому потенциалу. Для этого служит вторая индуктивность L2, через которую D1 соединяется с землёй. В зависимости от конкретных требований приложения L2 может быть выполнена отдельно от L1 или намотана на один сердечник с ней. При использовании двух отдельных катушек можно подбирать готовые изделия из каталогов фирм-производителей, что обеспечивает широкий выбор и снижение стоимости. Подобрать готовый трансформатор под конкретные требования сложнее, а применение заказного увеличивает стоимость изделия, но связь между катушками в трансформаторе обеспечивает снижение пульсаций входного напряжения.

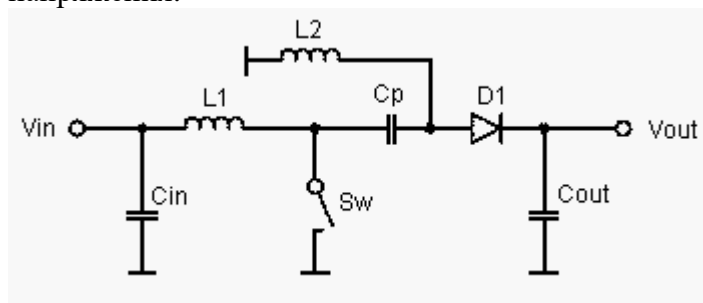


Рис. 2. Схема преобразователя SEPIC

Отметим два преимущества топологии SEPIC перед топологией повышающего преобразователя. Во-первых, разделительный конденсатор защищает вход схемы от короткого замыкания на выходе. И, во вторых, SEPIC удобнее там, где требуется полное отключение нагрузки, так как в повышающем преобразователе при разомкнутом ключе  $Sw$  напряжение на выходе равно входному напряжению минус падение напряжения на диоде.

### 2.1.2. Анализ работы схемы и расчёт параметров компонентов

Несмотря на то, что схема SEPIC состоит из небольшого числа элементов, её аналитическое описание при помощи формул достаточно сложно. Рассмотрим методику расчёта. При относительно небольшом объёме и доступной форме изложения даётся достаточно подробное описание работы схемы, а также приводится расчёт большого числа параметров используемых компонентов.

Для иллюстрации изложения будем использовать рис. 3. Паразитные сопротивления элементов  $L1$ ,  $L2$ ,  $Sw$  и  $Cp$  обозначены на нём соответственно как  $R11$ ,  $R12$ ,  $Rsw$  и  $Rcp$ .

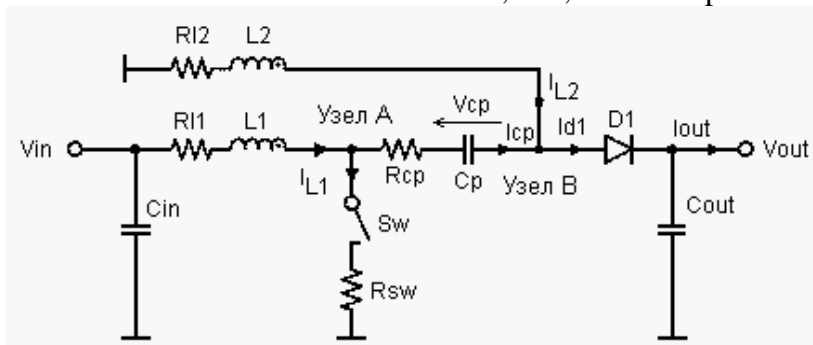


Рис. 3. Схема преобразователя SEPIC с учётом паразитных параметров

Предположим, что значения пульсаций токов и напряжений намного меньше значения постоянной составляющей. Для начала заметим, что в установившемся режиме падения напряжений на катушках L1 и L2 не имеют постоянной составляющей (если пренебречь падениями напряжения на их паразитных сопротивлениях). Поэтому одна из обкладок конденсатора Ср находится под потенциалом Uin (через катушку L1), а другая - под потенциалом земли (через L2). Тогда выражение для среднего напряжения на конденсаторе Ср будет иметь вид

$$(U_{Cp})_{\text{mean}} = U_{\text{in}}. \quad (1)$$

Пусть T - период одного цикла работы преобразователя. Обозначим через  $\alpha$  часть периода T, во время которой ключ Sw замкнут, а через  $1-\alpha$  - оставшуюся часть периода. Так как среднее значение напряжения на катушке L1 в установившемся режиме равно нулю, напряжение на L1 за время  $\alpha T$  (Ton), в течение которого ключ замкнут, полностью компенсируется напряжением за время  $(1-\alpha)T$  (Toff), в течение которого ключ разомкнут:

$$\begin{aligned} \alpha T U_{\text{in}} &= (1-\alpha) T (U_{\text{out}} + U_d + U_{Cp} - U_{\text{in}}) = \\ &= (1-\alpha) T (U_{\text{out}} + U_d), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $U_d$  - прямое падение напряжения на диоде D1 для суммы токов через индуктивности L1 и L2, а  $U_{Cp}$  равно  $U_{\text{in}}$ :

$$(U_{\text{out}} + U_d) / U_{\text{in}} = \alpha / (1-\alpha) = A_i. \quad (3)$$

$A_i$  называется коэффициентом усиления (amplification factor), где буква «i» означает идеальный случай, когда паразитные сопротивления равны нулю. Если пренебречь в первом приближении падением напряжения на диоде  $U_d$ , мы увидим, что отношение  $U_{\text{out}}$  к  $U_{\text{in}}$  может быть как больше, так и мень-

ше 1, в зависимости от величины  $\alpha$  (и они равны, когда  $\alpha = 0,5$ ). Это соотношение демонстрирует отличие топологии SEPIC от классической повышающей или понижающей (step-down) топологии. Более точное выражение для реального коэффициента усиления  $A_a$  учитывает паразитные сопротивления в схеме:

$$A_a = [U_{out} + U_d + I_{out} (A_i R_{cp} + R_{L2})] / [U_{in} - A_i (R_{L1} + R_{SW}) * I_{out} - R_{SW} I_{out}]. \quad (4)$$

Эта формула позволяет вычислить минимальный, типовой и максимальный коэффициенты усиления  $U_{in}$  ( $A_{amin}$ ,  $A_{atur}$  и  $A_{amax}$ ). Формула рекурсивная («А» появляется как в левой, так и в правой части выражения), но несколько итеративных вычислений асимптотически приведут к результату. В выражении не учитываются потери в ключе  $Sw$  и обратный ток диода  $D1$ . Эти потери обычно пренебрежимо малы, особенно, если в качестве  $Sw$  используется быстрый полевой транзистор с изолированным затвором (MOSFET) и размах напряжения на его стоке ( $U_{in} + U_{out} + U_d$ ) лежит в пределах 30 В (типичный предел для современных MOSFET с малыми потерями).

В некоторых случаях следует также учитывать обратный ток диода  $D1$  и потери в сердечнике от большого градиента индукции. Можно экстраполировать соответствующие значения  $\alpha$  из (5.3):

$$\alpha_{xxx} = A_{a_{xxx}} / (1 + A_{a_{xxx}}), \quad (5)$$

где  $_{xxx}$  - минимальный, типовой или максимальный.

Постоянная составляющая тока через  $C_p$  равна нулю. Это означает, что выходной ток течёт только через  $L2$ :

$$I_{out} = I_{L2}. \quad (6)$$

К рассеиваемой мощности L2 не предъявляется жёстких требований, так как средний ток через L2 всегда равен выходному току и не зависит от изменений входного напряжения  $U_{in}$ . Чтобы вычислить ток через L1 ( $I_{L1}$ ), вспомним, что через  $C_p$  не может протекать постоянный ток. Таким образом, заряд, протекающий в то время (интервал  $\alpha T$ ), когда ключ замкнут, полностью уравнивается зарядом, который течёт в то время, когда ключ разомкнут (интервал  $(1-\alpha)T$ ). Когда ключ замкнут, потенциал узла A зафиксирован на уровне 0 В. В соответствии с выражением (5.1), потенциал узла B равен  $-U_{in}$ , что соответствует обратному смещению диода D1. Ток через  $C_p$  есть ток через L2. Когда ключ разомкнут во время  $(1-\alpha)T$ , ток L2 течёт через D1, пока ток L1 течёт через  $C_p$ :  $\alpha T * I_{L2} = (1 - \alpha)T * I_{L1}$ . Зная, что  $I_{L2} = I_{out}$ , запишем:

$$I_{L1} = \alpha_{xxxx} * I_{out}. \quad (7)$$

Так как входная мощность равна выходной мощности, поделенной на КПД,  $I_{L1}$  зависит только от  $U_{in}$ . Для заданной выходной мощности  $I_{L1}$  увеличивается, если уменьшается  $U_{in}$ . Зная, что  $I_{L2}$  (и, следовательно,  $I_{out}$ ) течёт через  $C_p$  во время  $\alpha T$ , мы выберем  $C_p$  так, чтобы пульсации напряжения на нём  $\Delta U_{Cp}$  были намного меньше  $U_{Cp}$  ( $\gamma = 1..5\%$ ). Наихудший случай будет для минимального  $U_{in}$ .

$$C_p \geq I_{out} \cdot \alpha_{min} \cdot T / (\gamma \cdot U_{in_{min}}). \quad (8)$$

Применение высокочастотного контроллера в сочетании с последними достижениями в области создания многослойных керамических конденсаторов (multilayer ceramic capacitors, MLCs) позволяет использовать в качестве  $C_p$  небольшой неполярный конденсатор. При этом необходимо убедиться, что он может рассеивать мощность  $P_{Cp}$ , выделяющуюся на его паразитном внутреннем сопротивлении  $R_{Cp}$ :

$$P_{cp} = A_{amin} \cdot R_{cp} \cdot I_{out}^2. \quad (9)$$

$R_{sw}$ , состоящее обычно из сопротивления сток-исток ключа MOSFET, включённого последовательно с шунтом для ограничения максимального тока, вносит следующие потери:

$$P_{sw} = A_{amin} (1 + A_{amin}) R_{sw} \cdot I_{out}^2. \quad (10)$$

Потери  $P_{r1}$  и  $P_{r2}$  на внутренних сопротивлениях  $L1$  и  $L2$  рассчитываются легко:

$$P_{r1} = A_{amin}^2 R_{l1} I_{out}^2. \quad (11)$$

$$P_{r2} = R_{l2} I_{out}^2. \quad (12)$$

При расчёте потерь на диоде  $D1$  вычислим  $U_d$  для суммы токов  $I_{L1} + I_{L2}$ :

$$P_{D1} = U_d \cdot I_{out}. \quad (13)$$

$L1$  выбирается так, чтобы доля ( $\beta$ ) пульсаций тока в ней ( $\Delta I_{L1}$ ) составляла от 20% до 50% среднего тока  $I_{L1}$ . Наихудший случай для  $\beta$  - когда  $U_{in}$  максимально, потому что  $D I_{L1}$  максимально, когда  $I_{L1}$  минимален. Пусть  $\beta = 0,5$ :

$$L1_{min} = 2 T (1 - \alpha_{max}) U_{in_{max}} / I_{out}. \quad (14)$$

Выберем катушку со стандартным номиналом индуктивности, ближайшим к рассчитанному значению, и убедимся, что её ток насыщения удовлетворяет следующему условию:

$$I_{L1sat} \gg I_{L1} + 0.5 \Delta I_{L1} = A_{amin} I_{out} + 0.5 T \alpha_{min} U_{in_{min}} / L1. \quad (15)$$

Расчёты для L2 аналогичны расчётам для L1:

$$L2_{\min} = 2 T \alpha_{\max} U_{\text{in}_{\max}} / I_{\text{out}}, \quad (16)$$

$$L2_{\text{sat}} \gg IL2 + 0.5 \Delta IL2 = I_{\text{out}} + \\ + 0.5 T \alpha_{\max} U_{\text{in}_{\max}} / L2. \quad (17)$$

Если L1 и L2 намотаны на одном и том же сердечнике, надо выбрать наибольшее из двух значений индуктивности. На один сердечник можно намотать две обмотки с одинаковым числом витков, и, следовательно, с одинаковой индуктивностью. Если же индуктивности будут разными, то напряжения на обмотках будут отличаться, и разница будет замыкаться через  $C_p$ . Этим полезным свойством пользуются в корректорах коэффициента мощности для уменьшения пульсаций сетевого тока за счет энергии в  $C_p$ , то есть при совместной намотке L1 мотают с большим рассеянием относительно сердечника, чем L2 (либо если есть готовый дроссель с одинаковыми обмотками, то L1 искусственно увеличивают).

Если обмотки не отличаются друг от друга, то можно уменьшить стоимость изделия, намотав их вместе за одну операцию.

Выходной конденсатор  $C_{\text{out}}$  должен сглаживать импульсы тока большой величины, поступающие через диод D1 во время  $T_{\text{off}}$ . Поэтому  $C_{\text{out}}$  должен быть высококачественным компонентом, так же, как и в топологии Flyback. К счастью, современные керамические конденсаторы имеют очень низкое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). Минимальная ёмкость  $C_{\text{out}}$  определяется из допустимого значения пульсаций выходного напряжения  $\Delta U_{\text{out}}$ :

$$C_{\text{out}} \geq A_{\text{amin}} I_{\text{out}} \alpha_{\min} T / \Delta U_{\text{out}}. \quad (18)$$

В действительности может потребоваться выходной конденсатор существенно большей ёмкости, особенно, если



ток нагрузки сильно пульсирует. Входной конденсатор может быть очень небольшим благодаря фильтрующим свойствам топологии SEPIC. Обычно  $C_{in}$  может быть в 10 раз меньше  $C_{out}$ :

$$C_{in} = C_{out} / 10. \quad (19)$$

Общий КПД  $\eta$  рассчитан, исходя из  $U_{in}$  и  $A_a$ . Результат, однако, может оказаться слишком оптимистичным, так как он не будет учитывать потери в ключе и в сердечнике:

$$\eta = U_{out} / A_a U_{in}. \quad (20)$$

И, наконец, ключ  $Sw$  и диод  $D1$  должны выбираться так, чтобы их напряжение пробоя было больше соответственно  $U_{ds}$  и  $U_r$ :

$$U_{ds} > 1,15 (U_{out} + U_d + U_{in}). \quad (21)$$

$$U_r > 1,15 (U_{out} + U_{in}). \quad (22)$$

В качестве примера найдём номиналы компонентов для следующего маломощного приложения:  $U_{in_{min}} = 2,7V$ ,  $U_{in_{typ}} = 3,5V$  и  $U_{in_{max}} = 5V$ ,  $U_{out} = 3,8V$ ,  $I_{out} = 0,38A$ ,  $T = 2\mu s$  и  $U_d = 0,4V$ . Округлив полученные значения, получим:  $L1 = L2 = 47 \mu H$ ,  $R_{L1} = R_{L2} = 120 \text{ мОм}$ ,  $R_{sp} = 50 \text{ мОм}$ ,  $R_{sw} = 170 \text{ мОм}$ . На рис. 4 показаны графики токов  $I_{L1}$  и  $I_{L2}$  для разных значений  $U_{in}$ .

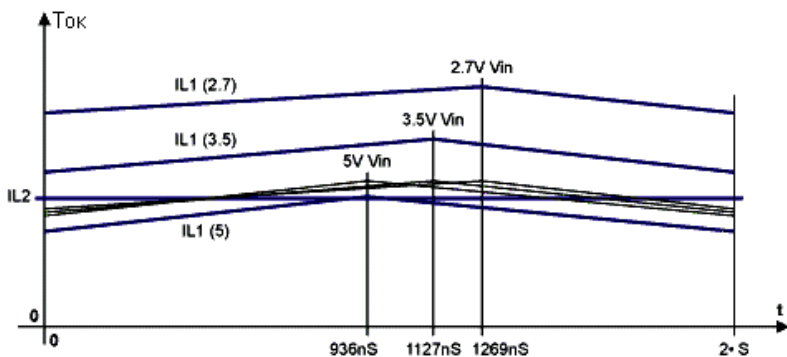


Рис. 4. Графики токов через L1 и L2 (см. рис. 2)

Используя выражение (3), мы сначала рассчитали идеальный коэффициент усиления  $A_i$  для минимального, типового и максимального входного напряжения  $U_{in}$ , получив соответственно 1,555, 1,2 и 0,84. Подставив эти числа в выражение (4), получим более точные коэффициенты  $A_{a_{xxx}}$ , равные 1,735, 1,292 и 0,88 соответственно. И соответствующие коэффициенты заполнения получаются из выражения (5): 0,634, 0,563 и 0,468.

Ток через катушку L2 ( $I_{L2}$ ) равен 0,38А в соответствии с выражением (6), а  $I_{L1}$  изменяется в зависимости от  $U_{in}$ . При помощи формулы (7) мы получили значения  $I_{L1}$ , равные 0,659А, 0,491А и 0,334А для заданных значений входного напряжения.

Из выражения (8) мы получили для заданной величины  $\gamma = 5\%$  минимальную ёмкость  $C_p$ , равную 3,5 мкФ. Расчётное напряжение для  $C_p$  получается из (1). Современные многослойные керамические конденсаторы обеспечивают  $C_p$  до 50 мОм, при этом потери мощности, рассчитанные по формуле (9), составят 12,5 мВт.

Следующие параметры рассчитаны для наихудшего случая, то есть минимального входного напряжения  $U_{in}$ :

ключ с сопротивлением 170 мОм должен рассеивать 116,5 мВт в соответствии с выражением (10), что позволяет использовать транзистор в корпусе SOT23 или даже в ещё меньшем SC70;

выражения (11) и (12) дают потери 52,2 мВт и 17,3 мВт в индуктивностях L1 и L2. При этом надо убедиться, что сечения провода обмотки L1 больше, чем у L2;

рассчитав по формуле (13) рассеиваемую мощность диода D1, равную 152 мВт, мы увидим, что этот диод является главным источником потерь. Поэтому очень важно выбрать диод с малым падением напряжения, если даже не синхронный выпрямитель;

для L1 выражение (14) даёт минимальную индуктивность 28 мкГн, которой с достаточным запасом соответствует стандартный номинал 47 мкГн. Для нормальной работы с таким значением индуктивности выражение (15) предлагает пиковый ток 0,69А;

согласно выражению (16), имеем минимальную индуктивность L2, равную 24,6 мкГн. Здесь тоже можно использовать индуктивность с номиналом 47 мкГн. В соответствии с формулой (17), L2 должна выдерживать пиковый ток 0,43А;

для пульсаций выходного напряжения 38 мВ, согласно выражению 17, ёмкость выходного конденсатора должна быть не менее 22 мкФ. Входной же конденсатор C<sub>in</sub>, согласно (19), должен иметь ёмкость 2,2 мкФ;

несмотря на значительные величины паразитных параметров, выражение (20) предсказывает достаточно неплохой к.п.д. 81% для наихудшего случая, когда входное напряжение минимально. Если учитывать потери на переключение, реальный КПД будет несколько меньше.

### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему понижающего преобразователя, изображенного на рис. 5 в пакете LTspice.

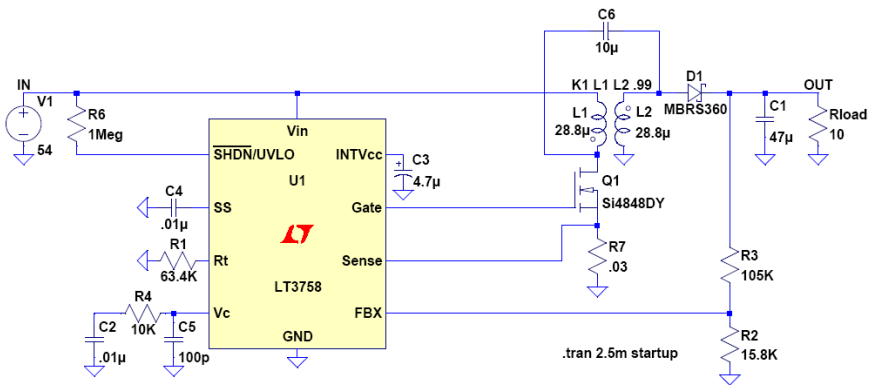


Рис. 5. Принципиальная схема SEPIC преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить напряжение источника V1 10, 20, 30 В и посмотреть как изменяется форма напряжения на аноде D1. Объяснить причину изменения.

3.2.2. Изменить сопротивление нагрузки на 33 и 330 Ом, посмотреть форму напряжения на аноде D1. Объяснить причину изменения формы напряжения.

3.2.3. Изменить номинал резисторов обратной связи R1, R2 на 105 кОм и 15,8 кОм соответственно и посмотреть величину напряжения на выходе источника.

Изменить номинал резисторов R1, R2 на 280 кОм и 20 кОм и посмотреть величину выходного напряжения.

Объяснить причину изменения.

#### 4. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА И КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

4.1. Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- наименование и цель работы;
- распечатку топологии печатной платы.

## Лабораторная работа №4

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

## 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – исследование основных процессов при работе двухтактного преобразователя.

### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении принципа работы двухтактного преобразователя. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе двухтактного преобразователя.

### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

2. Домашнее задание и методические указания по его выполнению

По методическому руководству ознакомится с принципом работы двухтактного преобразователя.

### 2.1. Двухтактный преобразователь

Наибольшее распространение среди двухтактных преобразователей получили три схемы: двухфазная пуш-пульная (push-pull), полумостовая (half-bridge) и мостовая (full-bridge).

Двухфазная схема типа push-pull (рис. 1) состоит из двух ключевых силовых транзисторов VT1 и VT2; трансформатор Т имеет первичную и вторичную обмотки, разделенные на полуобмотки (первичные —  $w_{1.1}$  и  $w_{1.2}$ , вторичные —  $w_{2.1}$  и  $w_{2.2}$ ). К средней точке первичной обмотки трансформатора подключен вывод источника питания ( $U_{in}$ ). Вторичная цепь представляет собой двухфазный двухполупериодный выпрямитель VD1, VD2, а также фильтр пульсаций (в этой схеме элементом фильтра является конденсатор  $C_{out}$ ).

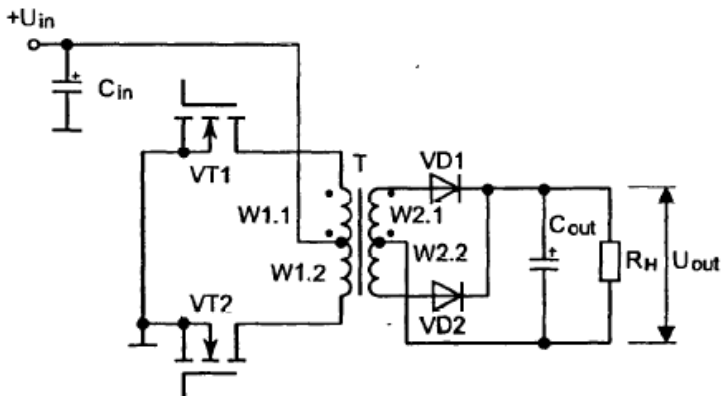


Рис. 1. Базовая схема двухтактного преобразователя

В первом такте (рис. 2, а) транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт, ток течет по полуобмотке  $w_{1.1}$  и трансформируется в полуобмотку  $w_{2.1}$ .

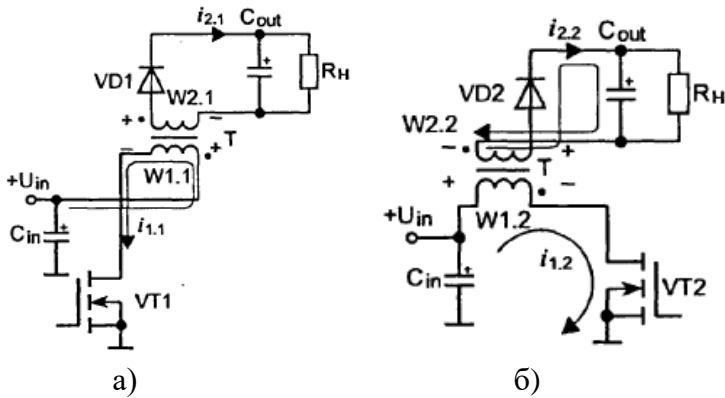


Рис. 2. Такты работы схемы

Диод VD1 открыт и проводит ток, подзаряжая конденсатор  $C_{out}$ . Во втором такте (рис. 2, б) VT1 закрывается и открывается транзистор VT2. Соответственно ток течет по полуобмотке  $w_{1.2}$  и трансформируется в полуобмотку  $w_{2.2}$ . Диод VD1 заперт, диод VD2 проводит ток и подзаряжает конденсатор  $C_{out}$ . Таким образом, передача энергии в нагрузку осуществляется во время обоих тактов.

Вначале предположим, что у нас есть идеальные элементы. То есть транзисторы могут мгновенно переключаться, отсутствует время обратного восстановления диодов, первичная обмотка обладает очень большим значением индуктивности намагничивания. В этих условиях определить зависимость выходного напряжения  $U_{out}$  от входного  $U_{in}$  очень просто. Напряжение первичной обмотки трансформируется во вторичную обмотку без потерь, с коэффициентом трансформации для одной полуобмотки:

$$U_{2.1} = n_1 U_{1.1} \quad (1)$$

и для второй полуобмотки:

$$U_{2.2} = n_2 U_{1.2}. \quad (2)$$

Отсюда коэффициенты трансформации для одной полуобмотки:

$$n_1 = \frac{w_{2.1}}{w_{1.1}} \quad (3)$$

и для второй полуобмотки:

$$n_2 = \frac{w_{2.2}}{w_{1.2}}. \quad (4)$$

Коэффициенты трансформации  $n_1$  и  $n_2$  полагают одинаковыми (обозначается  $n$ ), более того, уравнивают количество витков первичных и вторичных полуобмоток:

$$w_{1.1} = w_{1.2}; \quad w_{2.1} = w_{2.2}. \quad (5)$$

Напряжение на первичной обмотке в режиме замкнутого ключевого транзистора, без учета падения напряжения на транзисторе:

$$U_{2.1} = U_{in} n; \quad U_{1.2} = U_{in} n. \quad (6)$$

Поскольку в схеме имеется двухполупериодный выпрямитель, соотношение между напряжением питания и напряжением на нагрузке определяется из выражения:

$$U_{out} = U_{in} n. \quad (7)$$

Коэффициент заполнения  $D$  и в случае двухтактной схемы определяется отношением открытого состояния ключа к периоду коммутации.



В данном случае мы определяем коэффициент заполнения для одного плеча двухтактной схемы. Итак, очевидно, что  $D$  не может быть более 0,5 даже для идеальной схемы, иначе управляющие импульсы будут накладываться друг на друга.

Определим среднее значение тока нагрузки, учитывая, что передача энергии осуществляется на протяжении обоих полупериодов, а значит, среднее значения напряжения за один такт работы нужно удвоить:

$$U_{\text{out}} = \frac{2}{T} \int_0^T U_{\text{in}} n \cdot dt = 2 \cdot n \cdot D \cdot U_{\text{in}} . \quad (8)$$

Таким образом, регулируя коэффициент заполнения  $D$  в промежутке от 0 до 0,5, можно линейно регулировать напряжение на нагрузке. В реальной схеме ни в коем случае нельзя допускать, чтобы преобразователь работал с  $D = 0,5$ . Типичное значение  $D$  не должно превышать 0,4...0,45. Все дело в том, что используемые элементы не могут обладать идеальными свойствами. Как нам известно, первичная обмотка обладает ограниченной индуктивностью намагничивания  $L_{\mu}$ , которая накапливает энергию:

$$E_{\mu} = 0,5 \cdot L_{\mu} \cdot i_{\mu}^2 . \quad (9)$$

Максимальный ток намагничивания  $i_{\mu}$  (рис. 3) определяется из соотношения:

$$i_{\mu} = \frac{U_n t_{\text{on}}}{L_{\mu}} . \quad (10)$$

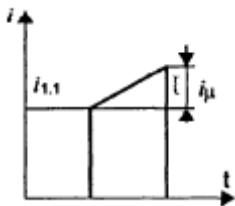


Рис.3. Определение тока намагничивания

Обратимся к рис. 4, на котором показаны дополнительные элементы — разрядные диоды VD3 и VD4. Эти диоды обычно присутствуют в реальных схемах push-пульсных преобразователей. При закрывании транзистора VT1 накопленная в магнитопроводе энергия стремится поддержать ток. Если бы в схеме не было защитного диода VD3, на VT2 возник бы бросок отрицательного напряжения. Способность биполярных транзисторов выдерживать отрицательные броски напряжения невелика (единицы вольт), поэтому разрядный ток  $i_{\mu}$  необходимо замкнуть через диод VD4. Диод практически «накоротко» замыкает обмотку  $w_{1,2}$  и быстро разряжает  $L_{\mu}$ . При разряде выделяется тепловая энергия, учесть которую можно через следующее соотношение:

$$P_{VD} = \frac{U_{in}^2 \cdot D_{max}^2}{2 \cdot L_{\mu} \cdot f} \quad (11)$$

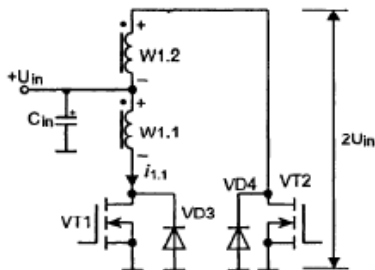


Рис. 4. Коммутационные процессы в преобразователе

При работе пуш-пульного преобразователя разрядные диоды включаются попеременно. Следует также помнить, что в составе транзисторов MOSFET, а также некоторых транзисторов IGBT эти диоды уже есть, поэтому вводить дополнительные элементы нет необходимости.

Вторая неприятность связана с конечным временем восстановления диодов выпрямителя (рис. 5). Представим, что в начальный момент времени диод VD1 проводит ток, а направление действия ЭДС показано на рис. 5, а. При включении транзистора VT1 ЭДС меняет направление (рис. 5, б), открываясь диод VD2.

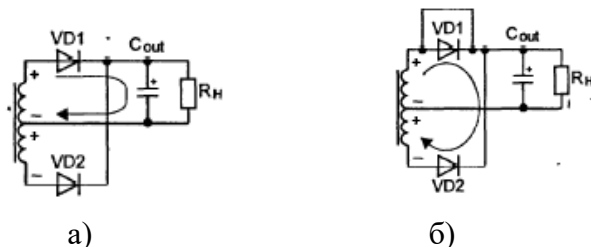


Рис. 5. Восстановление выпрямительных диодов

Но в то же время диод VD1 не может мгновенно закрыться. Поэтому вторичная обмотка оказывается закороченной диодной парой VD1, VD2, что вызывает броски тока в ключевом элементе (это хорошо видно на эквивалентной схеме трансформатора). Форма тока первичной обмотки на совме-

ценном графике при  $D = 0,5$  будет такой, как показано на рис. 6.

Во избежание коммутационных выбросов, во-первых, необходимо вводить паузу между закрытием транзистора VT1 и открытием VT2 не менее чем удвоенное время обратного восстановления диода  $t_{rr}$ . Во-вторых, если есть возможность, лучше отказаться от обычных диодов и применить диоды Шоттки.

Напряжение на закрытом ключевом транзисторе складывается из напряжения питания  $U_{out}$  и ЭДС первичной полуобмотки, которая в данный момент разомкнута. Поскольку коэффициент трансформации этих обмоток равен 1 (обмотки с одинаковым числом витков), перенапряжение на ключевом транзисторе достигает  $2U_{in}$ . Поэтому выбирать транзисторы по допустимому напряжению между силовыми электродами следует из данного условия. Необходимо также учитывать, что ток ключевого транзистора складывается из постоянного тока нагрузки, пересчитанного в первичную цепь, и линейно нарастающего тока намагничивания индуктивности первичной обмотки. Ток имеет трапецеидальную форму (рис. 3).

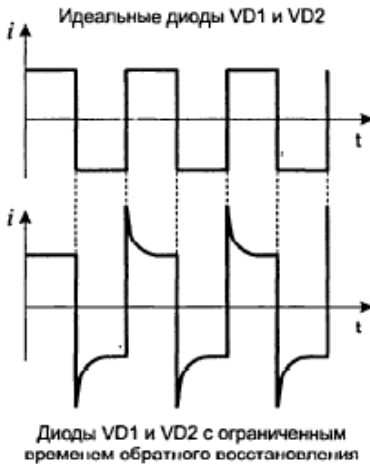


Рис. 6. Характер тока в обмотках трансформатора в случае идеальных и реальных диодов

При определении максимального коэффициента заполнения  $D$  в случае использования полевых транзисторов, которые переключаются достаточно быстро, нужно руководствоваться значением задержки обратного восстановления диодов. Промежуток времени, в течение которого переключение запрещено:

$$\Delta t_{\text{зад}} = 2t_{\text{rr}} . \quad (12)$$

Поправка коэффициента заполнения

$$\Delta \gamma = \frac{2t_{\text{rr}}}{T} = 2t_{\text{rr}} f . \quad (13)$$

Максимальный коэффициент заполнения:

$$D_{\text{max}} = 0,5 - 2t_{\text{rr}} f . \quad (14)$$

При использовании биполярных транзисторов и транзисторов IGBT максимально возможный коэффициент заполнения уменьшается за счет времени выключения и спада этих транзисторов:

$$D_{\text{max}} = 0,5 - (2t_{\text{rr}} + t_{\text{d\_off}} + t_f) \cdot f . \quad (15)$$

Опыт показывает, что коэффициент заполнения не превышает 0,45 в самом благоприятном случае.

Сопrotивление открытого диода и ключевого транзистора отличны от нулевого. Учесть падение напряжения на этих элементах и поправку на коэффициент трансформации можно следующим образом. В открытом состоянии на диодах падает в среднем 0,7... 1,0 В (стандартный диод) либо 0,5...0,6 В (диод Шоттки). Если в качестве ключа используется би-

полярный транзистор или транзистор IGBT, на нем будет падать напряжение  $U_{VT}$  (в режиме насыщения). Типичное значение напряжения насыщения — 0,2...0,5 В. Для транзистора MOSFET напряжение вычисляется исходя из значения сопротивления в открытом состоянии и тока в первичной цепи.

Предварительный расчет основных параметров схемы пуш-пульного конвертора должен определить коэффициент трансформации  $n$  и габаритную мощность трансформатора. Мы уже выяснили, что:

$$U_{out} = 2 \cdot D \cdot n \cdot U_{in} \quad (16)$$

Иначе (с учетом падения напряжения на ключах и выпрямительных диодах):

$$n = \frac{U_{out} + U_{VD}}{2(U_{in} - U_{VT}) \cdot D} \quad (17)$$

где  $U_{in}$  — минимально возможное напряжение питания.

Необходимо также определить минимальное значение коэффициента заполнения, исходя из максимального значения напряжения питания (этот параметр понадобится при определении параметров сглаживающего выходного фильтра):

$$D_{min} = \frac{U_{out} + U_{VD}}{2(U_{in} - U_{VT}) \cdot n} \quad (18)$$

где  $U_{in}$  — максимально возможное напряжение питания.

Теперь можно перейти к определению габаритной мощности трансформатора, которая вычисляется как полусумма мощности, переданной в первичную обмотку и полученной со вторичных обмоток. В случае двухобмоточного трансформато-

ра габаритную мощность можно определить как сумму мощностей нагрузки и мощности, израсходованной на схему управления (если преобразователь построен таким образом, что схема управления питается от этого же трансформатора).

Выбор необходимого магнитопровода для трансформатора осуществляется по формуле для габаритной мощности. По этой формуле необходимо определить произведение  $SS_0$ . Следует отметить, что для двухтактных преобразователей предпочтительнее использовать тороидальные магнитопроводы, поскольку трансформаторы, намотанные на них, получаются наиболее компактными.

Число витков первичной полуобмотки можно найти по следующей формуле, которая представляет собой форму записи закона электромагнитной индукции:

$$w_1 = \frac{D(U_{in} - U_{VT})}{f \cdot B \cdot S}, \quad (19)$$

где  $U_{in}$  — минимальное значение напряжения питания;  
 $D$  — максимальное значение коэффициента заполнения.

Число витков вторичной полуобмотки:

$$w_2 = w_1 n. \quad (20)$$

После этого нужно выбрать необходимый диаметр провода и проверить заполнение окна медью. Если заполнение окажется более 0,5, необходимо взять магнитопровод с большим значением  $S_0$  и пересчитать количество витков.

После расчета трансформатора нужно провести выбор силовых элементов по допустимым значениям токов и напряжений, облегчить при необходимости тепловой режим с помощью теплоотводящих радиаторов.

Очень важный вопрос, который необходимо рассмотреть, — это выбор схемы управления двухтактным импульс-

ным источником. Не так давно все эти схемы приходилось проектировать на дискретных элементах, что рождало достаточно громоздкие и не слишком надежные решения. В последнее время было разработано большое количество специализированных микросхем, в которые включены практически все необходимые узлы. Микросборки, применяющиеся для управления однотактными схемами стабилизаторов и преобразователей, впрямую не годятся для использования в двухтактных схемах, поскольку нужно иметь два парафазных (работающих в противофазе) выхода, управляемых одним генератором. Кроме того, микросхема должна содержать специальный узел для гарантированного ограничения коэффициента заполнения (формирования dead time), чтобы не допустить аварийных ситуаций и сквозных токов. Желательно наличие дополнительных входов защитного отключения.

Широко применяющаяся для управления блоками питания компьютеров типа IBM-PC микросхема TL494 (выпускается фирмой Texas Instruments) подробно описана в литературе. На базе этой микросхемы разработаны и серийно производятся TL594, TL598.



### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему двухтактного преобразователя, изображенного на рис. 7 в пакете LTspice.

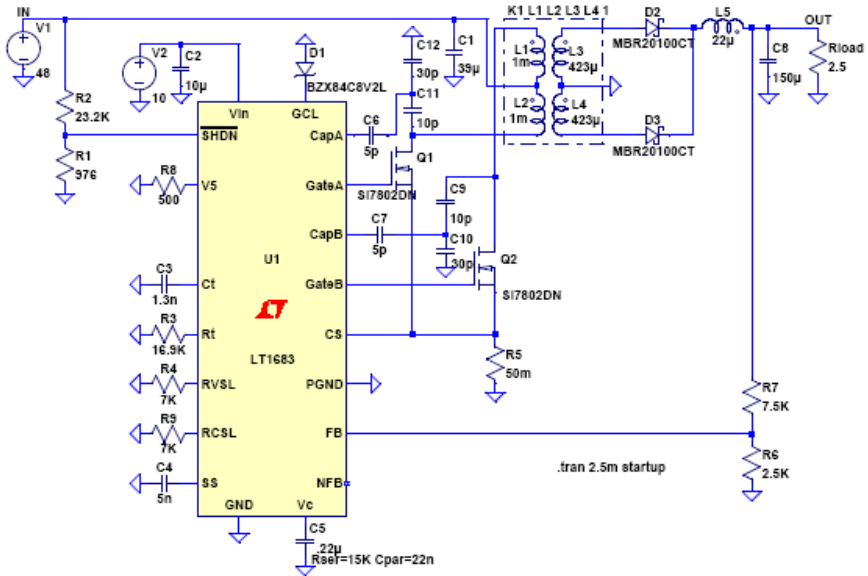


Рис. 7. Схема двухтактного преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить напряжение источника V1 20, 30 В и посмотреть как изменяется форма напряжения на индуктивностях L1, L2. Объяснить причину изменения.

3.2.2. Изменить сопротивление нагрузки на 25 и 250 Ом, посмотреть форму напряжения на индуктивностях L1, L2. Объяснить причину изменения формы напряжения.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
2. М. Браун. Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ. – К.: "МК-Пресс", 2007. – 288 с.
3. Андроков И.К. Проектирование и технология блоков питания мобильных радиостанций: учеб. пособие / И.К. Андроков. - Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2009. 156 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕГО- ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

## МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению лабораторных работ по дисциплине  
«Проектирование вторичных источников питания РЭС»  
для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и  
технология электронных средств»  
(профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных  
средств») всех форм обучения

Составители:

канд. техн. наук И.С. Бобылкин,  
канд. техн. наук А. В. Турецкий.

Компьютерный набор А. В. Турецкого

Подписано к изданию \_\_\_\_\_.

Уч.-изд. л. \_\_\_\_\_.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический  
университет»  
394026 Воронеж, Московский просп., 14