

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

**В. М. Коваленко, И. Л. Свито**

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области  
информатики и радиоэлектроники в качестве пособия  
для специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника»*

Минск БГУИР 2013

УДК 621.314(076.5)

ББК 31.264.5я73

К56

**Р е ц е н з е н т ы:**

кафедра электротехники и систем электропитания учреждения образования  
«Военная академия Республики Беларусь»  
(протокол №9 от 21.05.2012 г.);

доцент кафедры автоматизации производственных процессов  
и электротехники учреждения образования  
«Белорусский государственный технологический университет»,  
кандидат технических наук, доцент И. Ф. Кузьмицкий

**Коваленко, В. М.**

К56

Преобразовательная техника. Лабораторный практикум : пособие /  
В. М. Коваленко, И. Л. Свито. – Минск : БГУИР, 2013. – 78 с. : ил.  
ISBN 978-985-488-933-7.

Пособие предназначено для студентов, изучающих курс «Преобразовательная техника».

Содержит описание восьми лабораторных работ, выполняемых на макетах. Выполнению работ в лаборатории предшествует расчет параметров моделируемых устройств в домашнем задании. Все работы снабжены краткими теоретическими сведениями.

**УДК 621.314(076.5)**

**ББК 31.264.5я73**

**ISBN 978-985-488-933-7**

© Коваленко В. М., Свито И. Л., 2013

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2013

## Содержание

1. Лабораторная работа №1 «Исследование катушки индуктивности с ферромагнитным сердечником» .....	4
2. Лабораторная работа №2 «Исследование выпрямителей».....	12
3. Лабораторная работа №3 «Исследование непрерывных стабилизаторов» .....	21
4. Лабораторная работа №4 «Исследование однотактного широтно-импульсного контроллера» .....	31
5. Лабораторная работа №5 «Исследование двухтактного широтно-импульсного контроллера» .....	40
6. Лабораторная работа №6 «Исследование <i>DC-DC</i> преобразователей без гальванического разделения входа и выхода» .....	48
7. Лабораторная работа №7 «Исследование однотактного обратноходового преобразователя».....	61
8. Лабораторная работа №8 «Исследование полумостового преобразователя» .....	70

Библиотека БГУИР

## Лабораторная работа №1

### Исследование катушки индуктивности с ферромагнитным сердечником

**Цель работы:** экспериментальное определение индуктивности, тока насыщения и индукции насыщения катушки с ферромагнитным сердечником.

#### Основные теоретические положения

Необходимым функциональным узлом для построения устройств преобразовательной техники является дроссель, представляющий собой катушку индуктивности с сердечником из ферромагнитного материала. Важнейшей характеристикой катушки является ее индуктивность  $L$ . Именно индуктивность обладает свойством запасать и отдавать в другие цепи энергию магнитного поля. Наличие ферромагнитного сердечника уменьшает массогабаритные параметры катушки, а также потери в меди из-за уменьшения числа витков. Однако наличие ферромагнитного сердечника придает катушке нелинейные свойства из-за нелинейности кривой намагничивания ферромагнитных материалов.

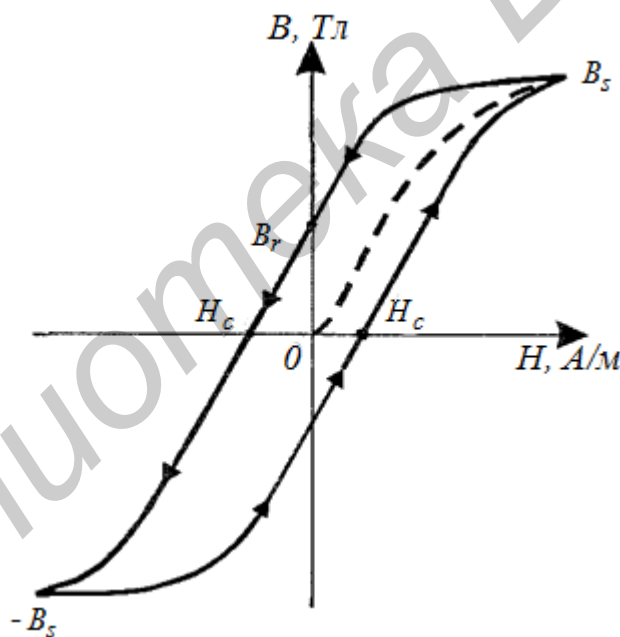


Рис. 1.1. Кривые намагничивания ферромагнитного материала

Кривые намагничивания ферромагнитных материалов приведены на рис. 1.1. Намагничивание предварительно размагниченного ферромагнитного материала проходит по штриховой линии на рис. 1.1, называемой основной кривой намагничивания. Начальный участок зависимости  $B(H)$  практически линеен. В дальнейшем с ростом напряженности магнитного поля  $H$  индукция достигает максимального значения  $B_s$ , называемого индукцией насыщения. При уменьшении напряженности магнитного поля изменение индукции будет проходить по

верхней ветви петли гистерезиса в направлении, указанном стрелкой. При равенстве нулю напряженности индукция примет значение  $B_r$ , называемое остаточной индукцией. Для уменьшения остаточной индукции до нуля необходимо, чтобы напряженность магнитного поля поменяла свой знак и стала равной  $-H_C$ . Значение напряженности магнитного поля  $H_C$ , при которой остаточная индукция становится равной нулю, называется коэрцитивной силой. При дальнейшем увеличении напряженности индукция достигает значения  $-B_s$ .

Перемагничивание ферромагнитного материала от  $-B_s$  до  $B_s$  происходит по нижней ветви петли гистерезиса в направлении, указанном стрелками на рис. 1.1. Таким образом, полный цикл перемагничивания ферромагнетика происходит по петле гистерезиса. Если максимальные значения напряженности магнитного поля  $H$  таковы, что индукция достигает насыщения, перемагничивание происходит по предельной петле гистерезиса. При меньших значениях напряженности индукция не достигает своего максимального значения и перемагничивание проходит по петле гистерезиса, расположенной внутри предельной петли. Площадь петли гистерезиса характеризует потери на перемагничивание и вихревые токи.

При проектировании дросселей для устройств преобразовательной техники стремятся исключить насыщение ферромагнитного сердечника и выбирают максимальное значение индукции  $B_{\max}$  меньше индукции насыщения  $B_s$ .

Индукция и напряженность магнитного поля связаны выражением

$$B = \mu \mu_0 H, \quad (1.1)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная проницаемость вакуума;

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость, показывающая, во сколько раз магнитная проницаемость ферромагнетика больше  $\mu_0$ . Относительная магнитная проницаемость  $\mu$  зависит от соотношения  $B$  и  $H$ . При достижении насыщения  $\mu$  резко уменьшается.

Для расчета индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником воспользуемся ее схематичным изображением на рис. 1.2. Сердечник катушки представляет кольцо с наружным диаметром  $D$ , внутренним диаметром  $d$  и высотой  $h$ . Штриховой линией показана средняя длина сердечника  $l_{\text{ср}}$  и площадь поперечного сечения  $S$ . Из рис. 1.2 следует  $l_{\text{ср}} = (D+d)\pi/2$  и  $S = (D-d)h/2$ . На сердечнике намотана катушка, содержащая  $w$  витков. К ней приложено напряжение  $U$ , под воздействием которого протекает намагничивающий ток  $I$ .

Из определения потокосцепления следует

$$L = \frac{w \cdot \Phi}{I}, \quad (1.2)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток в сердечнике.

Из уравнения для однородной магнитной цепи

$$H \cdot l_{\text{cp}} = I \cdot w \quad (1.3)$$

выразим ток и подставим в уравнение (1.2):

$$L = \frac{\Phi \cdot w^2}{H \cdot l_{\text{cp}}}. \quad (1.4)$$

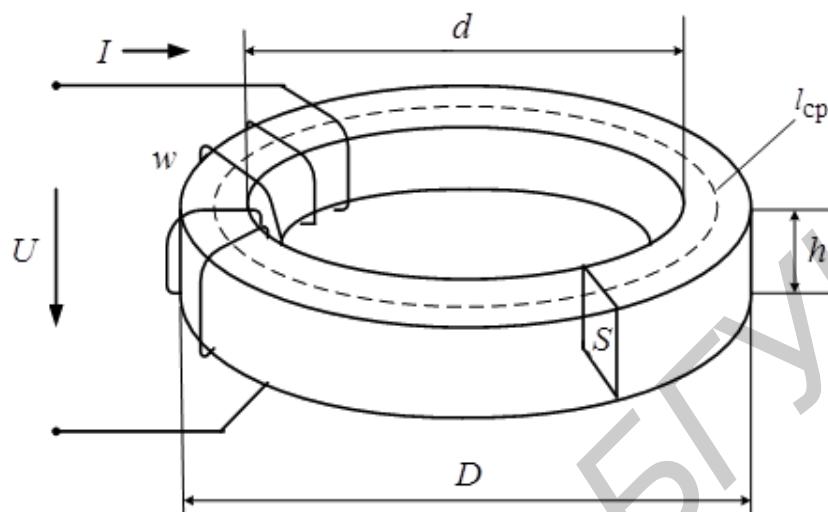


Рис. 1.2. К расчету индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником

Так как  $\Phi = B \cdot S$ , с учетом выражения (1.1) получим

$$L = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot S \cdot w^2}{l_{\text{cp}}}. \quad (1.5)$$

Таким образом, для расчета индуктивности необходимо знать размеры сердечника, его относительную магнитную проницаемость и число витков катушки. Следует заметить, что площадь поперечного сечения  $S$  и эффективная длина  $l_{\text{cp}}$  для любых типов сердечников приводятся в справочной информации фирм-производителей магнитных материалов.

Выражение (1.5) может быть записано в виде

$$L = A_L w^2, \quad (1.6)$$

где  $A_L = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot S}{l_{\text{cp}}}$  – коэффициент индуктивности, равный индуктивности катушки, состоящей из одного витка на заданном сердечнике. Коэффициент индуктивности учитывает геометрические размеры и магнитные свойства сердечника. Фирмы-производители магнитных материалов в справочной информации приводят значения  $A_L$  для всей номенклатуры выпускаемых изделий. Знание  $A_L$  упрощает расчет индуктивности и сводит его к вычислению по формуле (1.6), из которой можно получить выражение для расчета числа витков катушки по заданной индуктивности:

$$w = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (1.7)$$

Максимальный допустимый ток в дросселе  $I_{\max}$ , не вызывающий насыщения сердечника, получим из уравнения (1.3) с учетом выражений (1.1) и (1.5):

$$I_{\max} = B_{\max} \sqrt{\frac{V}{\mu \cdot \mu_0 \cdot L}}, \quad (1.8)$$

где  $V = S l_{\text{ср}}$  – объем сердечника;

$B_{\max}$  – максимальная индукция, не превышающая индукцию насыщения  $B_s$  для материала сердечника.

Следует заметить, что рассчитанные по выражениям (1.6)–(1.8) параметры носят оценочный характер, т. к. при расчете не учитывалась нелинейная зависимость  $\mu$  и  $B$  от  $H$ . Кроме того реальные параметры магнитного материала в силу разных причин могут отличаться от справочных данных. Также в инженерной практике могут возникать ситуации, связанные с определением рассмотренных выше параметров для магнитных материалов с неизвестными заранее значениями. В этом случае  $L$ ,  $I_{\max}$  и  $B_{\max}$  можно определить экспериментально. Для этого на катушку индуктивности подают серию прямоугольных импульсов определенной амплитуды  $U_0$  с переменной длительностью  $t_{\text{и}}$  и регистрируют закон изменения тока. До наступления насыщения сердечника зависимость тока от длительности импульса линейна:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_{\text{и}}} U_0 dt = \frac{U_0 \cdot t_{\text{и}}}{L}. \quad (1.9)$$

Следовательно, индуктивность может быть определена как

$$L = \frac{U_0 \cdot t_{\text{и}}}{i_L}. \quad (1.10)$$

При достижении насыщения происходит резкое уменьшение магнитной проницаемости сердечника, что в свою очередь уменьшает индуктивность катушки и, согласно формуле (1.9), приводит к резкому нелинейному возрастанию тока. Значение, которого достигает ток перед его резким возрастанием, и есть максимально допустимый ток  $I_{\max}$ . Максимальное значение индукции при этом может быть определено из формулы (1.8):

$$B_{\max} = I_{\max} \sqrt{\frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot L}{V}}. \quad (1.11)$$

Если полярность приложенного к дросселю напряжения периодически меняет знак, индукция в нем меняется в диапазоне от  $-B_{\max}$  до  $B_{\max}$ . Таким образом, размах индукции составляет  $\Delta B_2 = 2B_{\max}$ .

Перемагничивание сердечника однополярными импульсами происходит по петле гистерезиса, изображенной на рис. 1.3. Индукция в сердечнике меняется в пределах от  $B_{\max} < B_s$  до  $B_r$ , и размах индукции составляет  $\Delta B_1 = B_{\max} - B_r$ , что

значительно меньше, чем  $\Delta B_2$ . Это приводит к нерациональному использованию возможностей сердечника и увеличивает массогабаритные параметры дросселя.

Увеличить размах индукции  $\Delta B_1$  в условиях перемагничивания сердечника однополярными токами можно за счет уменьшения остаточной индукции  $B_r$ .

Этого можно добиться введением воздушного зазора  $\delta$  в сечение сердечника. Тогда средняя длина  $l_{cp}$  будет складываться из длины магнитного материала сердечника  $l_0$  и длины воздушного зазора  $l_{cp} = l_0 + \delta$ . Уравнение (1.3) при наличии воздушного зазора примет вид

$$H_0 \cdot l_0 + H_\delta \cdot \delta = I \cdot w, \quad (1.12)$$

где  $H_0$  – напряженность магнитного поля в сердечнике;

$H_\delta$  – напряженность магнитного поля в воздушном зазоре.

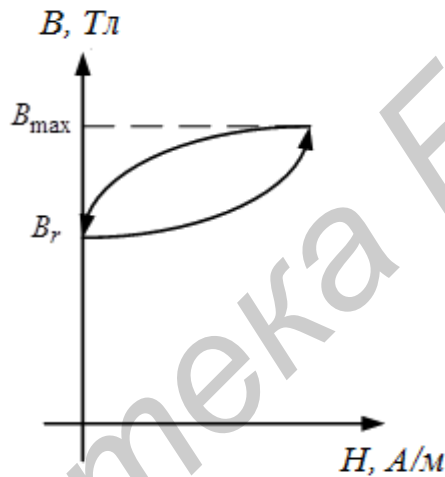


Рис. 1.3. Перемагничивание сердечника однополярными импульсами

С учетом формулы (1.1) выражение (1.12) примет вид

$$\frac{B}{\mu \cdot \mu_0} \cdot l_0 + \frac{B}{\mu_0} \cdot \delta = I \cdot w.$$

Преобразуем последнее выражение к виду

$$\frac{B \cdot l_0}{\mu_0} \cdot \left( \frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l_0} \right) = I \cdot w. \quad (1.13)$$

Учитывая, что  $1/\mu \ll \delta/l_0$ , уравнение (1.13) можно записать в виде:

$$\frac{B \cdot l_0}{\mu_0 \cdot \mu_C} \approx I \cdot w, \quad (1.14)$$

где  $\mu_C = l_0/\delta$  – эквивалентная магнитная проницаемость сердечника с воздушным зазором. При этом можно принять  $l_0 \approx l_{cp}$ , так как обычно  $\delta \ll l_0$ . Макси-



мальный ток дросселя с зазором с учетом уравнения (1.14) определится выражением

$$I_{\max} \approx \frac{B_{\max} \cdot \delta}{\mu_0 \cdot w}. \quad (1.15)$$

Введение воздушного зазора приводит к деформации исходной петли гистерезиса в направлении, указанном на рис. 1.4 стрелками.

При этом индукция насыщения  $B_s$  остается неизменной, а остаточная индукция  $B_r$  уменьшается до значения  $B_{r1}$ . Степень деформации петли зависит от величины воздушного зазора  $\delta$ .

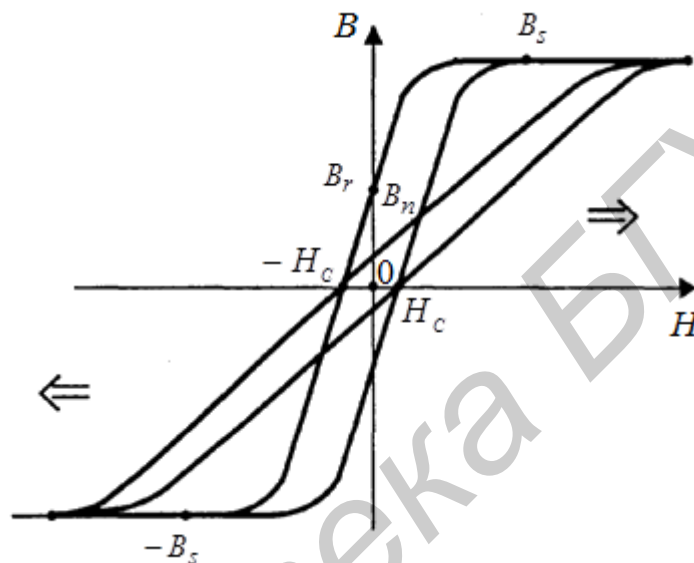


Рис. 1.4. Влияние воздушного зазора на величину остаточной индукции

### Описание лабораторного макета

Схема лабораторного макета представлена на рис. 1.5.

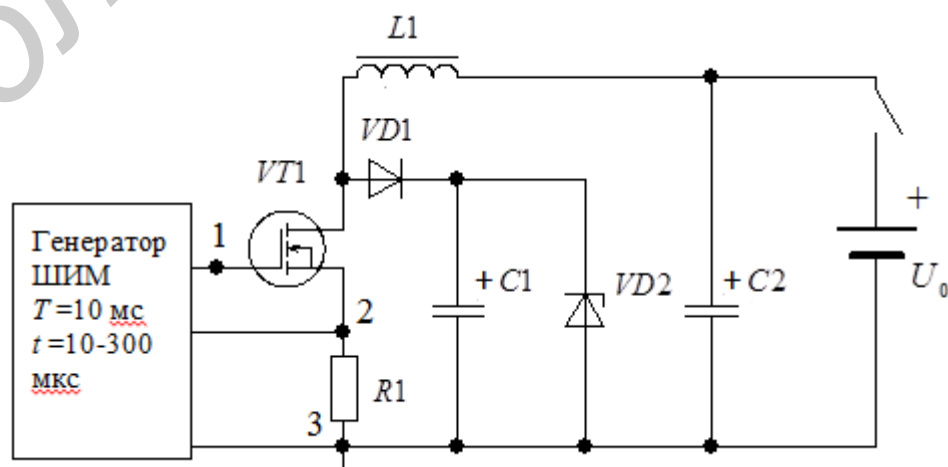


Рис. 1.5. Схема лабораторного макета

Исследуемая катушка, обозначенная на схеме  $L1$ , через полевой транзистор с изолированным затвором  $VT1$  подключена к источнику постоянного напряжения  $U_0$ . Время включенного состояния транзистора задается генератором широтно-модулированных импульсов с периодом следования  $T = 10$  мс. Ширина импульсов может изменяться в пределах от 10 до 300 мкс. За время действия импульса ток в катушке меняется по линейному закону. Происходит накопление энергии в индуктивности. В цепи истока транзистора включен резистор  $R1 = 0,1$  Ом, служащий датчиком тока. С него снимается осциллограмма тока и одновременно обеспечивается токовая защита транзистора, ограничивающая длительность импульса до безопасной величины. После запираения транзистора энергия, накопленная в индуктивности, поглощается цепью, состоящей из конденсатора  $C1$  и диодов  $VD1$  и  $VD2$ . Конденсатор  $C2$  усредняет нагрузку на источник напряжения  $U_0$ .

### Домашнее задание

1. Изучить разделы «Магнитные материалы и сердечники», «Дроссели» и основные теоретические положения, изложенные выше.

2. В соответствии с вариантом произвести расчет индуктивности катушки с ферритовым сердечником, имеющим воздушный зазор, по выражению (1.6) и максимально допустимого тока через катушку по выражению (1.15).

Исходные данные для расчета приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7
Число витков	101	92	84	78	72	67	63

Для всех вариантов ферритовый сердечник EPCOS ETD 39/20/13 из материала N87 имеет следующие параметры:  $A_L = 196$  нГн,  $l_{cp} = 92,2$  мм,  $\delta = 1$  мм,  $\mu_C = 115$ ,  $V = 11500$  мм<sup>3</sup>. При расчетах принять значение  $B_{max} = 0,45$  Тл.

### Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.  
 2. Включить источник питания макета  $U_0$  и измерить вольтметром его напряжение.

3. Включить генератор прямоугольных импульсов, установив при этом минимальную длительность импульса, что соответствует крайнему левому положению регулятора длительности.

4. Снять осциллограмму импульсов (точки 1 и 3) на затворе полевого транзистора.

5. Подключить осциллограф параллельно сопротивлению  $R1$  (точки 2 и 3) и, увеличивая длительность импульса, следить за изменением тока в катушке. Наблюдать линейно нарастающий ток.

6. Зафиксировать момент начала нелинейного изменения тока. Зарисовать осциллограмму изменения тока. Измерить в этот момент длительность импульса и напряжение на сопротивлении  $R1$ . По напряжению на сопротивлении определить значение тока в катушке  $I_{\max}$ , при котором наступает насыщение. Сравнить полученное значение тока с рассчитанным в домашнем задании значением.

7. По выражению (1.10) определить индуктивность катушки. Сравнить расчетное и экспериментальное значения индуктивности.

8. Используя выражение (1.15) и экспериментально полученное значение  $I_{\max}$ , определить индукцию насыщения.

### Основные вопросы к работе

1. Как рассчитывается индуктивность катушки с ферромагнитным сердечником?

2. От чего зависит индуктивность катушки?

3. Что такое коэффициент индуктивности  $A_L$  и как он определяется?

4. Что такое остаточная индукция и как она влияет на свойства дросселя?

5. Как определяется максимальный ток катушки с сердечником?

6. Для чего необходим воздушный зазор в магнитопроводе?

7. Как рассчитывается индуктивность катушки с воздушным зазором в сердечнике?

8. Как определить необходимое число витков катушки по заданной индуктивности?

9. Как экспериментально найти значение  $A_L$  катушки при неизвестных характеристиках ферромагнитного сердечника?

### Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 51–89.

2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника : от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. С. 15–70.

## Лабораторная работа №2

### Исследование выпрямителей

**Цель работы:** экспериментальное исследование различных схем выпрямителей при работе на емкостный фильтр.

#### Основные теоретические положения

Выпрямители совместно со сглаживающими фильтрами находят самое широкое применение во всех классах современных преобразующих устройств. Они предназначены для преобразования переменного тока в постоянный. Функциональная схема выпрямительного устройства приведена на рис. 2.1.

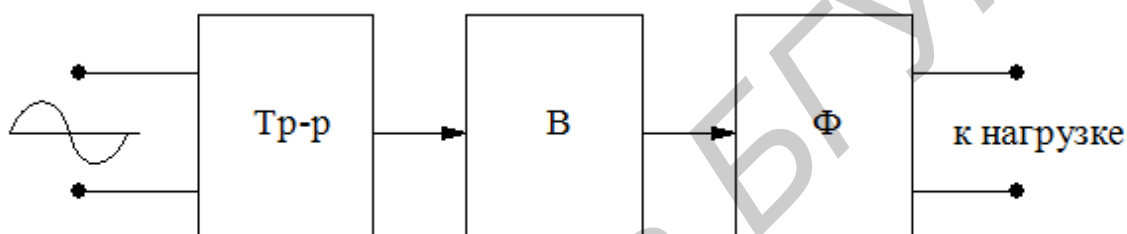


Рис. 2.1. Функциональная схема выпрямительного устройства

Трансформатор (Тр-р) служит для гальванического разделения источника синусоидального напряжения и нагрузки, а также для преобразования его напряжения до необходимого уровня. Выпрямитель (В) содержит диоды и является основным узлом выпрямительного устройства. Он может быть выполнен по различным схемам. Сглаживающий фильтр (Ф) предназначен для снижения пульсаций. В его качестве чаще всего на практике применяется емкостный фильтр. Основные схемы выпрямителей представлены на рис. 2.2, а–е.

На рис. 2.2, а представлена схема однополупериодного выпрямителя. Диод в такой схеме проводит ток только в течение одного полупериода каждого периода входного напряжения.

На рис. 2.2, б представлена схема двухполупериодного выпрямителя со средним выводом вторичной обмотки трансформатора. Каждый из диодов этой схемы проводит ток в течение одного полупериода входного напряжения поочередно.

Однофазная мостовая схема выпрямителя представлена на рис. 2.2, в. По сравнению с предыдущей схемой в ней в два раза больше диодов, но требуется в два раза меньшее напряжение вторичной обмотки трансформатора для получения одинакового выходного напряжения.

Сочетание схем выпрямителей на рис. 2.2, б, в позволяет получить схему двухполярного выпрямителя, представленного на рис. 2.2, д. Выходные напряжения в этой схеме по отношению к общей точке сопротивлений имеют одинаковую величину, но разную полярность.

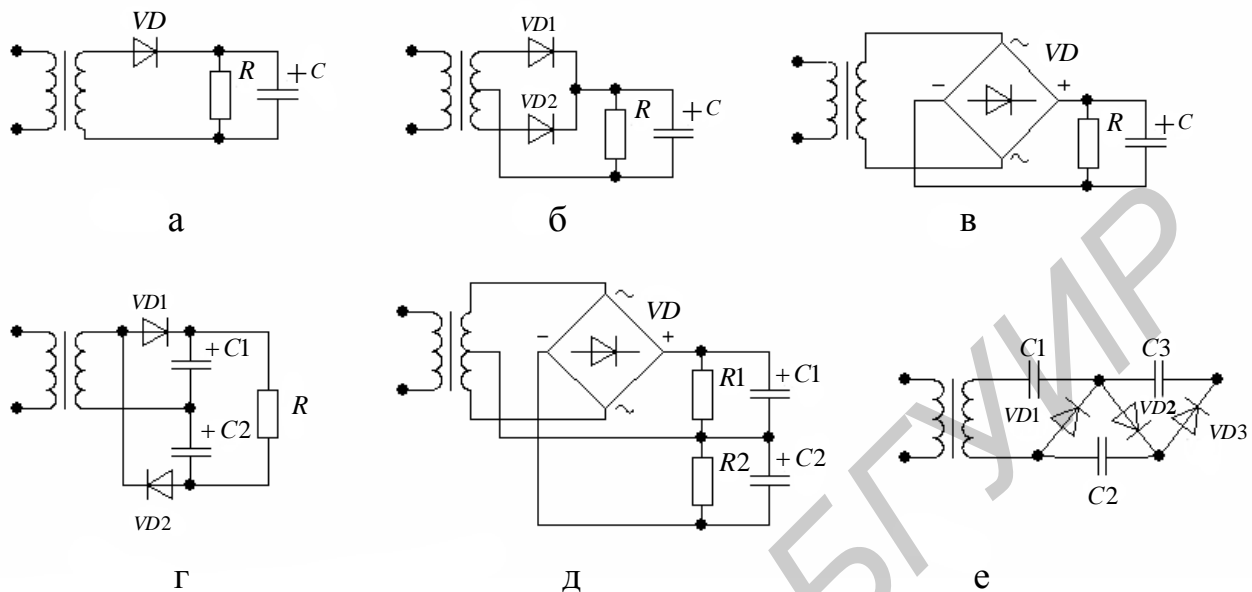


Рис. 2.2. Схемы выпрямителей с емкостным фильтром

Выпрямители в сочетании с емкостными фильтрами позволяют построить схемы умножения напряжения. На рис. 2.2, г представлена симметричная схема удвоения напряжения, представляющая собой последовательное соединение двух однополупериодных выпрямителей. На рис. 2.2, е приведена схема утроения напряжения.

Выпрямительные диоды обладают нелинейными вольт-амперными характеристиками. При анализе выпрямительных схем пользуются различными видами аппроксимации характеристик диода. Наиболее простой способ аппроксимации – представление диода в виде идеального ключа. В этом случае предполагается, что диод имеет нулевое сопротивление в проводящем состоянии и бесконечно большое сопротивление в запертом состоянии. Диаграммы напряжений и токов однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей, состоящих из идеальных диодов, при отсутствии фильтра приведены на рис. 2.3, а–в. Трансформатор также предполагается идеальным. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора, которое является входным напряжением выпрямителя, изображено на рис. 2.3, а. Период входного напряжения равен  $T$ . На рис. 2.3, б изображены напряжение и ток в активной нагрузке однополупериодного выпрямителя. Напряжение и ток в нагрузке принимают отличные от нуля значения в течение только положительного полупериода входного напряжения. На рис. 2.3, в изображено напряжение и ток в активной нагрузке двухполупериодного выпрямителя. Преобразованные к однополярным напряжение и ток нагрузки в этом случае присутствуют в каждом полупериоде. Кривые напряжения  $u_H$  и тока  $i_H$  в сопротивлении нагрузки  $R$  для обоих типов выпря-

мителей совпадают по форме. Напряжение и ток представляют собой периодические несинусоидальные функции времени и могут быть разложены в ряд Фурье.

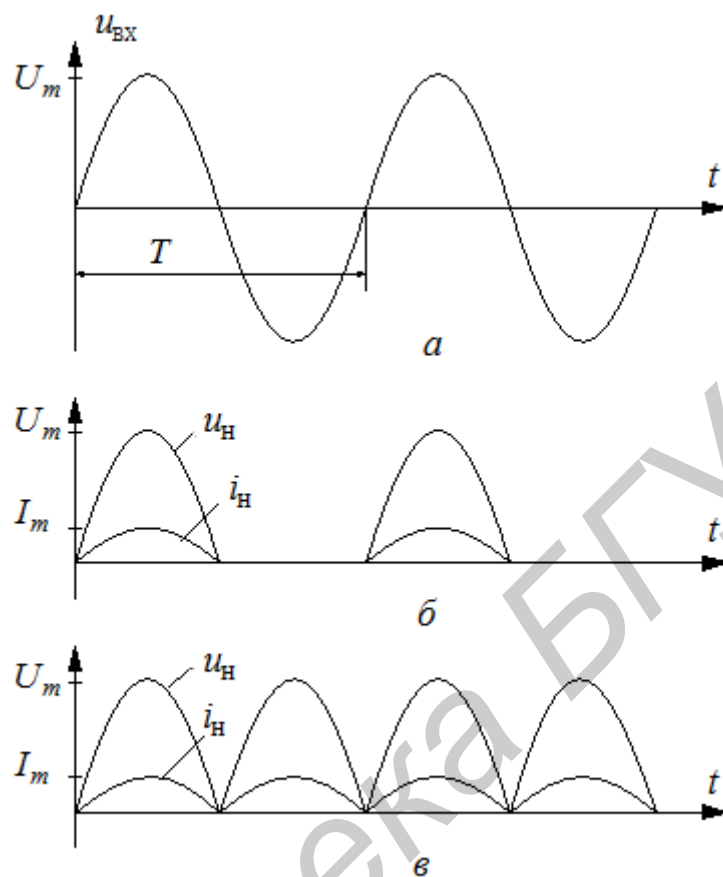


Рис. 2.3. Диаграммы напряжений и токов однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей

Качество работы выпрямителя может быть оценено по коэффициенту пульсаций выходного напряжения. Коэффициент пульсаций  $k_{\text{п}}$  определяется как отношение амплитуды основной гармоники выходного напряжения выпрямителя к его среднему значению:

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{1m}}{U_0}. \quad (2.1)$$

Для однополупериодного выпрямителя амплитуда первой гармоники напряжения на нагрузке равна  $U_{1m} = U_m/2$ , а среднее значение напряжения на нагрузке равно  $U_0 = U_m/\pi$ . Тогда коэффициент пульсаций для однополупериодного выпрямителя согласно выражению (2.1) будет равен  $k_{\text{п}} = \pi/2 \approx 1,57$ . Таким образом, амплитуда переменной составляющей на нагрузке однополупериодного выпрямителя превосходит постоянную составляющую более чем в 1,5 раза и о качестве выпрямленного напряжения говорить не приходится.

Для двухполупериодного выпрямителя амплитуда первой гармоники напряжения на нагрузке равна  $U_{1m} = 4U_m / 3\pi$ , а среднее значение напряжения на нагрузке равно  $U_0 = 2U_m / \pi$ . Тогда коэффициент пульсаций для двухполупериодного выпрямителя согласно выражению (2.1) будет равен  $k_{\Pi} = 2/3 \approx 0,67$ . Коэффициент пульсаций двухполупериодного выпрямителя значительно снизился по сравнению с однополупериодным выпрямителем, однако остается достаточно высоким.

Коэффициенты пульсаций для обоих типов выпрямителей были получены при условии использования идеальных диодов. Для более точного анализа необходимо учитывать падение напряжения на диодах в проводящем состоянии, которое составляет для германиевых диодов от 0,2 до 0,4 В, и для кремниевых диодов – от 0,5 до 0,8 В. Кроме того, необходимо учитывать, что в однополупериодных выпрямителях нагрузка подключается к трансформатору через один диод, а в мостовых выпрямителях – через два диода, что соответствующим образом уменьшает напряжение на нагрузке. Необходимо также учитывать падение напряжения на внутреннем сопротивлении обмотки трансформатора, к которой подключен выпрямитель. С учетом сказанного амплитуда напряжения на нагрузке  $U_{\text{НМ}}$  для однополупериодного выпрямителя будет равна

$$U_{\text{НМ}} = U_{\text{ХХМ}} - U_{\text{ДМ}} - I_{\text{НМ}} R_{\text{ВН}}, \quad (2.2)$$

а для мостового выпрямителя

$$U_{\text{НМ}} = U_{\text{ХХМ}} - 2U_{\text{ДМ}} - I_{\text{НМ}} R_{\text{ВН}}, \quad (2.3)$$

где  $U_{\text{ХХМ}}$  – амплитуда напряжения холостого хода на обмотке трансформатора, к которой подключен выпрямитель;

$U_{\text{ДМ}}$  – амплитуда падения напряжения на открытом диоде;

$I_{\text{НМ}}$  – амплитуда тока в нагрузке;

$R_{\text{ВН}}$  – внутреннее сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

Уменьшение амплитуды напряжения на нагрузке, рассмотренное выше, следует принимать во внимание при малых значениях выпрямленного напряжения. Если напряжение выпрямителя значительно превышает напряжения на открытом диоде и на внутреннем сопротивлении обмотки трансформатора, то ими можно пренебречь.

Существенное уменьшение коэффициента пульсаций обеспечивают сглаживающие фильтры, включаемые между выпрямителем и нагрузкой. Самым простым и широко распространенным является емкостный фильтр. На рис. 2.4 приведены диаграммы напряжений и токов однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром, представленного на рис. 2.2, а. Положительные полупериоды входного напряжения в режиме холостого хода заряжают конденсатор практически до амплитудного значения. Диод находится в проводящем состоянии на интервалах времени, когда мгновенное значение входного

напряжения превышает напряжение на нагрузке. На этих интервалах протекает ток через диод  $i_D$ , заряжающий конденсатор.

После того как мгновенное значение входного напряжения становится меньше напряжения на конденсаторе, диод запирается, и конденсатор начинает разряжаться через сопротивление нагрузки  $R_H$ .

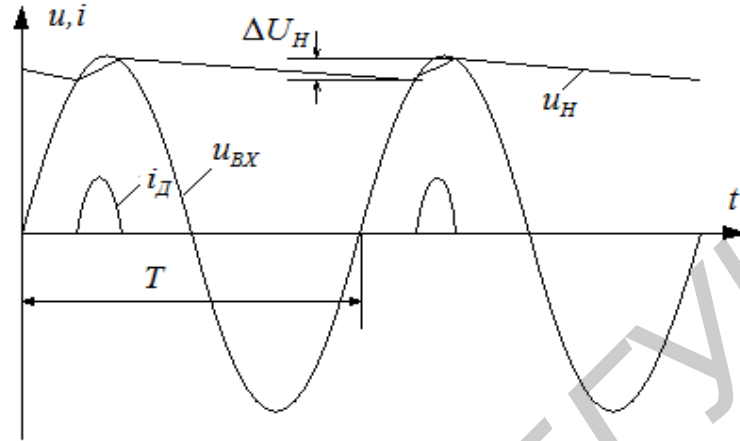


Рис. 2.4. Диаграммы напряжений и токов однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

Из теории электрических цепей известно, что разряд конденсатора на активное сопротивление происходит по экспоненциальному закону. Однако, учитывая, что емкость фильтра выбирается из условия

$$\tau = R_H C \gg T, \quad (2.4)$$

можно считать, что уменьшение напряжения на конденсаторе фильтра происходит по линейному закону. Тогда величина пульсаций напряжения на нагрузке  $\Delta U_H$  определится приближенным выражением

$$\Delta U_H \approx I_H T / C. \quad (2.5)$$

Выразив период входного напряжения  $T$  через частоту  $f$ , и ток нагрузки  $I_H$  через напряжение нагрузки  $U_H$  и сопротивление нагрузки  $R_H$  соотношение (2.5) запишем в виде

$$\Delta U_H \approx U_H / (C \cdot f \cdot R_H). \quad (2.6)$$

Таким образом, двойная амплитуда пульсаций  $\Delta U_H$  обратно пропорциональна частоте, емкости конденсатора и сопротивлению нагрузки.

У двухполупериодных или мостовых выпрямителей заряд конденсатора фильтра происходит в каждом полупериоде. Диаграммы напряжений и токов для этого случая приведены на рис. 2.5.

Очевидно, время, в течение которого происходит разряд конденсатора, сокращается вдвое и равно приблизительно половине периода входного напряжения выпрямителя. Тогда двойную амплитуду пульсаций напряжения  $\Delta U_H$  на конденсаторе фильтра можно получить из выражения (2.6), удвоив частоту:

$$\Delta U_H \approx U_H / (2 \cdot C \cdot f \cdot R_H). \quad (2.7)$$



Как следует из уравнения (2.7), двойная амплитуда пульсаций на конденсаторе фильтра, при прочих равных условиях, у двухполупериодного и мостового выпрямителей в два раза меньше, чем у однополупериодного.

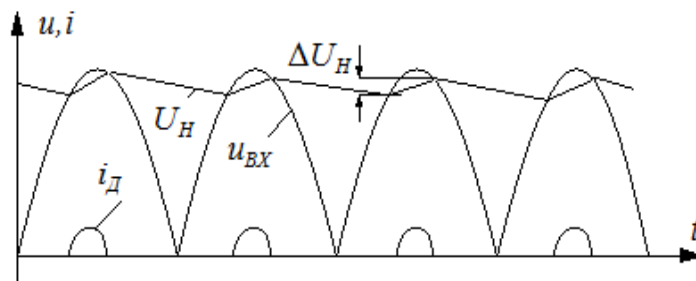


Рис. 2.5. Диаграммы напряжений и токов двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование выпрямителей» выполнен в виде двух панелей (левой и правой), установленных на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. Здесь находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

На левой панели расположены однополупериодный, двухполупериодный и мостовой выпрямители. На правой панели – выпрямитель для двухполярного источника, схемы удвоения и утроения напряжения.

Каждый из выпрямителей лабораторного макета подключается к трансформатору своим включателем. О подключении свидетельствует световой индикатор возле каждой схемы. Макет не допускает одновременного подключения двух выпрямителей.

В качестве фильтров во всех выпрямителях, кроме схемы утроения, используется набор из двух конденсаторов. В качестве нагрузок – набор двух резисторов. Конденсаторы и резисторы могут быть включены как поочередно, так и вместе – параллельно.

### Домашнее задание

1. Изучить разделы «AC-DC преобразователи», «Выпрямители на неуправляемых диодах и сглаживающие фильтры» и основные положения, изложенные выше.

2. В соответствии с вариантом по выражениям (2.6) и (2.7) для всех видов выпрямителей произвести расчет двойной амплитуды пульсаций напряжения

на нагрузке для случая наибольшей постоянной времени цепи. Для этого выбрать наибольшее из сопротивлений нагрузки и емкость двух параллельно включенных конденсаторов фильтра. Сопоставить найденную постоянную времени цепи  $\tau$  с периодом входного напряжения выпрямителя.

В табл. 2.1 указаны номинальные значения конденсаторов фильтров, сопротивлений нагрузки и напряжений для левой панели лабораторного макета.

Таблица 2.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$C1$ , мкФ	22	22	10	10	22	22	10
$C2$ , мкФ	47	47	22	22	47	47	22
$R1$ , Ом	300	560	910	1300	300	560	910
$R2$ , Ом	680	910	1800	1800	680	910	1800
$U_{xx}$ , В	10,4	13,8	17,1	20,8	10,5	13,9	17,3

В табл. 2.2 указаны номинальные значения конденсаторов фильтров, сопротивлений нагрузки и напряжений для правой панели лабораторного макета.

Таблица 2.2

Вариант		$C1$	$C2$	$C3$	$C4$	$R1$	$R2$	$R3$	$R4$	$U_{12}$	$U_{23}$
1	а	22	22	47	47	300	300	680	680	10,4	10,4
	б	47	47	47						3,4	
	в	47	47			560	560	910	910	7	
2	а	22	22	47	47	560	560	910	910	13,8	13,8
	б	47	47	47						3,4	
	в	47	47			910	910	1800	1800	10,4	
3	а	10	10	22	22	910	910	1800	1800	17,1	17,1
	б	47	47	47						3,4	
	в	47	47			300	300	680	680	3,4	
4	а	10	10	22	22	1300	1300	1800	1800	20,5	20,5
	б	47	47	47						3,5	
	в	47	47			910	910	1800	1800	10,4	
5	а	22	22	47	47	300	300	680	680	10,4	10,4
	б	47	47	47						3,4	
	в	47	47			560	560	910	910	7	
6	а	22	22	47	47	560	560	910	910	14	14
	б	47	47	47						3,4	
	в	47	47			910	910	1800	1800	10,4	
7	а	10	10	22	22	910	910	1800	1800	17,4	17,4
	б	47	47	47						3,5	
	в	47	47			300	300	680	680	3,5	

**Примечания:**

1) номинальные значения емкостей конденсаторов в табл. 2.2 указаны в микрофарадах, номинальные значения сопротивлений резисторов – в омах;

2) во всех вариантах в табл. 2.2 номиналы в строке а относятся к схеме двухполярного выпрямителя, номиналы в строке б – к схеме умножителя напряжения, номиналы в строке в – к схеме удвоителя напряжения.

### **Последовательность выполнения работы**

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.
2. Подключить левую панель лабораторного макета и включить источник питания макета.
3. Подключить к трансформатору схему однополупериодного выпрямителя. Конденсаторы фильтра отключены, а в качестве нагрузки подключен резистор с большим сопротивлением. Снять осциллограммы входного напряжения выпрямителя (точки 1–2) и напряжения на нагрузке (точки 4–5). Измерить по осциллограмме амплитудные значения входного напряжения и напряжения на нагрузке. Измерить вольтметром действующее и среднее значения напряжения на нагрузке. По результатам измерений рассчитать коэффициент пульсаций выпрямителя.
4. Подключить емкостный фильтр, состоящий из двух параллельно включенных конденсаторов. Снять осциллограмму напряжения на сопротивлении нагрузки. По ней определить двойную амплитуду пульсаций напряжения и сравнить с рассчитанной в домашнем задании величиной. Отключить нагрузку и измерить напряжение на конденсаторе фильтра в режиме холостого хода.
5. Экспериментально проверить влияние сопротивления нагрузки и емкости фильтра на уровень пульсаций выходного напряжения фильтра. Для этого снять осциллограммы выходного напряжения фильтра при различных сочетаниях емкостей фильтра и сопротивлений нагрузки.
6. Повторить пп. 3–5 для других схем выпрямителей левой панели макета.
7. Подключить правую панель лабораторного макета.
8. Повторить пп. 3–5 для двухполярного выпрямителя и для выпрямителя с удвоением напряжения. Измерения проводить для точек 4–5–6.
9. Подключить и исследовать схему умножения напряжения. Измерить вольтметром входное напряжение выпрямителя и напряжения между точками 1–4, 2–5, 4–6, 1–6.

### **Основные вопросы к работе**

1. Какие существуют схемы выпрямителей?
2. Что такое коэффициент пульсаций и от чего он зависит?
3. Для чего необходим фильтр в выпрямителе?
4. Как влияет емкость конденсатора фильтра на величину пульсаций выходного напряжения?
5. Как влияет сопротивление нагрузки на величину пульсаций выходного напряжения?

6. Почему двухполупериодные выпрямители при прочих равных условиях обеспечивают меньший уровень пульсаций, чем однополупериодные?

7. Как влияет частота входного напряжения выпрямителя на уровень пульсаций выходного напряжения?

8. Как функционируют схемы умножения напряжения?

9. Какие схемы умножения напряжения существуют, кроме схем, рассмотренных в лабораторной работе?

10. Какую роль играют конденсаторы в схемах умножения напряжения?

#### **Литература**

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 161–170, 190–214.

2. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры / под ред. Г. С. Найвельта. – М. : Радио и связь, 1985. С. 121–160.

Библиотека БГУИР

## Лабораторная работа №3

### Исследование непрерывных стабилизаторов

**Цель работы:** экспериментальное исследование параметрического и компенсационного стабилизаторов напряжения.

#### Основные теоретические положения

Простейшие устройства преобразования переменного напряжения в постоянное напряжение реализуются с помощью трансформатора, выпрямителя и сглаживающего фильтра. Эти устройства наряду с таким достоинством, как простота, имеют серьезные недостатки. Это зависимость выходного напряжения от колебаний напряжения сети, зависимость выходного напряжения от потребляемого нагрузкой тока, достаточно высокий уровень пульсаций выходного напряжения, зависящий в свою очередь от нагрузки. Все указанные факторы обусловили необходимость включения между выходом фильтра выпрямителя и нагрузкой еще одного устройства – стабилизатора напряжения.

Стабилизатор напряжения – это устройство, поддерживающее напряжение на нагрузке с заданной точностью при изменении напряжения на его входе в определенных пределах.

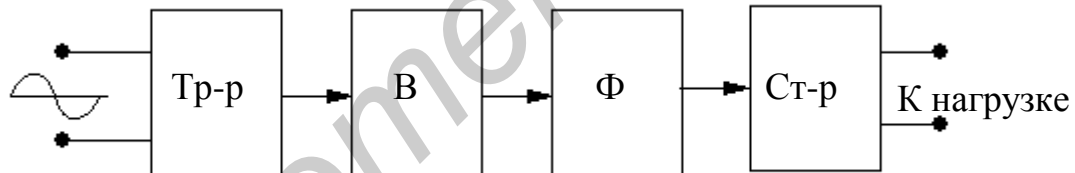


Рис. 3.1. Функциональная схема преобразователя переменного напряжения в постоянное со стабилизатором

Функциональная схема преобразователя переменного напряжения в постоянное напряжение, имеющего в составе стабилизатор, приведена на рис. 3.1.

По принципу действия стабилизаторы бывают параметрические и компенсационные. По характеру напряжений – импульсные и непрерывные. По исполнению – на дискретных элементах и в интегральном исполнении.

В настоящей работе исследуются непрерывные параметрические и компенсационные стабилизаторы.

Параметрические стабилизаторы напряжения применяются в тех случаях, когда не требуется высокая стабильность выходного напряжения, и мощность, потребляемая нагрузкой, невелика. Основой таких стабилизаторов является элемент, обладающий нелинейной вольт-амперной характеристикой, у которого напряжение на электродах мало зависит от протекающего тока. К таким эле-

ментам относится стабилитрон. Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 3.2.

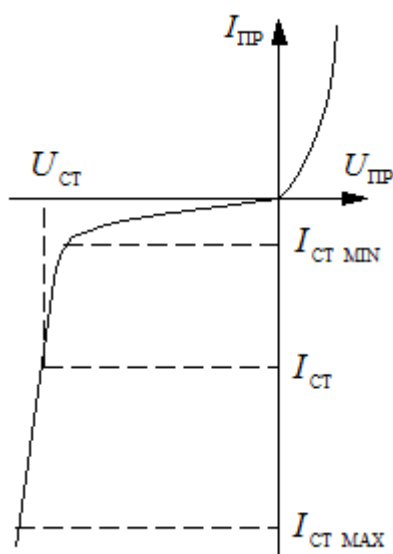


Рис. 3.2. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

В качестве рабочей используется обратная ветвь характеристики. Напряжение стабилизации  $U_{СТ}$  определяется напряжением на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации  $I_{СТ}$ . Максимально допустимый ток стабилизации  $I_{СТ\ max}$  ограничен максимальной рассеиваемой мощностью. Минимальный ток стабилизации  $I_{СТ\ min}$  определяется минимальным значением тока через стабилитрон, при котором возможна стабилизация напряжения. Дифференциальное сопротивление стабилитрона  $r_{диф}$  определяется отношением приращения напряжения стабилизации  $\Delta U_{СТ}$  к вызвавшему его малому приращению тока  $\Delta I_{СТ}$ :

$$r_{диф} = \frac{\Delta U_{СТ}}{\Delta I_{СТ}}. \quad (3.1)$$

Схема параметрического стабилизатора напряжения, выполненного на стабилитроне, приведена на рис. 3.3.

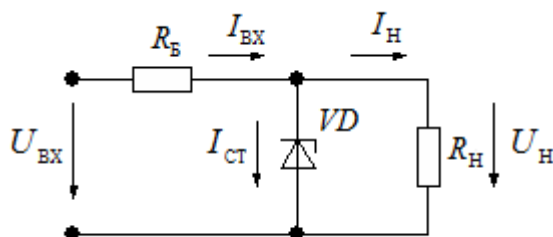


Рис. 3.3. Схема параметрического стабилизатора

Качество любого стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации  $K_{СТ}$ , коэффициентом сглаживания пульсаций  $K_{П}$ , коэффициентом полезного действия  $\eta$ .

Коэффициент стабилизации  $K_{СТ}$  показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на нагрузке меньше относительного изменения входного напряжения стабилизатора:

$$K_{СТ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{ВХ}} \cdot \frac{U_{Н}}{\Delta U_{Н}}, \quad (3.2)$$

где  $U_{ВХ}$  – входное напряжение стабилизатора;

$U_{Н}$  – напряжение на нагрузке;

$\Delta U_{ВХ}$  – изменение входного напряжения;

$\Delta U_{Н}$  – изменение напряжения на нагрузке.

Коэффициент сглаживания пульсаций  $K_{П}$  характеризует способность стабилизатора уменьшать переменную составляющую напряжения на нагрузке:

$$K_{П} = \frac{U_{ПВХ}}{U_{ПН}} \cdot \frac{U_{Н}}{U_{ВХ}}, \quad (3.3)$$

где  $U_{ВХ}$  – входное напряжение стабилизатора;

$U_{Н}$  – напряжение на нагрузке;

$U_{ПВХ}$  – переменная составляющая входного напряжения;

$U_{ПН}$  – переменная составляющая напряжения на нагрузке.

Коэффициент полезного действия  $\eta$  представляет собой отношение мощности, отдаваемой стабилизатором в нагрузку  $P_{Н}$ , к мощности на входе стабилизатора  $P_{ВХ}$ :

$$\eta = \frac{P_{Н}}{P_{ВХ}} = \frac{P_{Н}}{P_{Н} + \sum P_{ПОТ}}, \quad (3.4)$$

где  $\sum P_{ПОТ}$  – суммарная мощность потерь в стабилизаторе.

Учитывая, что рабочий участок вольт-амперной характеристики стабилизатора практически линеен, стабилизатор на рис. 3.3 можно заменить его дифференциальным сопротивлением  $r_{диф}$  и включенным последовательно источником напряжения, равным напряжению на нагрузке  $U_{Н}$ . Тогда коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора будет равен

$$K_{СТ} = \frac{U_{Н}}{U_{ВХ}} \left( 1 + \frac{R_{Б}}{R_{Н}} + \frac{R_{Б}}{r_{диф}} \right). \quad (3.5)$$

Так как обычно  $R_{Н} \gg r_{диф}$ , то выражение (3.5) можно записать в виде

$$K_{СТ} \approx \frac{U_{Н}}{U_{ВХ}} \cdot \frac{R_{Б}}{r_{диф}}. \quad (3.6)$$

При этом выходное сопротивление стабилизатора будет приблизительно равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона  $r_{\text{диф}}$ .

Коэффициент полезного действия параметрического стабилизатора определится выражением

$$\eta = \frac{U_{\text{H}} I_{\text{H}}}{U_{\text{ВХ}} (I_{\text{H}} + I_{\text{СТ}})}. \quad (3.7)$$

Параметрические стабилизаторы, как правило, используются в качестве источников опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах, которые обладают высоким коэффициентом стабилизации ( $K_{\text{СТ}} > 1000$ ) и очень низким выходным сопротивлением ( $R_{\text{ВЫХ}} = 10^{-3} - 10^{-4}$  Ом). Таким образом, компенсационные стабилизаторы представляют собой практически идеальные источники ЭДС.

По принципу действия компенсационные стабилизаторы являются системами автоматического регулирования. Постоянство выходного напряжения обеспечивается отрицательной обратной связью по напряжению. Функциональная схема компенсационного стабилизатора изображена на рис. 3.4.

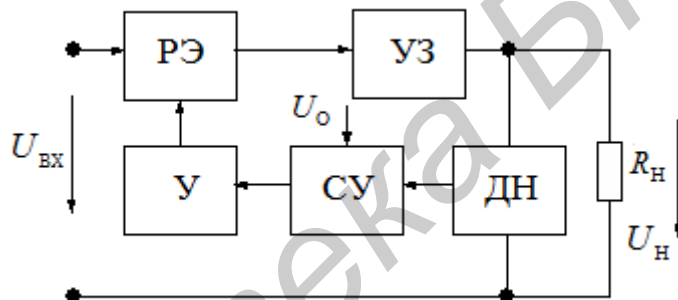


Рис. 3.4. Функциональная схема компенсационного стабилизатора

На рисунке приняты следующие обозначения: РЭ – регулирующий элемент; УЗ – узел защиты; У – усилитель; СУ – сравнивающее устройство; ДН – датчик напряжения;  $U_{\text{О}}$  – опорное напряжение.

РЭ – (транзистор) компенсирует изменения входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  таким образом, чтобы поддерживалось постоянство напряжения на нагрузке  $U_{\text{Н}}$ . Датчик напряжения ДН измеряет напряжение на нагрузке, а сравнивающее устройство СУ производит его сравнение с опорным напряжением  $U_{\text{О}}$ . Усилитель У усиливает разность между напряжением на нагрузке и опорным напряжением и управляет регулируемым элементом так, чтобы свести эту разность к нулю. Узел защиты УЗ предотвращает выход стабилизатора из строя при коротком замыкании нагрузки.

Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения приведена на рис. 3.5.

Датчиком выходного напряжения стабилизатора служит делитель, образованный резисторами  $R_6 - R_7$  ( $R_5$ ). Источником опорного напряжения является параметрический стабилизатор, выполненный на резисторе  $R_1$  и стабилитроне



VD1. Функции сравнивающего устройства и усилителя совмещает транзистор VT2. В качестве регулирующего элемента используется составной транзистор VT1, VT3. Узел защиты собран на транзисторе VT4 и резисторе R4. Резистор R3 повышает температурную устойчивость стабилизатора. Для устранения возможного самовозбуждения и возможных при этом автоколебаний служит отрицательная обратная связь по напряжению. Она реализована с помощью конденсатора C2. Конденсатор C3 улучшает работу стабилизатора при скачкообразных изменениях нагрузки.

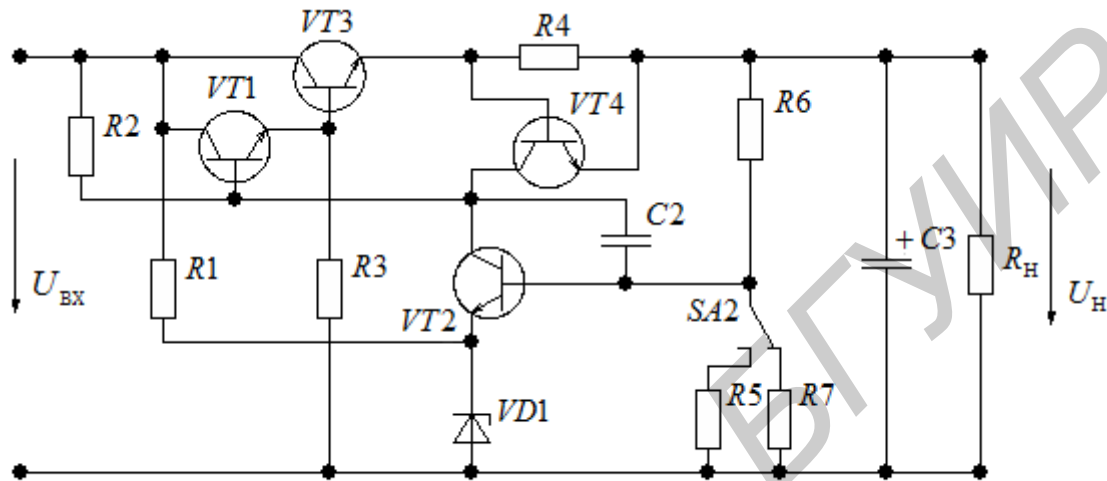


Рис. 3.5. Схема электрическая принципиальная компенсационного стабилизатора напряжения

Рассмотрим работу схемы. Если вследствие роста входного напряжения  $U_{BX}$  напряжение на нагрузке также возросло, то напряжение на нижнем плече делителя напряжения – резисторе R7 (R5) также увеличится, что приведет к росту базового тока транзистора VT2, который, в свою очередь, приоткроется, потенциал его коллектора, а значит, и потенциал базы транзистора VT1 снизится. Составной транзистор VT1, VT3 подзакроется, напряжение между коллектором и эмиттером VT3 возрастет и скомпенсирует увеличение входного напряжения. Выходное напряжение вернется к исходной, установленной ранее, величине.

Узел защиты от короткого замыкания работает следующим образом. При возрастании тока нагрузки увеличивается падение напряжения на резисторе R4. При чрезмерном возрастании тока нагрузки отпирается транзистор VT4, что приводит к уменьшению напряжения база – эмиттер транзистора VT1. Составной транзистор регулирующего элемента запирается. Следовательно, ток нагрузки ограничивается некоторым максимальным значением, которое устанавливается резистором R4. При рабочих токах нагрузки транзистор VT4 заперт и на работу составного транзистора влияния не оказывает.

Достоинства линейных стабилизаторов – относительно простые схемные решения, малое выходное сопротивление и большой коэффициент стабилизации. Недостаток – это прежде всего низкий коэффициент полезного действия

$\eta$ , который не превышает 0,5–0,75 и приближенно может быть определен по формуле

$$\eta = \frac{U_H}{U_{ВХ}}. \quad (3.8)$$

На транзисторах регулирующего элемента рассеивается значительная мощность, сопоставимая или превышающая мощность в нагрузке. Поэтому регулирующие транзисторы устанавливаются на громоздких радиаторах.

Напряжение на выходе стабилизатора устанавливается делителем  $R_6$ ,  $R_7$  ( $R_5$ ) и определяется формулой

$$U_H = U_{Б2} \left( 1 + \frac{R_6}{R_7} \right). \quad (3.9)$$

Напряжение в средней точке делителя складывается из опорного напряжения  $U_O$ , равного напряжению стабилизации стабилитрона  $VD1$ , и напряжения  $U_{БЭ2}$  на переходе база – эмиттер транзистора  $VT2$ :

$$U_{Б2} = U_O + U_{БЭ2}. \quad (3.10)$$

Напряжение  $U_{БЭ2}$  в режиме стабилизации равно приблизительно 0,7 В.

В настоящее время промышленностью выпускается широкий ассортимент непрерывных стабилизаторов в интегральном исполнении. Такие стабилизаторы выполнены по компенсационной схеме, имеют внутреннюю защиту от короткого замыкания в нагрузке и различаются номинальным выходным напряжением и допустимым током. Конструктивно они выполняются в корпусе ТО220 и имеют три внешних электрода: общий, входной и выходной. Типовая схема включения интегрального стабилизатора приведена на рис. 3.6.

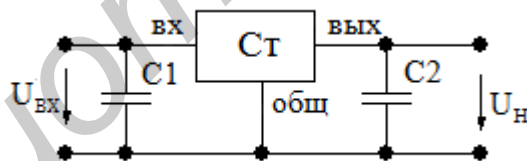


Рис. 3.6. Типовая схема включения интегрального стабилизатора

Существует ряд схемотехнических решений, позволяющих в разной мере изменять свойства типовой схемы включения. Например, можно увеличить выходной ток стабилизатора включением внешнего регулирующего транзистора, или изменить выходное напряжение, включив в общий провод стабилитрон с подходящим напряжением стабилизации.

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование непрерывных стабилизаторов» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части

стенда. Здесь находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 3.7. На панели расположены компенсационный, параметрический и интегральный стабилизаторы. Каждый из стабилизаторов лабораторного макета подключается к выпрямителю с емкостным фильтром своим выключателем. О подключении свидетельствует световой индикатор возле каждой схемы. Макет не допускает одновременного подключения двух стабилизаторов.

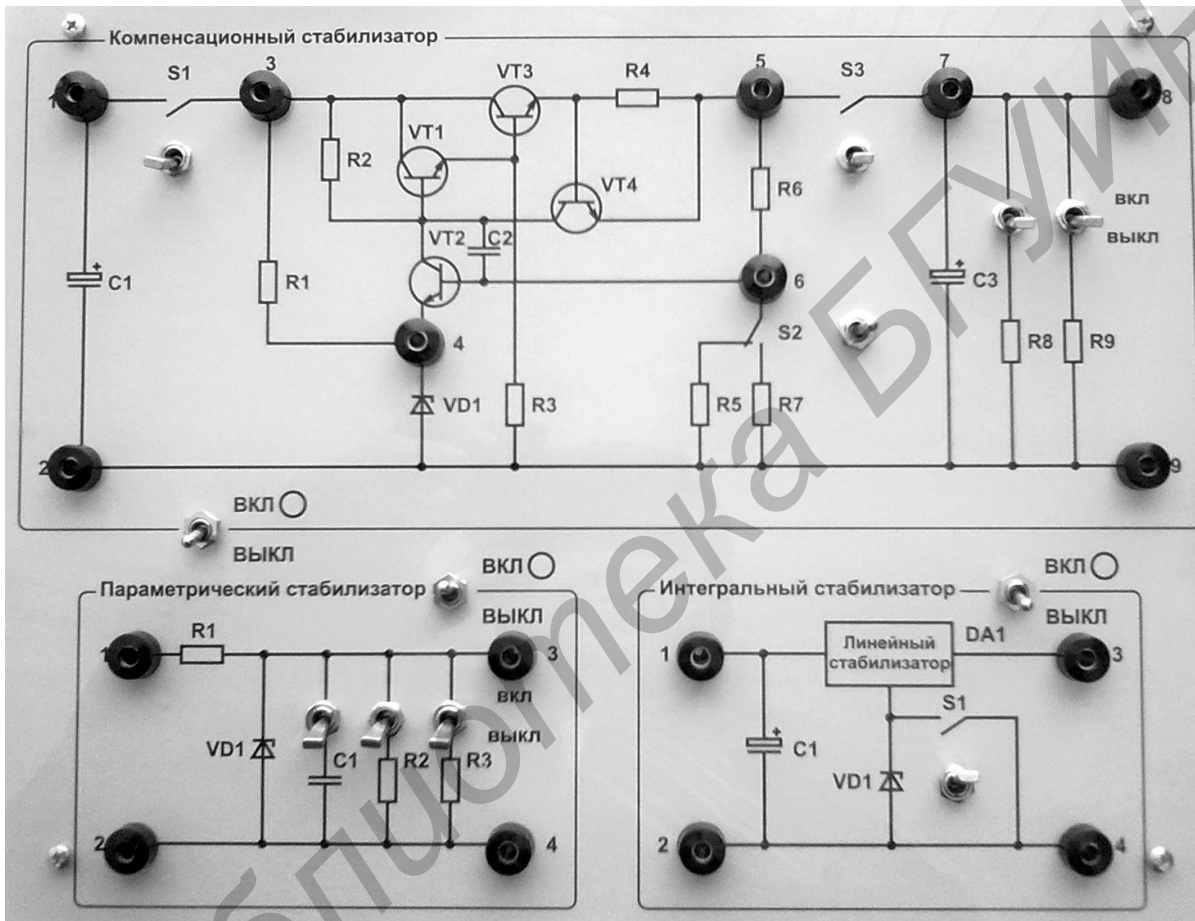


Рис. 3.7. Панель лабораторного макета

В качестве нагрузок используется набор двух резисторов, которые могут быть включены как поочередно, так и вместе – параллельно. В компенсационном стабилизаторе предусмотрена возможность измерения входного и выходного токов. Амперметры подключаются между точками 1, 3 и между точками 5, 7 соответственно. Контакты  $S1$  и  $S3$  при этом размыкаются.

В качестве интегрального стабилизатора во всех вариантах лабораторного макета используется микросхема  $LM7805$  с фиксированным выходным напряжением 5 В. В качестве  $VD1$  во всех вариантах интегрального стабилизатора используется стабилитрон  $1N4740A$  с напряжением стабилизации 10 В.

## Домашнее задание

1. Изучить разделы «Стабилизаторы постоянного напряжения и тока с непрерывным регулированием», «Источники опорного напряжения» и основные положения, изложенные выше.

2. В соответствии с вариантом по выражению (3.6) рассчитать коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора.

3. По выражению (3.8) рассчитать коэффициент полезного действия параметрического стабилизатора.

В табл. 3.1 приведены номинальные значения элементов параметрического стабилизатора в соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 3.7.

Таблица 3.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R_1$ , Ом	560	680	820	1000	560	680	820
$R_2$ , Ом	4300	1400	2000	1500	4300	2400	2000
$R_3$ , Ом	3900	2200	1820	1200	3900	2200	1820
$C_1$ , мкФ	100	100	100	100	100	100	100
$VD_1$	1N4744	1N4743	1N4740	1N4736	1N4744	1N4743	1N4740
$U_{СТ}$ , В	15	13	10	6,8	15	13	10
$r_{диф}$ , Ом	14	10	7	3,5	14	10	7

**Примечание.** Выходное напряжение выпрямителя принять равным 20 В.

4. По выражениям (3.9) и (3.10) рассчитать выходное напряжение компенсационного стабилизатора для сопротивлений  $R_5$  и  $R_7$  выходного делителя напряжения.

5. По выражению (3.8) рассчитать коэффициент полезного действия компенсационного стабилизатора.

В табл. 3.2 приведены номинальные значения элементов компенсационного стабилизатора в соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 3.7.

Таблица 3.2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R_5$ , Ом	1390	1850	1400	4937	1390	1850	1400
$R_6$ , Ом	2062	2062	2062	2062	2062	2062	2062
$R_7$ , Ом	934	1126	2725	1813	934	1126	2725
$R_8$ , Ом	190	100	110	68	200	100	110
$R_9$ , Ом	190	200	150	100	200	190	150

**Примечание.** Во всех вариантах компенсационных стабилизаторов в качестве источника опорного напряжения используется параметрический стаби-

лизатор, реализованный на сопротивлении  $R1 = 1000 \text{ Ом}$  и стабилитроне  $VD1$  1N4733A с напряжением стабилизации 5,1 В.

### Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.
2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания макета.
3. Подключить к выпрямителю параметрический стабилизатор, предварительно отключив сопротивления нагрузки  $R1$ ,  $R2$  и конденсатор  $C1$ . Измерить постоянные напряжения на входе и на выходе стабилизатора. По результатам измерений определить коэффициенты полезного действия и стабилизации и сравнить с расчетными значениями. Оценить с помощью осциллографа уровень пульсаций входного и выходного напряжений, рассчитать коэффициент пульсаций.
4. Повторить п. 3, подключая к выходу стабилизатора сопротивления нагрузки  $R1$  и  $R2$  в различных комбинациях. Оценить влияние конденсатора  $C1$  на параметры стабилизатора.
5. Подключить к выпрямителю компенсационный стабилизатор, предварительно отключив резисторы нагрузки  $R8$ ,  $R9$  и замкнув ключи  $S1$ ,  $S3$ . Переключатель  $S2$  при этом подключен к резистору  $R7$ . Измерить входное и выходное напряжения стабилизатора и сравнить их с полученными в домашнем задании значениями. Измерить напряжение стабилизации стабилитрона  $VD1$  (точка 4) и напряжение на базе транзистора  $VT2$  (точка 6). Определить напряжение база – эмиттер транзистора  $VT2$ . Оценить с помощью осциллографа уровень пульсаций входного и выходного напряжений, рассчитать коэффициент пульсаций.
6. Повторить п. 5, подключая к выходу стабилизатора сопротивления нагрузки  $R8$  и  $R9$  в различных комбинациях. Определить сопротивление нагрузки, при котором срабатывает защита стабилизатора.
7. Повторить пп. 5, 6, подключив переключателем  $S2$  сопротивление  $R5$  в делителе напряжения.
8. Измерить входной и выходной токи стабилизатора, подключив амперметры к точкам 1–3 и 5–7 и разомкнув ключи  $S1$  и  $S2$ , при различных значениях сопротивления нагрузки, а также входные и выходные напряжения. По полученным результатам рассчитать потребляемую мощность, мощность в нагрузке и коэффициент полезного действия стабилизатора.
9. Подключить к выпрямителю интегральный стабилизатор, предварительно замкнув ключ  $S1$ . Измерить входное и выходное напряжения стабилизатора. Рассчитать коэффициент полезного действия.
10. Разомкнуть ключ  $S1$ , обеспечив подключение стабилитрона  $VD1$ . Измерить входное и выходное напряжения стабилизатора. Рассчитать коэффициент полезного действия. Сделать вывод о возможности изменения фиксированного выходного напряжения интегрального стабилизатора.

## Основные вопросы к работе

1. Как подразделяются стабилизаторы по принципу действия?
2. Каков принцип действия параметрического стабилизатора напряжения?
3. Каков принцип действия компенсационного стабилизатора напряжения?
4. Как определяется коэффициент стабилизации стабилизатора?
5. Каковы достоинства и недостатки параметрического стабилизатора напряжения?
6. Каковы достоинства и недостатки компенсационного стабилизатора напряжения?
7. Как влияет стабилизатор на коэффициент пульсаций выходного напряжения?
8. Как определяется коэффициент полезного действия стабилизатора?
9. Каков основной недостаток непрерывных стабилизаторов?
10. Каким образом можно изменять выходное напряжение параметрического стабилизатора?
11. Каким образом можно изменять выходное напряжение компенсационного стабилизатора?
12. Каким образом можно изменять выходное напряжение интегрального стабилизатора?

## Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 504–518.
2. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры / под ред. Г. С. Найвельта. – М. : Радио и связь, 1985. С. 166–208.

## Лабораторная работа №4

### Исследование однотактного широтно-импульсного контроллера

**Цель работы:** изучение и экспериментальное исследование однотактного широтно-импульсного контроллера *UC3842*.

#### Основные теоретические положения

Решение проблемы снижения материалоемкости и энергопотребления радиоэлектронной аппаратуры связано с использованием импульсных преобразователей электрической энергии. Их преимущества связаны в первую очередь с использованием высокой частоты преобразования, что позволяет резко снизить массу и габариты неотъемлемой части преобразователя – трансформатора. Использование импульсных методов стабилизации напряжений вместо компенсационных резко повышает коэффициент полезного действия преобразователей.

Обязательной составной частью импульсного преобразователя является широтно-импульсный модулятор, управляющий силовыми ключами. Посредством изменения ширины управляющих импульсов осуществляются процессы дозированного перераспределения энергии, запасенной в реактивных элементах преобразователя. В процессе функционирования преобразователя возникает необходимость отслеживать напряжения и токи в цепях и целенаправленно реагировать на их изменение. Кроме того, необходимо следить за изменениями уровня входного напряжения преобразователя и блокировать работу широтно-импульсного модулятора при выходе этого уровня за допустимые пределы.

Решение перечисленных задач происходит при проектировании практически всех устройств преобразовательной техники. Различия определяются спецификой конкретного вида преобразователя и дополнительными сервисными функциями. В силу этих причин все ведущие фирмы-производители электронных компонентов выпускают унифицированные микросхемы широтно-импульсных контроллеров, предназначенных для использования в устройствах преобразовательной техники. Контроллеры бывают как универсальные, так и узкоспециальные, как обладающие минимальным набором функций, так и достаточно широким набором дополнительных функций. Как правило, фирмы-производители на сайтах размещают исчерпывающую информацию о выпускаемых изделиях и практике их применения.

Одним из наиболее распространенных широтно-импульсных контроллеров является микросхема *UC3842*, ориентированная на применение в однотактных преобразователях. Российский аналог этого контроллера – *КР1033ЕУ10*.

Выпускается интегральная схема (ИС) в основном в корпусе *DIP-8*. Изображение микросхемы в корпусе *DIP-8* с указанием назначения выводов приведено на рис. 4.1.

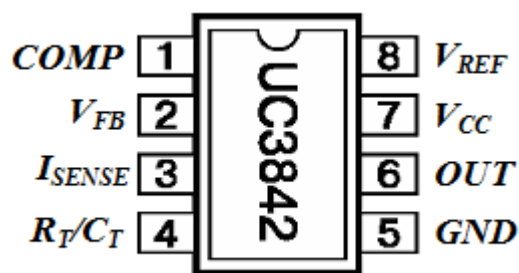


Рис. 4.1. Назначение выводов микросхемы в корпусе *DIP-8*

Микросхема *UC3842* предназначена для построения на ее основе стабилизированных импульсных источников питания с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Поскольку мощность выходного каскада ИС сравнительно невелика, а амплитуда выходного сигнала может достигать напряжения питания микросхемы, то в качестве ключа совместно с этой ИС применяется *n*-канальный МОП-транзистор.

Рассмотрим подробнее назначение выводов ИС:

1. ***COMP***: этот вывод подключен к выходу усилителя ошибки компенсации. Для нормальной работы ИС необходимо скомпенсировать АЧХ-усилителя ошибки. С этой целью к указанному выводу обычно подключается конденсатор емкостью около 100 пФ, второй вывод которого соединен с выводом 2.

2. ***V<sub>FB</sub>***: вход обратной связи. Напряжение на этом выводе сравнивается с опорным напряжением, формируемым внутри ИС. Результат сравнения модулирует скважность выходных импульсов, стабилизируя, таким образом, выходное напряжение источника питания.

3. ***I<sub>SENSE</sub>***: сигнал ограничения тока. Данный вывод должен быть присоединен к резистору в цепи истока ключевого транзистора (КТ). При повышении тока через КТ (например в случае перегрузки ключа) напряжение на этом резисторе увеличивается и после достижения порогового значения прекращает работу ИС и переводит КТ в закрытое состояние.

4. ***R<sub>T</sub>/C<sub>T</sub>***: вывод, предназначенный для подключения времязадающей *RC*-цепочки. Рабочая частота внутреннего генератора устанавливается соединением резистора *R* к опорному напряжению *V<sub>REF</sub>* и конденсатора *C* к общему выводу. Эта частота может быть изменена в достаточно широких пределах, сверху она ограничивается быстродействием КТ, а снизу – мощностью импульсного трансформатора, которая падает с уменьшением частоты. Практически частота выбирается в диапазоне 35...85 кГц, но иногда ИП вполне нормально работает и при значительно большей или значительно меньшей частоте. Следует заметить, что в качестве времязадающего должен применяться конденсатор с возможностью меньших потерь.

5. ***GND***: общий вывод.

6. ***OUT***: выход ИС, подключается к затвору КТ через драйвер ключа.

7. ***V<sub>CC</sub>***: вход питания ИС.

8. ***V<sub>REF</sub>*** выход внутреннего источника опорного напряжения, его выходной ток до 50 мА, напряжение 5 В. Источник образцового напряжения исполь-



зается для подключения к нему одного из плеч резистивного делителя, предназначенного для оперативной регулировки выходного напряжения ИП, а также для подключения времязадающего резистора.

Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера *UC3842* приведена на рис. 4.2.

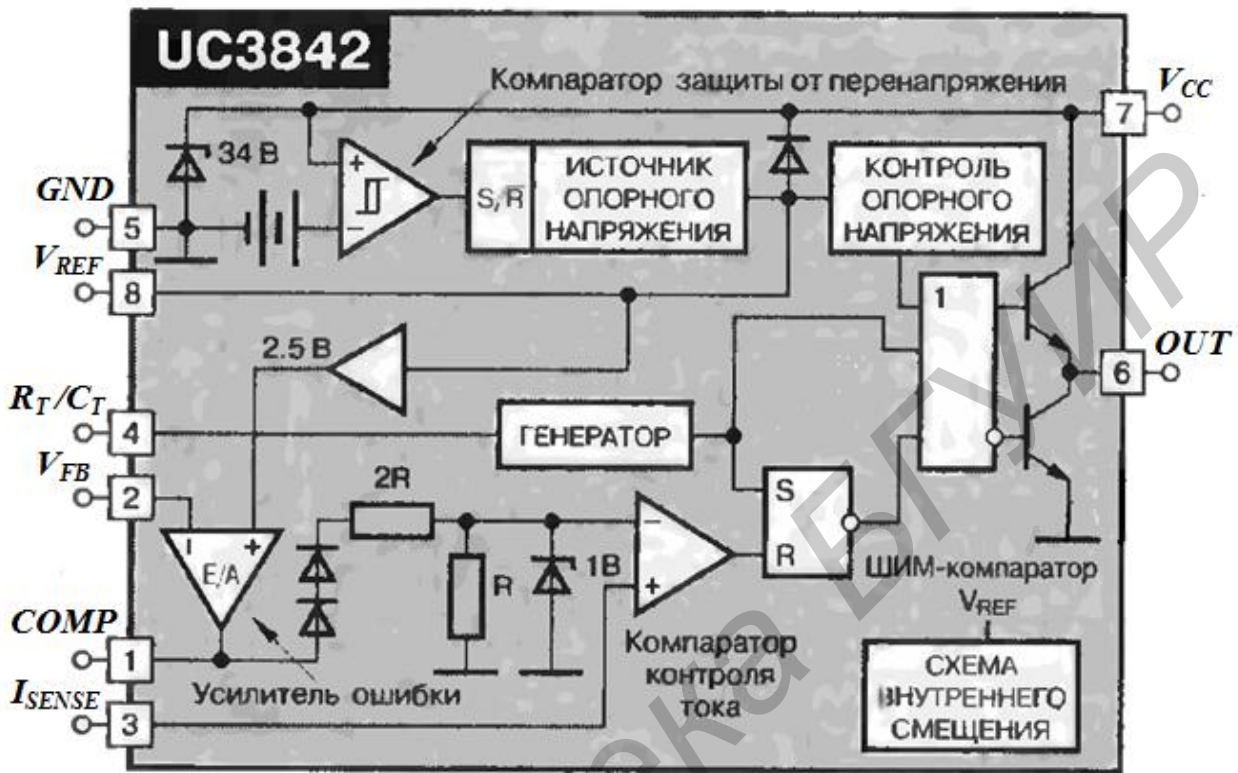


Рис. 4.2. Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера *UC3842*

Широтно-импульсный контроллер *UC3842* имеет все необходимые функциональные возможности для создания схем управления сетевыми импульсными источниками питания или *DC-DC* преобразователями с обратной связью по току и постоянной частотой преобразования. Встроенные структурные элементы микросхемы обеспечивают ее отключение при недопустимо низком входном напряжении и пусковом токе менее 1 мА. Из источника опорного напряжения сформирован прецизионный источник 2,5 В, обеспечивающий высокую точность работы усилителя ошибки. ШИМ-компаратор вырабатывает выходной сигнал в виде прямоугольных импульсов, ширина которых пропорциональна сигналу ошибки. Кроме того, он контролирует также ограничение по току транзисторного ключа. Превышение допустимой величины тока приводит к запрету работы модулятора. Квазикомплементарный выходной каскад рассчитан на значительные броски тока (как втекающего, так и вытекающего) и обеспечивает работу на нагрузку *n*-канального типа полевого транзистора с изолированным затвором. В отключенном состоянии выходной каскад имеет низкий логический уровень напряжения.

Установка частоты внутреннего генератора иллюстрируется на рис. 4.3.

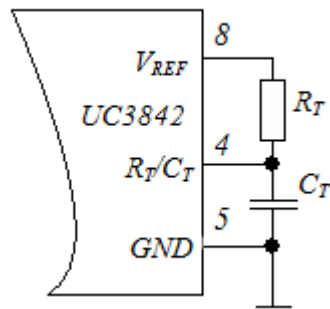


Рис. 4.3. Установка частоты генератора

Частото задающий конденсатор  $C_T$  заряжается от внутреннего источника опорного напряжения  $V_{REF}$  (5 В) через частото задающий резистор  $R_T$ , а разряжается внутренним источником тока.

Первым шагом при выборе компонентов генератора необходимо определить величину «мертвого» времени  $t_D$ , т. е. времени разряда конденсатора  $C_T$ , когда внутренний сигнал тактовой частоты переводит выход контроллера в низкое логическое состояние. На рис. 4.4 приведена зависимость «мертвого» времени от значения емкости конденсатора  $C_T$ .

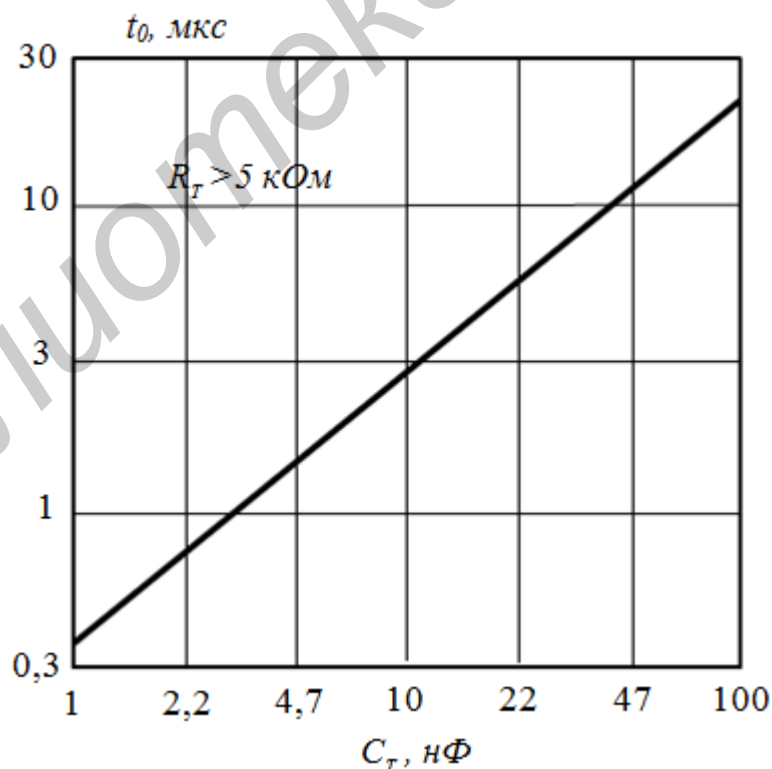


Рис. 4.4. Зависимость «мертвого» времени от емкости  $C_T$

Следующим шагом, с помощью интерполирования, получают соответствующее сопротивление  $R_T$ , используя в качестве параметров частоту генера-

тора  $f$  и емкость  $C_T$ . На рис. 4.5 показана зависимость комбинации  $R_T / C_T$  от частоты генератора. Здесь значения емкости соответственно равны  $C_1 = 100$  нФ,  $C_2 = 47$  нФ,  $C_3 = 22$  нФ,  $C_4 = 10$  нФ,  $C_5 = 4,7$  нФ,  $C_6 = 2,2$  нФ,  $C_7 = 1$  нФ.

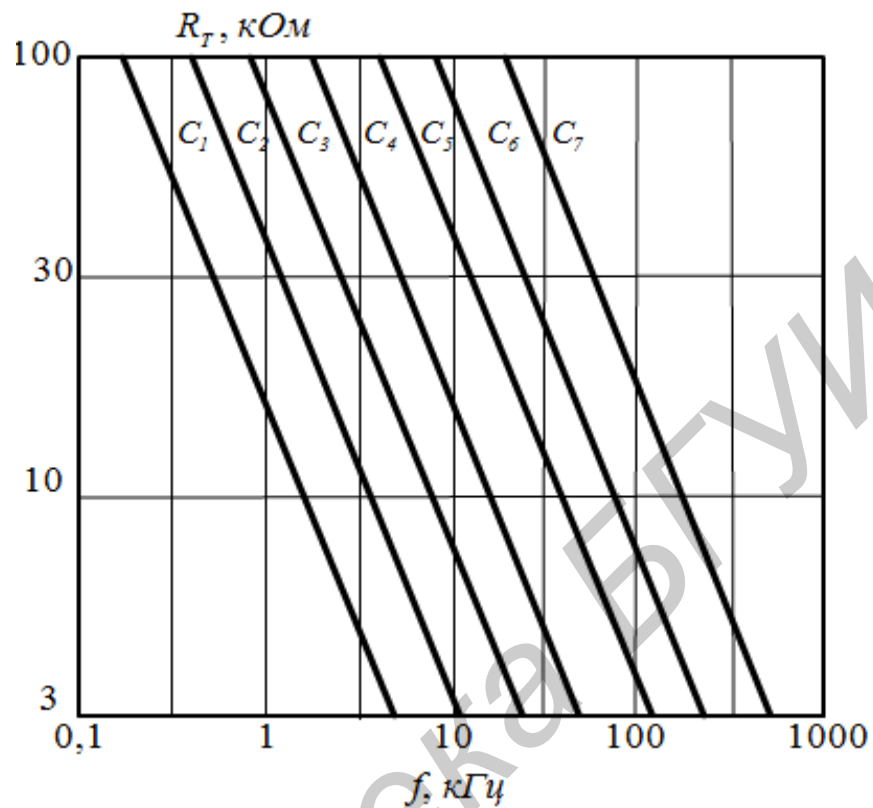


Рис. 4.5. Зависимость комбинации  $R_T / C_T$  от частоты

Величина частотозадающего резистора может быть также определена по выражению

$$f = \frac{1,72}{R_T \cdot C_T}, \quad (4.1)$$

где  $f$  – частота генератора в килогерцах;

$R_T$  – сопротивление в килоомах;

$C_T$  – емкость в микрофарадах.

Контроллер UC3842 имеет коэффициент заполнения импульсов –  $D$ , близкий к единице. Практически коэффициент заполнения ограничен «мертвым» временем  $t_D$ . Максимальный коэффициент заполнения определяется выражением

$$D_{\max} = 1 - t_D / T, \quad (4.2)$$

где  $T$  – период следования импульсов.

Широтно-импульсный контроллер UC3842 имеет некоторые особенности, связанные с питанием. Внутренний генератор контроллера начинает работать после включения при напряжении питания не менее 14,5 В. Типовое напряже-

ние питания составляет 16 В. До начала работы генератора контроллер потребляет очень маленький ток – меньше 1 мА. Это дает возможность осуществлять первоначальный запуск от сетевого выпрямителя, через резистор и накопительный конденсатор. После запуска генератора начинает работать преобразователь, составной частью которого является контроллер, и питание осуществляется от отдельной обмотки трансформатора преобразователя, через отдельный выпрямитель и фильтр. После того как микросхема вошла в рабочий режим, она начинает отслеживать изменения своего питающего напряжения, которое через резистивный делитель подается на вход обратной связи  $V_{FB}$ . Стабилизируя собственное напряжение питания, контроллер стабилизирует и все остальные напряжения, снимаемые с вторичных обмоток импульсного трансформатора. Отключение внутреннего генератора происходит при уменьшении напряжения до 10 В. Нижняя граница в 10 В выбрана не случайно. Управляющие импульсы с амплитудой менее 10 В не смогут надежно коммутировать ключевой транзистор преобразователя. Разница между напряжением включения и напряжением выключения необходима для того, чтобы исключить влияние на работу контроллера случайных кратковременных помех по питанию.

Широтно-импульсный контроллер UC3842 следит за током ключевого транзистора в течение каждого периода управляющих импульсов. Так как нагрузка ключевого транзистора носит индуктивный характер, ток в ней нарастает линейно. В качестве датчика тока обычно используют резистор с сопротивлением менее 1 Ом. Линейно нарастающее напряжение с датчика тока, пропорциональное току ключевого транзистора, поступает на вход  $I_{SENSE}$  контроллера, соединенный с неинвертирующим входом компаратора тока. Если напряжение с датчика тока превысит 1 В, то контроллер ограничивает длительность выходного импульса.

На неинвертирующий вход усилителя ошибки подано напряжение 2,5 В от внутреннего источника. Выход сигнала ошибки соединен с выводом 1 для подсоединения внешней корректирующей цепи. Она позволяет управлять частотной характеристикой замкнутой петли обратной связи и тем самым влиять на динамические свойства преобразователя.

Временные диаграммы, поясняющие работу широтно-импульсного контроллера UC3842, приведены на рис. 4.6, а–д.

На рис. 4.6, а изображено изменение напряжения на времязадающем конденсаторе  $C_T$  (вывод 4).

На рис. 4.6, б–г изображены сигналы установки и сброса выходного импульса контроллера. Кривая 1 на рис. 4.6, в изображает напряжение на выходе усилителя ошибки (вывод 1), а зависимость 2 показывает входной сигнал компаратора контроля тока (вывод 3).

На рис. 4.6, д изображены выходные импульсы контроллера (вывод 6).

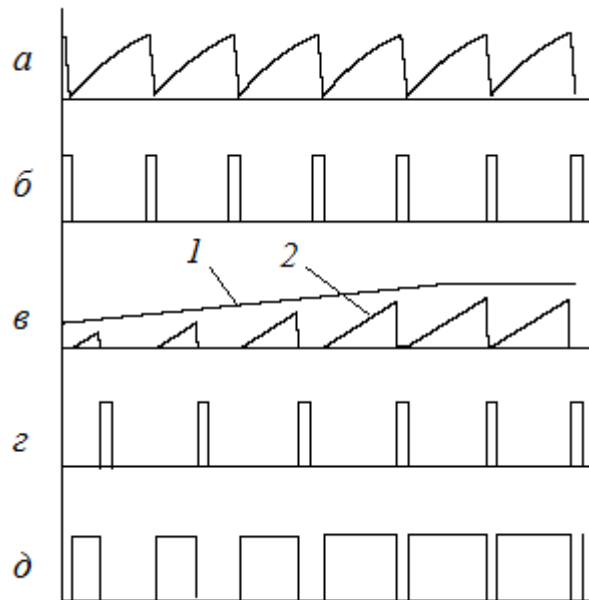


Рис. 4.6. Временные диаграммы контроллера UC3842

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование непрерывных стабилизаторов» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. Здесь находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 4.7.

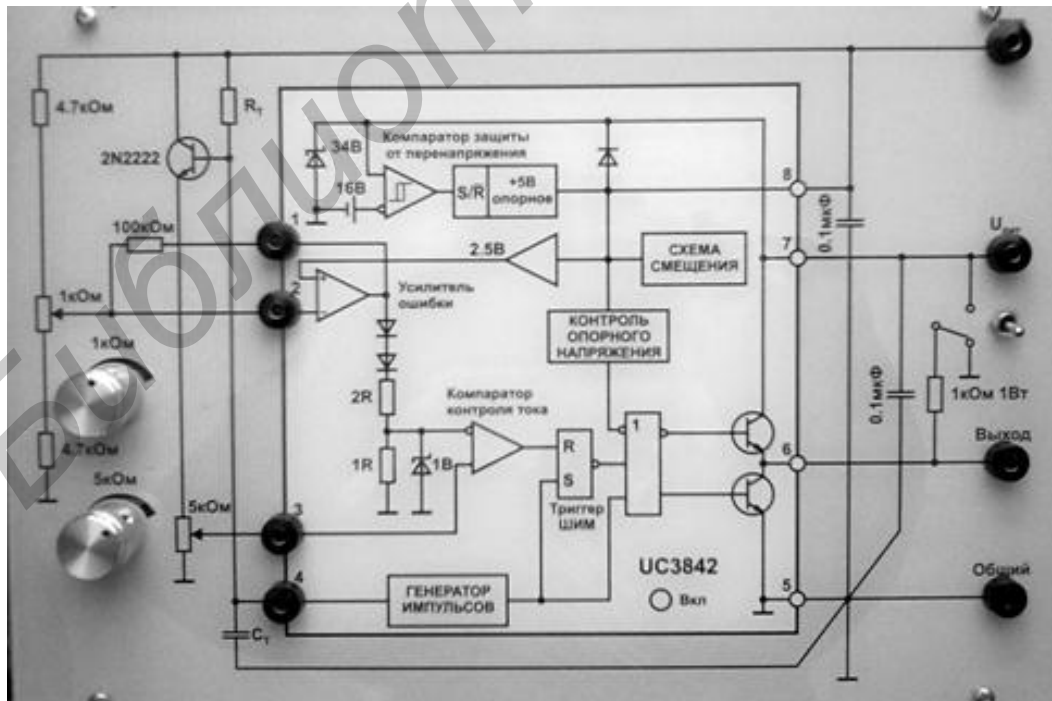


Рис. 4.7. Панель лабораторного макета

В центральной части панели, в прямоугольнике, выделенном более светлым тоном, изображена внутренняя структура широтно-импульсного контроллера UC3842. По периметру прямоугольника изображены и пронумерованы выводы. Выводы источника питания 7 и внутреннего источника опорного напряжения 8 соединены с общим проводом 5 противоположными конденсаторами 0,1 мкФ. Выход контроллера 6 подключен к сопротивлению нагрузки 1 кОм. Вторым выводом сопротивления нагрузки может быть подсоединен переключателем к общему проводу или к источнику питания. К общей точке 4 времязадающих элементов  $R_T C_T$  подключен эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе 2N2222. В эмиттерную цепь транзистора включен потенциометр 5 кОм. С него снимается напряжение, имитирующее сигнал датчика тока преобразователя. Питается эмиттерный повторитель от источника опорного напряжения. От этого же источника питается делитель напряжения, состоящий из двух постоянных сопротивлений и потенциометра 1 кОм. Он имитирует сигнал ошибки преобразователя. В цепь обратной связи усилителя сигнала ошибки включено сопротивление 100 кОм.

### Домашнее задание

1. Изучить разделы «DC-DC преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода», «Контроллеры управления DC-DC преобразователями», «ШИМ-контроллеры с обратной связью по току UC184x/284x/384x» и основные положения, изложенные выше.

2. По графику на рис. 4.4 определить «мертвое» время  $t_D$ . Для всех вариантов значение времязадающей емкости  $C_T = 1$  нФ.

3. По выражению (4.1) рассчитать частоту внутреннего генератора ШИМ-контроллера.

4. По выражению (4.2) рассчитать максимальный коэффициент заполнения  $D_{\max}$ .

В табл. 4.1 приведены номинальные значения времязадающих резисторов  $R_T$ .

Таблица 4.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R_T$ , Ом	17143	8489	5714	3837	17143	8489	5714

### Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.  
 2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания стенда. О подключении макета свидетельствует индикатор включения на передней панели макета.

3. Снять осциллограмму напряжения на времязадающей емкости  $C_T$ . По осциллограмме определить период и частоту колебаний. Сравнить их с расчетными значениями. Убедиться в наличии пилообразного напряжения на движке

потенциометра, включенного в эмиттерную цепь транзистора, и в возможности его регулирования.

4. Выставить с помощью потенциометра на неинвертирующем входе компаратора контроля тока (вывод 3) напряжение амплитудой менее 1 В. Установку амплитуды осуществлять с помощью осциллографа.

5. Подключить осциллограф к выходу контроллера. Переключаемый вывод сопротивления нагрузки с помощью переключателя подключить к общему проводу. Вольтметр постоянного напряжения подключить к выходу усилителя ошибки (вывод 1). Меняя с помощью потенциометра напряжение на инвертирующем входе усилителя ошибки (вывод 2), наблюдать изменение ширины импульсов на выходе контроллера (вывод 6). Снять зависимость ширины выходного импульса от напряжения на выходе усилителя ошибки. Построить графическую зависимости ширины импульса и коэффициента заполнения от напряжения на выходе усилителя ошибки. Переключить свободный вывод сопротивления нагрузки к напряжению источника питания. Оценить результат переключения.

6. Выставить с помощью потенциометра на неинвертирующем входе компаратора контроля тока (вывод 3) напряжение по осциллографу таким образом, чтобы превышение уровня 1 В наблюдалось на половине периода. Повторить п. 4. Сделать вывод о влиянии напряжения на входе компаратора тока на ширину выходных импульсов и коэффициент заполнения.

7. Повторить п. 6, варьируя превышение уровня 1 В на неинвертирующем входе компаратора контроля тока (вывод 3) в пределах периода.

### Основные вопросы к работе

1. Какие функции выполняет ШИМ-контроллер UC3842?
2. На какие типы преобразователей рассчитан контроллер?
3. Каков принцип действия токовой защиты?
4. Чем ограничен коэффициент заполнения выходных импульсов контроллера?
5. Каковы особенности функционирования контроллера при изменении напряжения питания?
6. Как осуществляется обратная связь по напряжению при работе контроллера в составе преобразователя?
7. Для чего необходим источник опорного напряжения?
8. Каков порядок расчета частоты внутреннего генератора?
9. Каковы особенности выходного каскада контроллера?

### Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 258–286, 494–496.
2. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА–XXI», 2001, С.104–113.

## Лабораторная работа №5

### Исследование двухтактного широтно-импульсного контроллера

**Цель работы:** изучение и экспериментальное исследование двухтактного широтно-импульсного контроллера *TL494*.

#### Основные теоретические положения

Решение проблемы снижения материалоемкости и энергопотребления радиоэлектронной аппаратуры связано с использованием импульсных преобразователей электрической энергии. Их преимущества связаны в первую очередь с использованием высокой частоты преобразования, что позволяет резко снизить массу и габариты неотъемлемой части преобразователя – трансформатора. Использование импульсных методов стабилизации напряжений вместо компенсационных резко повышает коэффициент полезного действия преобразователей.

Обязательной составной частью импульсного преобразователя является широтно-импульсный модулятор, управляющий силовыми ключами. Посредством изменения ширины управляющих импульсов осуществляются процессы дозированного перераспределения энергии, запасенной в реактивных элементах преобразователя. В процессе функционирования преобразователя возникает необходимость отслеживать напряжения и токи в цепях и целенаправленно реагировать на их изменение. Кроме того, необходимо следить за изменениями уровня входного напряжения преобразователя и блокировать работу широтно-импульсного модулятора при выходе этого уровня за допустимые пределы.

Решение перечисленных задач возникает при проектировании практически всех устройств преобразовательной техники. Различия определяются спецификой конкретного вида преобразователя и дополнительными сервисными функциями. В силу этих причин все ведущие фирмы-производители электронных компонентов выпускают унифицированные микросхемы широтно-импульсных контроллеров, предназначенных для использования в устройствах преобразовательной техники. Контроллеры бывают как универсальные, так и узкоспециальные, как обладающие минимальным набором функций, так и достаточно широким набором дополнительных функций. Как правило, фирмы-производители на сайтах размещают исчерпывающую информацию о выпускаемых изделиях и практике их применения.

Одним из наиболее распространенных широтно-импульсных контроллеров является интегральная микросхема (ИС) *TL494* и ее аналоги *KA7500*, *KP1114EU4*. Она ориентирована на применение в двухтактных преобразователях.

Выпускается интегральная схема в корпусе *DIP-16*. Изображение такой микросхемы с указанием назначения выводов приведено на рис. 5.1.



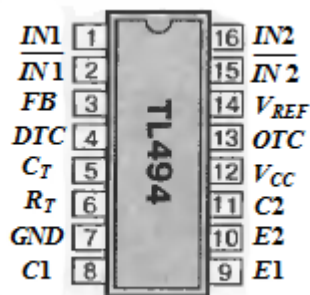


Рис. 5.1. Назначение выводов микросхемы

Рассмотрим назначение выводов контроллера:

$\overline{IN1}$ ,  $\overline{IN2}$  (выводы 1 и 16 соответственно) – неинвертирующие входы усилителей ошибки.

$\overline{IN1}$ ,  $\overline{IN2}$  (выводы 2 и 15 соответственно) – инвертирующие входы усилителей ошибки.

$FB$  (вывод 3) – вход обратной связи.

$DTC$  (вывод 4) – управление задержкой, регулировка «мертвой» зоны.

$C_T$  (вывод 5) – вывод подключения времязадающего конденсатора внутреннего генератора.

$R_T$  (вывод 6) – вывод подключения времязадающего резистора внутреннего генератора.

$GND$  (вывод 7) – общий провод.

$C_1$ ,  $C_2$  (выводы 8 и 11 соответственно) – коллекторные выводы выходных транзисторов.

$E_1$ ,  $E_2$  (выводы 9 и 10 соответственно) – эмиттерные выводы выходных транзисторов.

$V_{CC}$  (вывод 12) – вывод подключения источника питания.

$OTC$  (вывод 13) – вход выбора режима работы.

$V_{REF}$  (вывод 14) – выход внутреннего источника опорного напряжения.

Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера  $TL494$  приведена на рис. 5.2. Специально созданная для построения импульсных блоков питания микросхема  $TL494$  обеспечивает разработчику расширенные возможности при конструировании схем управления импульсными преобразователями. Она включает в себя два одинаковых усилителя ошибки, встроенный регулируемый генератор, компаратор «мертвого» времени, триггер управления, прецизионный источник опорного напряжения – ИОН на 5 В и схему управления выходным каскадом. Усилители ошибки вырабатывают синфазное напряжение в диапазоне  $-0,3 \dots (V_{CC}-2)$  В. Компаратор регулировки «мертвого» времени имеет постоянное смещение, которое ограничивает его минимальную длительность величиной порядка 5 %.

Независимые выходные формирователи на транзисторах обеспечивают возможность работы выходного каскада по схеме с общим эмиттером либо по схеме эмиттерного повторителя. Выходной каскад  $TL494$  может работать в од-

нотактном или двухтактном режиме с возможностью выбора режима с помощью специального входа.

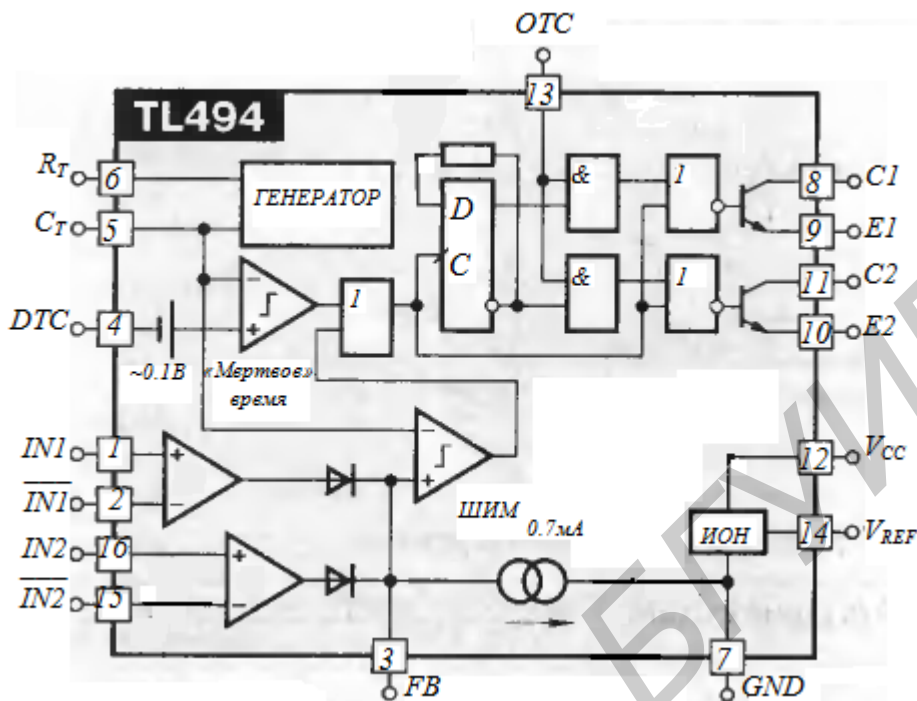


Рис. 5.2. Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера *TL494*

Встроенная схема контролирует каждый выход и запрещает выдачу сдвоенного импульса в двухтактном режиме. Микросхема *TL494* представляет собой ШИМ-контроллер импульсного источника питания работающего на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установки частоты только двух внешних компонентов  $R$  и  $C$ , которые подключаются между выводами 6 и 5, соответственно, и общим проводом. Частота генератора определяется по формуле

$$f = \frac{1,1}{R_T \cdot C_T}, \quad (5.1)$$

где  $f$  – частота генератора в кГц;

$R_T$  – сопротивление в кОм;

$C_T$  – емкость в мкФ.

Временные диаграммы, поясняющие работу ШИМ-контроллера *TL494*, приведены на рис. 5.3, а–д.

На рис. 5.3, а изображены три зависимости – пилообразное напряжение на времязадающем конденсаторе  $C$  (вывод 5), сплошной линией изображено напряжение на выходе усилителя обратной связи (вывод 3), штриховой линией – сигнал управления задержкой (вывод 4). На рис. 5.3, б изображен сигнал на входе синхронизации триггера. На рис. 5.3, в–г сигналы на неинвертирующем и инвертирующем выходах триггера. Напряжения на базах выходных транзисто-

ров изображены на рис. 5.3, д–е. На рис. 5.3, ж – сигнал выбора режима работы (вывод 13).

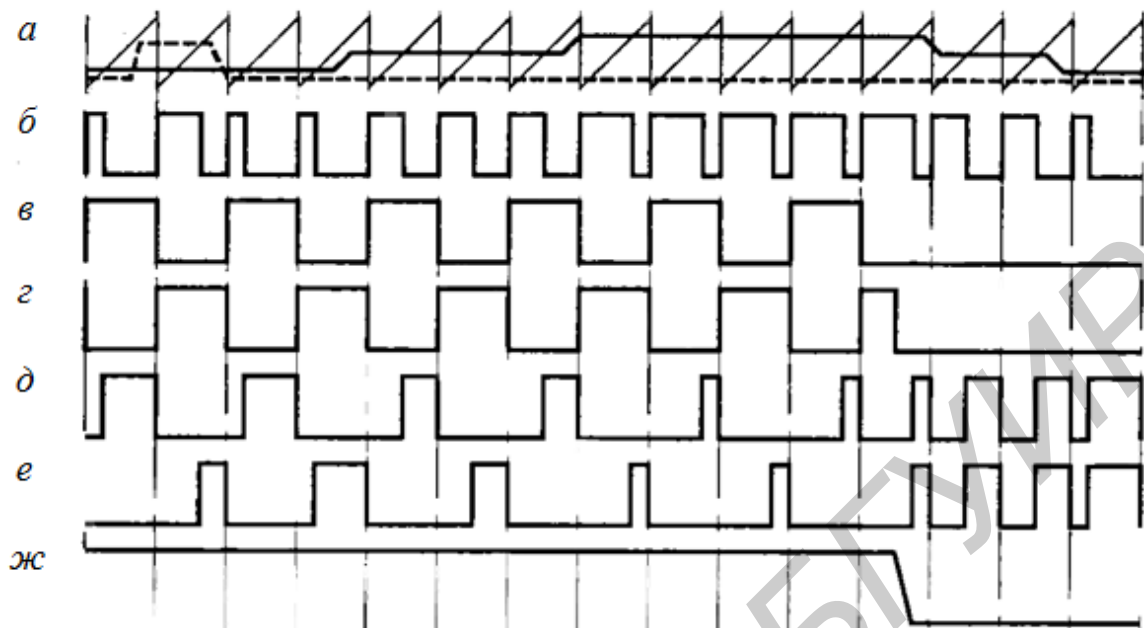


Рис. 5.3. Временные диаграммы работы ШИМ-контроллера *TL494*

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения, получаемого на конденсаторе *C*, с двумя управляющими сигналами. Логические элементы ИЛИ-НЕ включают выходные транзисторы только тогда, когда линия тактирования триггера находится в нулевом логическом состоянии. Это происходит только в течение того времени, когда амплитуда пилообразного напряжения выше амплитуды управляющих сигналов. Следовательно, повышение амплитуды управляющих сигналов вызывает соответствующее линейное уменьшение ширины выходных импульсов. Под управляющими сигналами понимаются напряжения, производимые схемой регулирования «мертвого» времени (вывод 4), усилителями ошибки (выводы 1, 2, 15, 16) и цепью обратной связи (вывод 3).

Вход 4 компаратора «мертвого» времени имеет смещение 120 мВ, что ограничивает его минимальное значение на выходе первыми 4 % длительности цикла пилообразного напряжения. В результате максимальный коэффициент заполнения ограничен 96 % в том случае, если вывод 13 заземлен (однотактный режим), и 48 % в том случае, если на вывод 13 подано опорное напряжение (двухтактный режим). Коэффициент заполнения ограничен «мертвым» временем  $t_D$ . Максимальный коэффициент заполнения определяется выражением

$$D_{\max} = 1 - t_D / T, \quad (5.2)$$

где  $T$  – период следования импульсов.

Увеличить длительность «мертвого» времени можно, подавая на вход 4 постоянное напряжение в диапазоне 0...3,3 В. ШИМ-компаратор регулирует

ширину выходных импульсов от максимального значения, определяемого входом регулировки «мертвого» времени, до нуля, когда напряжение обратной связи изменяется от 0,5 до 3,5 В.

Оба усилителя ошибки имеют входной диапазон синфазного сигнала от  $-0,3$  В до  $V_{CC}-2,0$  В и могут использоваться для считывания значений напряжения или тока с выхода преобразователя. Выходы усилителей ошибки имеют активный высокий уровень напряжения и объединены функцией ИЛИ, реализованной на диодах, на неинвертирующем входе ШИМ-компаратора. В такой конфигурации усилитель, требующий минимального времени для включения выхода, является доминирующим в петле управления.

Во время разряда конденсатора  $C$  на выходе компаратора регулировки «мертвого» времени генерируется положительный импульс, который тактирует триггер и блокирует выходные транзисторы. Если на вход выбора режима работы (вывод 13) подается опорное напряжение, триггер непосредственно управляет двумя выходными транзисторами в противофазе (двухтактный режим), а выходная частота равна половине частоты генератора. Выходной формирователь может работать в однотактном режиме, когда оба транзистора открываются и закрываются одновременно. Если в однотактном режиме требуются большие токи, выходные транзисторы могут быть включены параллельно. Для этого требуется замкнуть на общий провод вывод 13 выбора режима работы, что блокирует выходной сигнал от триггера. Выходная частота в этом случае будет равна частоте генератора.

Микросхема  $TL494$  имеет встроенный источник опорного напряжения на 5 В, способный обеспечить ток до 10 мА для смещения внешних компонентов схемы.

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование двухтактного широтно-импульсного контроллера» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель–правая панель» в нижней части стенда. При подключении макета высвечивается индикатор включения. В нижней части стенда находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 5.4. В центральной части панели, в прямоугольнике, выделенном более светлым тоном, изображена внутренняя структура широтно-импульсного контроллера  $TL494$ . По периметру прямоугольника изображены и пронумерованы выводы.

Между выводом 5 и общим проводом подключен времязадающий конденсатор  $C_T$ . Между выводом 6 и общим проводом подключен времязадающий резистор  $R_T$ . К выводу 12 подключен источник питания. Усилители ошибки одинаковы, поэтому исследования проводятся только для усилителя ошибки 2.

Для этого первый усилитель ошибки подключен таким образом, чтобы исключить его влияние на выходной ШИМ-сигнал. Неинвертирующий вход первого усилителя ошибки подключен к общему проводу, а инвертирующий вход – к внутреннему источнику опорного напряжения 5 В.

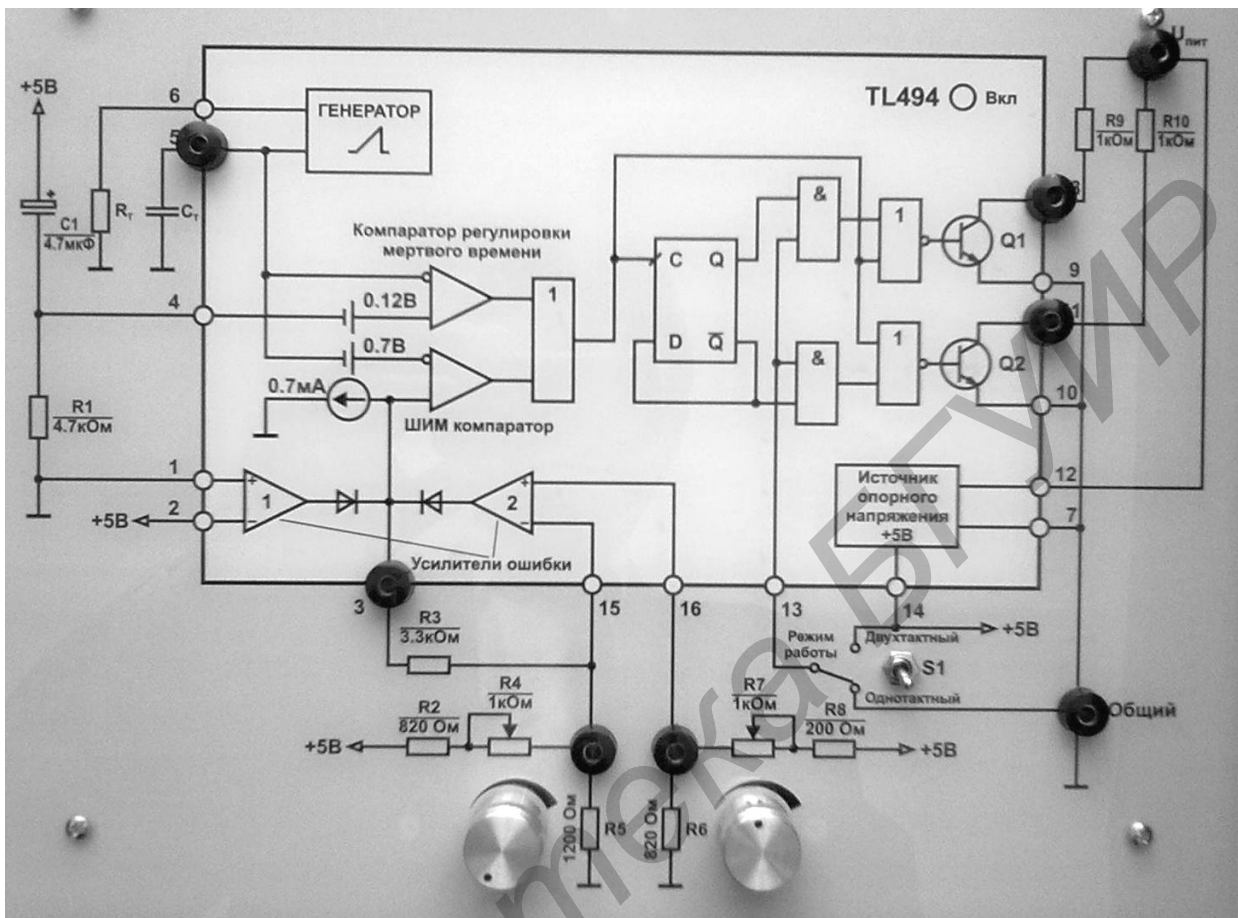


Рис. 5.4. Панель лабораторного макета

При таком соединении выход первого усилителя ошибки оказывается отключенным от ШИМ-компаратора. Вывод 4 компаратора «мертвого» времени подключен к средней точке последовательной цепи  $C1$   $R1$ . Такое соединение обеспечивает в момент включения контроллера максимальную величину «мертвого» времени, уменьшающуюся до минимального значения по мере заряда конденсатора  $C1$ . Это часто используется в практических конструкциях преобразователей для облегчения режимов силовых ключей при первоначальной зарядке конденсаторов фильтра. Регулируемыми делителями напряжения, подключенными к внутреннему источнику опорного напряжения и состоящими из последовательно соединенных резисторов  $R2$ ,  $R4$ ,  $R5$  и  $R6$ ,  $R7$ ,  $R8$ , устанавливаются напряжения на входах второго усилителя ошибки. В цепь обратной связи второго усилителя сигнала ошибки включено сопротивление 3,3 кОм. Выбор режима работы контроллера осуществляется переключателем  $S1$ . Выходные транзисторы контроллера включены по схеме с общим эмиттером и

нагружены на активные сопротивления, поэтому напряжения на коллекторах транзисторов будут проинвертированы по отношению к напряжению на базах. По этой причине активным следует считать низкий уровень напряжения на коллекторах транзисторов.

### Домашнее задание

1. Изучить разделы «*DC-DC* преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода», «Контроллеры управления *DC-DC* преобразователями», «Семейство ШИМ-контроллеров *TL493/4/5*» и основные положения, изложенные выше.

2. По выражению (5.1) рассчитать частоту внутреннего генератора ШИМ-контроллера. Для всех вариантов значение времязадающей емкости  $C_T = 1 \text{ нФ}$ .

В табл. 5.1 приведены номинальные значения времязадающих резисторов  $R_T$

Таблица 5.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R_T$ , Ом	10000	6662	4990	3596	10000	6662	4990

### Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.
2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания стенда. О подключении макета свидетельствует индикатор включения на передней панели макета.
3. Снять осциллограмму напряжения на времязадающей емкости  $C_T$ . По осциллограмме определить период и частоту колебаний. Сравнить их с расчетными значениями.
4. Установить с помощью переменного резистора  $R7$  на неинвертирующем входе второго усилителя ошибки (вывод 16) напряжение 2,5 В.
5. Подключить осциллограф к коллекторам выходных транзисторов контроллера (выводы 8 и 11). Переключателем выбора режима работы  $S1$  установить двухтактный режим. Вольтметр постоянного напряжения подключить к выходу усилителя ошибки (вывод 3). Меняя с помощью переменного резистора  $R4$  напряжение на инвертирующем входе усилителя ошибки (вывод 15), наблюдать изменение ширины импульсов на коллекторах выходных транзисторов контроллера (выводы 6 и 11). Определить частоту выходных импульсов и сравнить ее с частотой задающего генератора. Снять зависимость ширины выходного импульса от напряжения на выходе усилителя ошибки. При измерении ширины импульсов активным уровнем считать низкий уровень напряжения на коллекторах выходных транзисторов. Построить графические зависимости ширины импульсов и коэффициента заполнения от напряжения на выходе усили-

теля ошибки. Снять осциллограммы напряжений на коллекторах выходных транзисторов для одного из значений коэффициента заполнения.

6. Переключателем выбора режима работы  $S1$  установить одноктактный режим работы контроллера. Повторить п. 4.

7. Повторить пп. 5, 6, изменив уровень напряжения на неинвертирующем входе второго усилителя ошибки (вывод 16).

### Основные вопросы к работе

1. Какие функции выполняет ШИМ-контроллер  $TL494$ ?
2. На какие типы преобразователей рассчитан контроллер?
3. Чем отличаются одноктактный и двухтактный режимы работы контроллера?
4. Чем ограничен коэффициент заполнения выходных импульсов контроллера?
5. Какова взаимосвязь между частотой задающего генератора и частотой выходных импульсов при различных режимах работы контроллера?
6. Как осуществляется обратная связь по напряжению при работе контроллера в составе преобразователя?
7. Для чего необходим источник опорного напряжения?
8. Как рассчитывается частота внутреннего генератора?
9. Каковы особенности выходного каскада контроллера?
10. Приведите возможные варианты схемотехнического решения выходного каскада контроллера для различных типов преобразователей.
11. Как реализуется режим ограничения длительности выходных импульсов контроллера при включении преобразователя?

### Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М. : Техносфера, 2005. С. 258–286, 494–496.
2. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001. С. 233–237.

## Лабораторная работа №6

### Исследование *DC-DC* преобразователей без гальванического разделения входа и выхода

**Цель работы:** изучение и экспериментальное исследование *DC-DC* преобразователей без гальванического разделения входных и выходных цепей.

#### Основные теоретические положения

Преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение другой величины – *DC-DC* преобразователи являются трансформаторами напряжения постоянного тока, которые выполняются на базе компонентов, работающих в импульсном режиме. К необходимым элементам преобразователя относятся индуктивные и емкостные накопители энергии, ключевые элементы и схема управления.

*DC-DC* преобразователи без гальванического разделения входных и выходных цепей бывают 3-х видов: понижающие, повышающие и инвертирующие.

Принципиальная электрическая схема силовой части понижающего *DC-DC* преобразователя приведена на рис. 6.1.

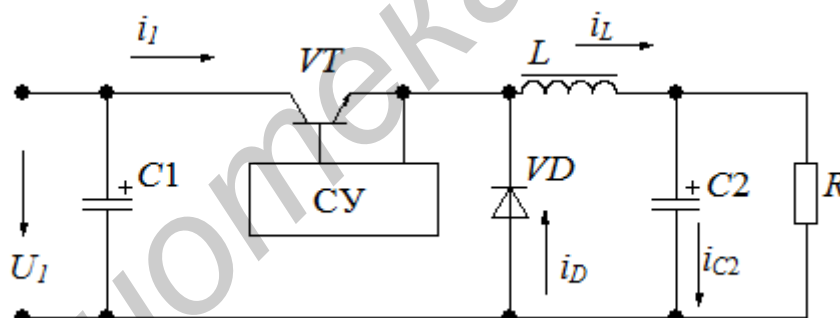


Рис. 6.1. Принципиальная электрическая схема силовой части понижающего *DC-DC* преобразователя

Транзистор *VT* управляется импульсами от схемы управления *СУ*. Неуправляемый ключ – диод *VD* обеспечивает протекание тока индуктивности  $i_L$  после запираания транзистора. Конденсатор *C1* заряжается до входного напряжения  $U_1$ . Конденсатор *C2* улучшает фильтрацию напряжения на нагрузке. Примем транзистор и диод за безынерционные элементы с идеальными ключевыми свойствами. Индуктивность будем считать линейным элементом без потерь.

Схема управления вырабатывает импульсы, модулированные по ширине. Период следования импульсов –  $T$ , длительность импульсов –  $t_{И}$ . Коэффициент заполнения импульсов  $D$  определяется выражением

$$D = t_{И}/T. \quad (6.1)$$



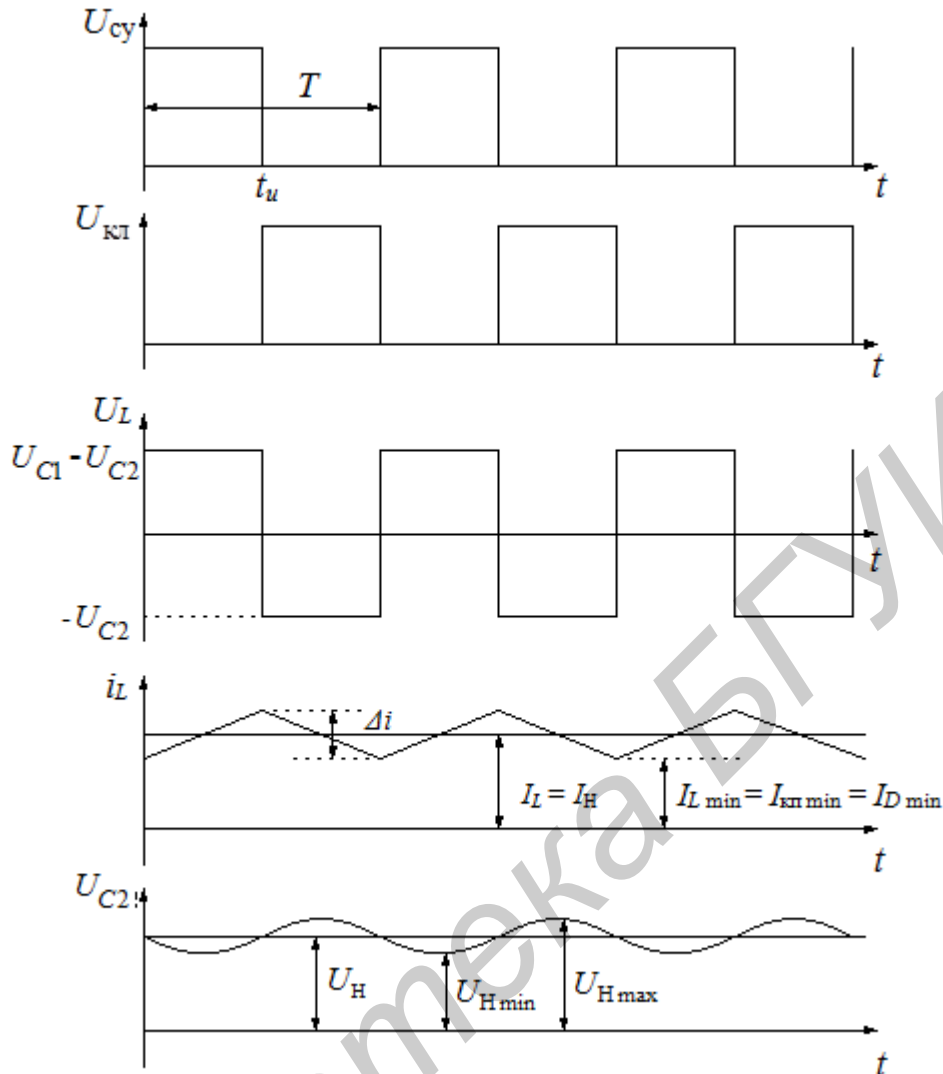


Рис. 6.2. Временные диаграммы работы понижающего преобразователя

Временные диаграммы, поясняющие работу понижающего преобразователя, представлены на рис. 6.2. Ток ключа по форме совпадает с током в индуктивности, в интервале импульса, ток в диоде – в интервале паузы. Среднее значение тока в индуктивности равно постоянному току нагрузки  $I_L = I_H$ , так как переменная составляющая этого тока шунтируется конденсатором  $C_2$ . Импульсное напряжение на ключе имеет амплитуду, равную входному напряжению  $U_{C1}$ . Такое же напряжение на запертом диоде, только полярность его отрицательная. Напряжение на индуктивности носит импульсный характер, а его среднее за период значение равно нулю. Переменная составляющая напряжения на конденсаторе  $C_2$  (на нагрузке) показана в укрупненном масштабе.

Из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения на индуктивности следует

$$(U_1 - U_H) \cdot D - U_H \cdot (1 - D) = 0. \quad (6.2)$$

Решив уравнение (6.2) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику понижающего преобразователя:

$$U_H = U_1 \cdot D. \quad (6.3)$$

Приращение тока в индуктивности определяется выражением

$$\Delta i = \frac{U_H}{L \cdot f} (1 - D), \quad (6.4)$$

где  $f = 1/T$  – частота управляющих импульсов.

Амплитуда переменной составляющей напряжения на нагрузке  $U_{МП}$ , определяемая, как половина разности максимального и минимального напряжений, равна

$$U_{МП} = \frac{U_1 \cdot D \cdot (1 - D)}{16 \cdot f^2 \cdot L \cdot C_2}. \quad (6.5)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{ГР} > \frac{R_H \cdot (1 - D)}{2 \cdot f}. \quad (6.6)$$

Принципиальная электрическая схема силовой части повышающего DC-DC преобразователя приведена на рис. 6.3.

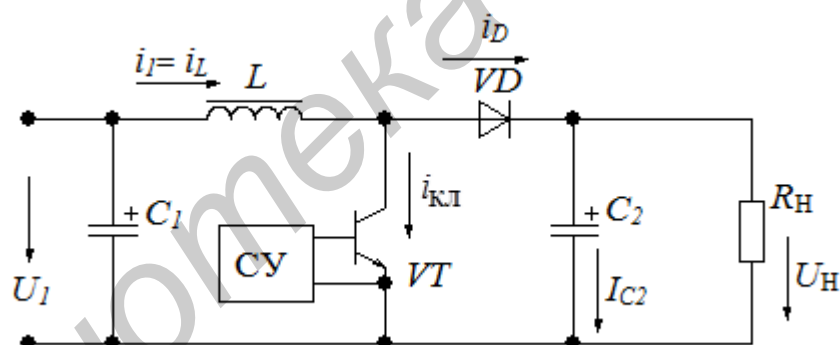


Рис. 6.3. Принципиальная электрическая схема силовой части повышающего DC-DC преобразователя

Все допущения, сделанные при рассмотрении схемы на рис. 6.1, сохраняются. При поступлении импульсов от системы управления СУ транзистор VT отпирается. При наступлении паузы транзистор запирается, но диод VD переходит в проводящее состояние. Входной ток  $I_1$  совпадает с током в индуктивности. Временные диаграммы, поясняющие работу такого преобразователя, представлены на рис. 6.4.

Из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения на индуктивности следует

$$U_1 \cdot D + (U_1 - U_H) \cdot (1 - D) = 0. \quad (6.7)$$

Решив уравнение (6.7) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику понижающего преобразователя:

$$U_H = \frac{U_1}{1-D}. \quad (6.8)$$

Средний ток в индуктивности при отсутствии потерь определяется исходя из баланса мощностей на входе и выходе преобразователя:

$$I_1 = \frac{I_H}{1-D}. \quad (6.9)$$

Пульсации тока в индуктивности находятся по выражению

$$\Delta i = \frac{U_H \cdot D \cdot (1-D)}{L \cdot f}, \quad (6.10)$$

а амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке, определяемая как половина  $\Delta U_H$ , запишется в виде

$$U_{МП} = \frac{I_H \cdot D}{2 \cdot f \cdot C_2}. \quad (6.11)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{ГР} > \frac{R_H \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f}. \quad (6.12)$$

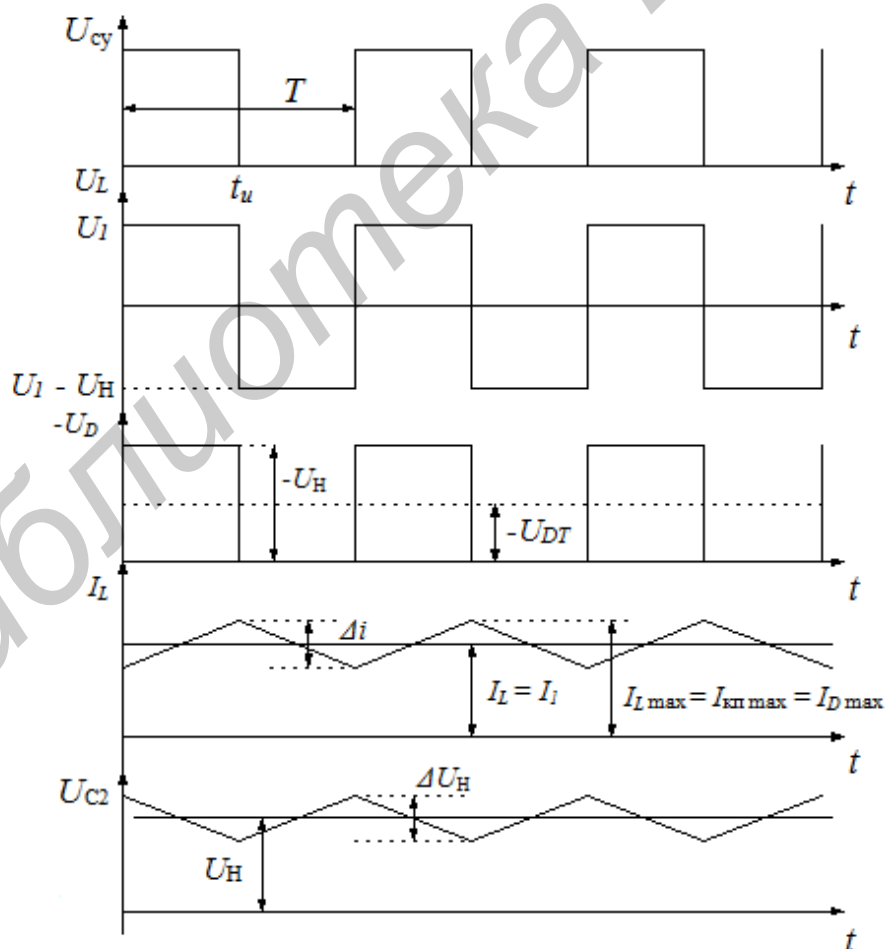


Рис. 6.4. Временные диаграммы работы повышающего преобразователя

Принципиальная электрическая схема силовой части инвертирующего DC-DC преобразователя приведена на рис. 6.5.

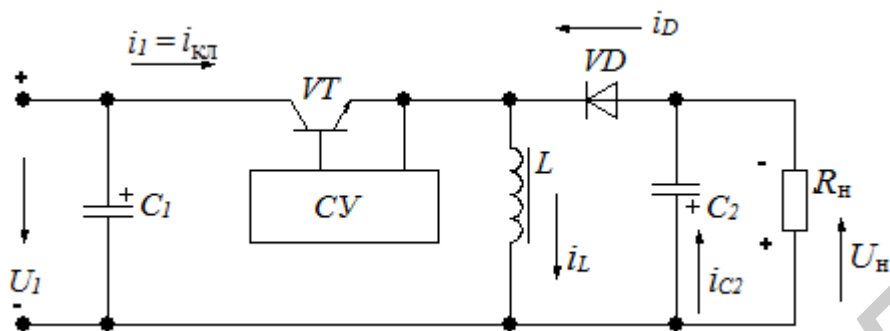


Рис. 6.5. Принципиальная электрическая схема силовой части инвертирующего DC-DC преобразователя

Все допущения, сделанные при рассмотрении схем на рис. 6.1, 6.3, сохраняются. При поступлении импульсов от системы управления СУ транзистор VT отпирается. Диод VD при этом заперт. При наступлении паузы транзистор запирается, но диод VD переходит в проводящее состояние. Ток, потребляемый схемой, совпадает с током ключа и имеет импульсный характер.

Особенность рассматриваемой схемы – инвертирование входного напряжения на выходе, откуда схема получила свое название. При запертом ключе и проводящем ток диоде напряжение на ключе оказывается равным сумме входного и выходного. При другом состоянии схемы – в импульсе – такое же напряжение будет приложено к диоду. Временные диаграммы, поясняющие работу такого преобразователя, представлены на рис. 6.6.

Из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения на индуктивности следует

$$U_1 \cdot D - U_H \cdot (1 - D) = 0. \quad (6.13)$$

Решив уравнение (6.13) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику инвертирующего преобразователя:

$$U_H = U_1 \cdot \frac{D}{1 - D}. \quad (6.14)$$

Из последнего выражения следует, что выходное напряжение равно входному напряжению при значении  $D = 0,5$ . Можно получить напряжение на выходе как меньше, так и больше входного, изменяя соответствующим образом  $D$ .

Средний ток индуктивности  $I_L$  совпадает со средним током ключа во время импульса ( $I_{кЛ\text{ ср}}$ ) и со средним током диода во время паузы. Из баланса мощностей на входе и выходе преобразователя и с учетом регулировочной характеристики, получим

$$I_1 = I_H \cdot \frac{D}{1 - D}. \quad (6.15)$$

Токи  $I_{\text{КЛ СР}}$  и  $I_L$  связаны с  $I_1$  зависимостью, вытекающей из диаграмм на рис. 6.6

$$I_{\text{КЛ СР}} = I_L = \frac{I_1}{D} = \frac{I_H}{1-D}. \quad (6.16)$$

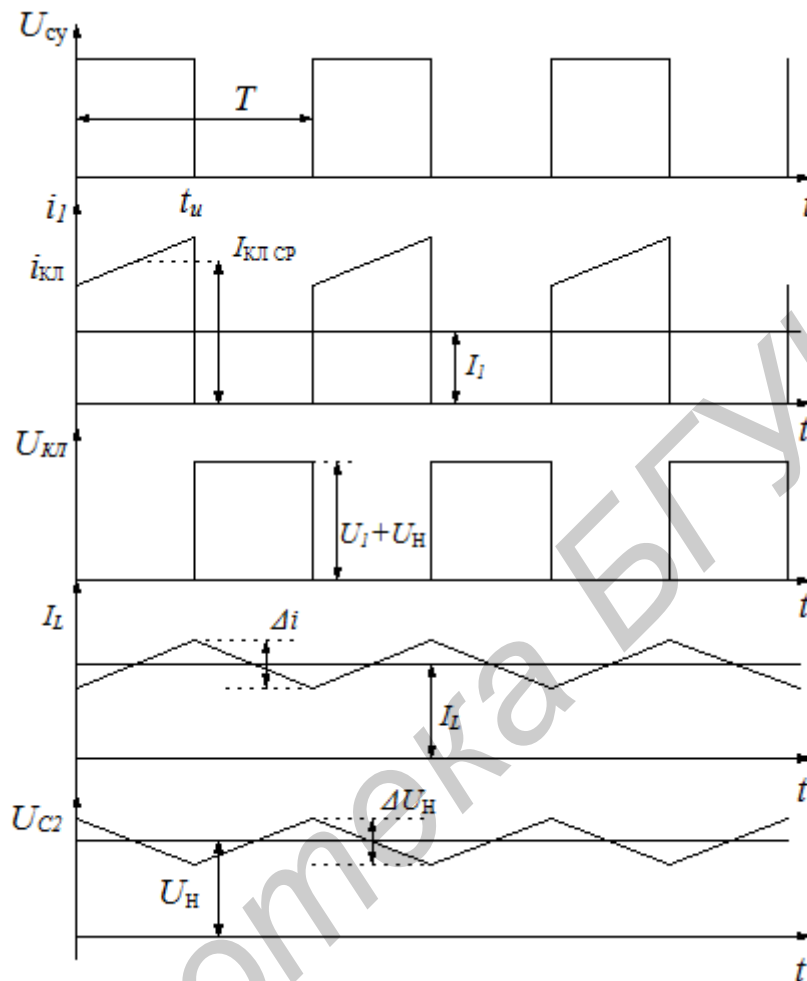


Рис. 6.6. Временные диаграммы работы инвертирующего преобразователя

Приращение тока индуктивности определяется выражением

$$\Delta i = \frac{U_H \cdot (1-D)}{L \cdot f}. \quad (6.17)$$

Амплитуда пульсаций выходного напряжения  $U_{\text{МП}}$  – половина  $\Delta U_H$  – будет равна

$$U_{\text{МП}} = \frac{I_H \cdot D}{2 \cdot f \cdot C_2}. \quad (6.18)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{\text{ТР}} > \frac{R_H \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f}. \quad (6.19)$$

Силовая часть *DC-DC* преобразователя дополняется схемой управления. Схема управления вырабатывает последовательность широтно-модулированных импульсов для управления ключевым транзистором. Кроме этого она может выполнять дополнительные функции: являться источником опорного напряжения, содержать сравнивающее устройство, осуществлять защиту от аварийных режимов и т. д.

Мировой электронной промышленностью выпускается достаточно широкий перечень интегральных микросхем, ориентированных на использование в *DC-DC* преобразователях. Одной из них является интегральная микросхема *MC34063* (российский аналог *КР1156ЕУ5*), которая может быть использована в преобразователях всех трех видов. Внутренняя структура микросхемы *MC34063* приведена на рис. 6.7.

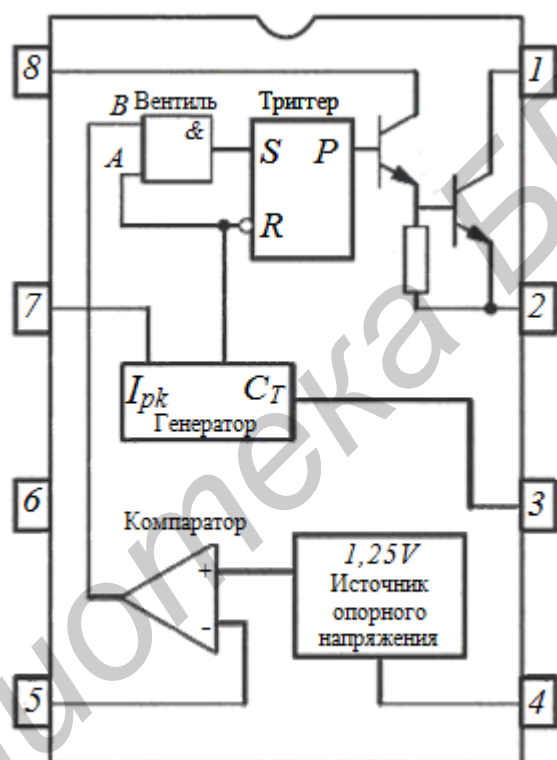


Рис. 6.7. Внутренняя структура микросхемы *MC34063*

Она содержит термокомпенсированный источник опорного напряжения  $U_0 = 1,25 \text{ В}$ , генератор, схему ограничения тока, выходной каскад и сильноточный ключ. Выводы 1 и 2 микросхемы соединены с коллектором и эмиттером ключевого транзистора. К выводу 3 и общему проводу (вывод 4) подключается времязадающий конденсатор. К общему выходу подключен отрицательный вывод источника опорного напряжения. Положительный вывод источника опорного напряжения соединен с неинвертирующим входом компаратора. Инвертирующий вход компаратора соединен с выводом 5. К выводу 6 микросхемы подключается источник питания. Вывод 7 является токочувствительным

входом генератора. Через вывод 8 осуществляется питание выходного каскада схемы. Допустимое входное напряжение микросхемы составляет от 3 до 40 В. Максимальный ток ключа – до 1,5 А. Рабочая частота до 100 кГц.

Запускающие импульсы, вырабатываемые генератором, поступают на триггер, управляющий выходным ключом. Частота повторения импульсов меняется в зависимости от напряжения питания и нагрузки преобразователя. Ее максимальное значение определяется емкостью времязадающего конденсатора. Через токочувствительный вход генератора 7 можно прервать выходной импульс, когда ток через силовой ключ превысит определенный порог.

Наличие в составе микросхемы источника опорного напряжения и компаратора позволяет придать преобразователю, построенному на его основе, новые свойства – импульсного стабилизатора выходного напряжения.

На рис. 6.8–6.10 приведены схемы понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователей, выполненных на микросхеме МС34063.

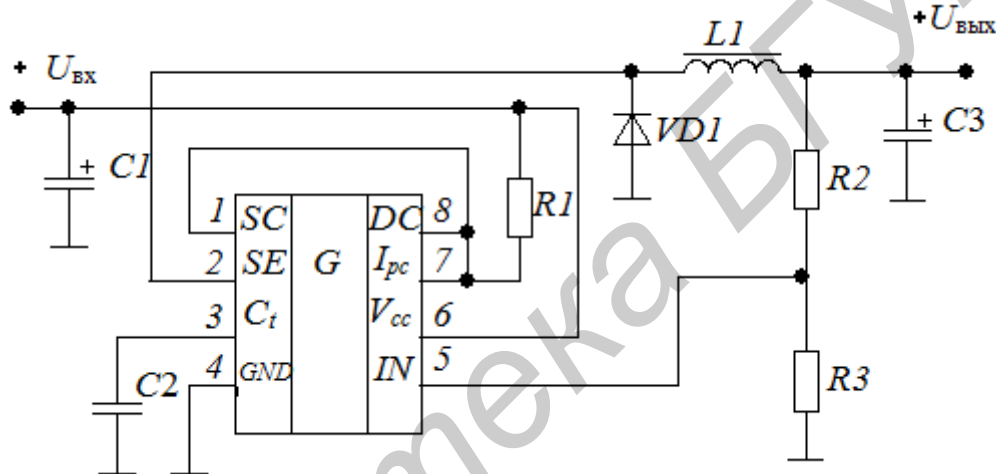


Рис. 6.8. DC-DC преобразователь понижающего типа

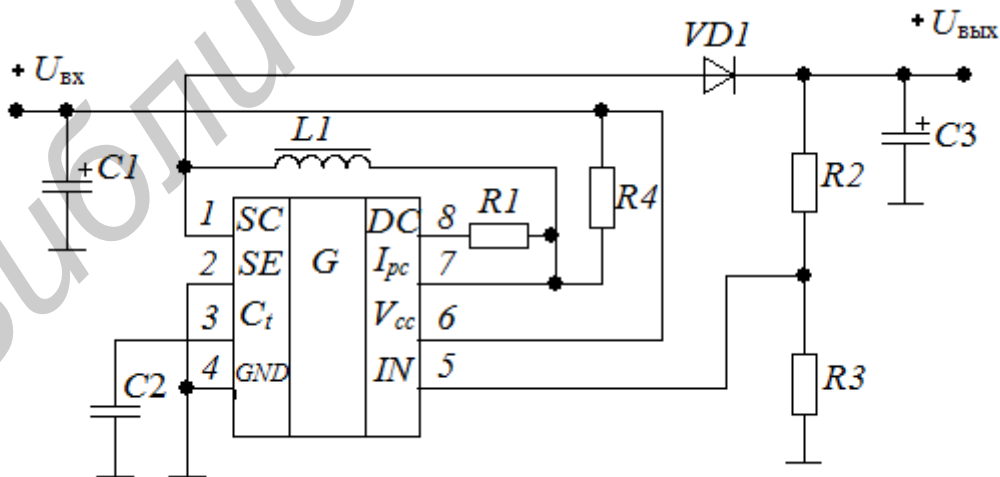


Рис. 6.9. DC-DC преобразователь повышающего типа

Рассмотрим работу DC-DC преобразователя понижающего типа. После отпирания ключевых транзисторов импульсом генератора ток через индуктив-

ность нарастает по линейному закону. После того как напряжение на сопротивлении  $R1$  достигнет 300 мВ, выходной импульс генератора прерывается, в результате чего ключевые транзисторы закрываются. Накопленная в индуктивности энергия через открывшийся диод  $VD1$  заряжает выходной конденсатор  $C3$ . Часть выходного напряжения через делитель  $R2, R3$  поступает на вход компаратора (вывод 5).

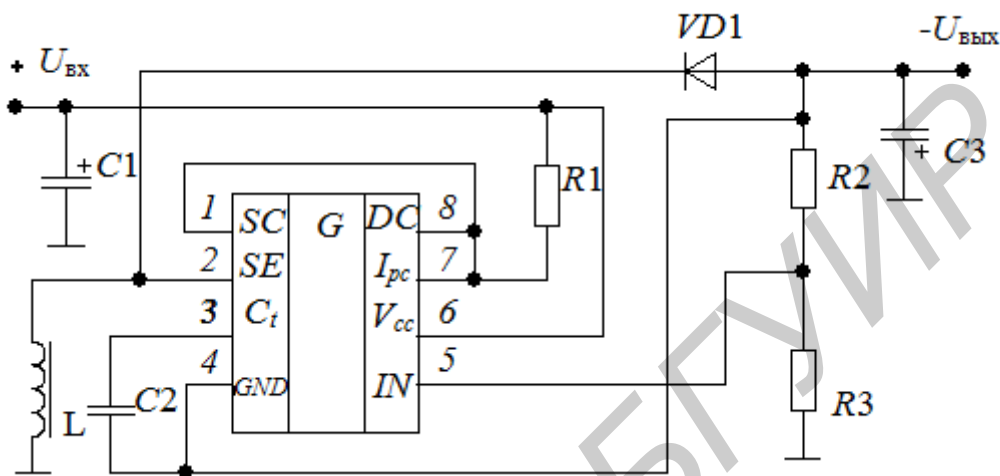


Рис. 6.10.  $DC-DC$  преобразователь инвертирующего типа

Когда напряжение на выходе преобразователя достигнет необходимого значения, выходной сигнал компаратора запретит переключение триггера микросхемы импульсами генератора. Когда напряжение на выходе снизится, вследствие разряда конденсатора  $C3$ , сигнал компаратора вновь разрешит открытие ключевых транзисторов. Таким образом, некоторое фиксированное количество энергии будет передаваться по мере необходимости от источника в нагрузку. Частота передачи порций энергии может варьироваться в широких пределах – от сотен Гц до 100 кГц. Аналогично работают повышающий и понижающий преобразователи.

Выходное стабилизированное напряжение преобразователей понижающего и повышающего типов определяется выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{О}} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right), \quad (6.20)$$

а инвертирующего преобразователя – выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{О}} \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right). \quad (6.21)$$

Для уменьшения уровня пульсаций выходного напряжения  $DC-DC$  преобразователь может быть дополнен  $LC$ -фильтром, изображенным на рис. 6.11.



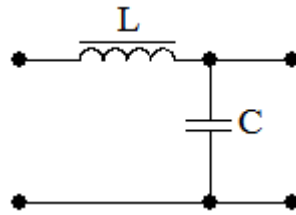


Рис. 6.11. LC-фильтр

Коэффициент сглаживания фильтра  $q$  определяется выражением

$$q = 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L \cdot C. \quad (6.22)$$

Нижняя граница значения емкости конденсатора фильтра зависит от сопротивления нагрузки  $R_H$  и находится из условия

$$2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_H \gg 1. \quad (6.23)$$

Емкость конденсатора должна быть выбрана исходя из дополнительного условия

$$C \leq \frac{\sqrt{q}}{\pi \cdot f \cdot R_H}. \quad (6.24)$$

По заданному коэффициенту сглаживания и условиям (6.23) и (6.24) определяется величина емкости, а затем по выражению (6.22) величина индуктивности.

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование  $DC-DC$  преобразователей без гальванического разделения входа и выхода» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. При подключении макета высвечивается индикатор включения. В нижней части стенда находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

В лабораторном макете представлены  $DC-DC$  преобразователи всех трех типов. Каждый преобразователь на передней панели выделен графически, имеет соответствующую надпись и может быть подключен к источнику входного напряжения поочередно нажатием кнопки «выбор схемы преобразователя». О подключении выбранного преобразователя к источнику свидетельствует световой индикатор. Кроме преобразователей в макете имеется LC-фильтр с фиксированными параметрами и переменное сопротивление нагрузки, ограниченное снизу некоторым постоянным сопротивлением.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 6.12.

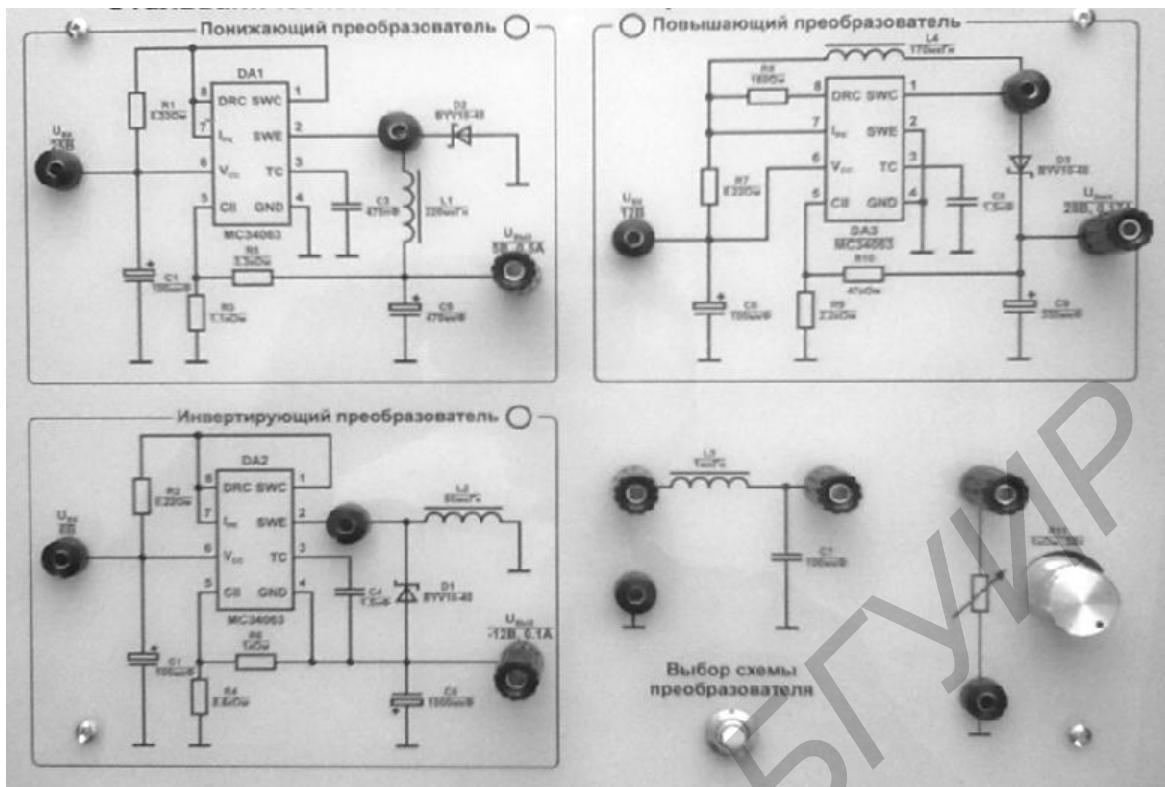


Рис. 6.12. Панель лабораторного макета

### Домашнее задание

1. Изучить разделы «*DC-DC* преобразователи без гальванического разделения входа и выхода», «Схема управления *DC-DC* преобразователями *MC34063*» и основные положения, изложенные выше.
2. Изобразить развернутые принципиальные электрические схемы всех типов преобразователей с учетом внутренней структуры микросхемы *MC34063*.
3. По выражениям (6.20) и (6.21) рассчитать напряжение стабилизации всех типов преобразователей. Величины сопротивлений выходных делителей напряжения для всех вариантов приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

	Понижающий преобразователь	Повышающий преобразователь	Инвертирующий преобразователь
$R2, \text{кОм}$	3,3	47,0	1,0
$R3, \text{кОм}$	1,1	2,2	8,6

4. По выражению (6.22) рассчитать коэффициент сглаживания *LC*-фильтра для диапазона частот 100 Гц–100 кГц через декаду в логарифмическом масштабе для  $L = 1 \text{ мкГн}$ ,  $C = 100 \text{ мкФ}$ .

## Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.
2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания стенда. Нажатием кнопки «выбор схемы преобразователя» подключить к источнику понижающий преобразователь. О подключении свидетельствует световой индикатор у выбранного преобразователя.
3. Измерить входное и выходное напряжения преобразователя. Сравнить измеренное значение выходного напряжения с рассчитанным значением.
4. Подключить к выходу преобразователя через амперметр переменное сопротивление нагрузки. Параллельно нагрузке подключить вольтметр. Изменяя сопротивление нагрузки от минимального до максимального значения, следить за показаниями амперметра и вольтметра. Сделать выводы.
5. Снять осциллограммы напряжений на ключевых элементах преобразователя. Оценить влияние нагрузки на частоту импульсов. Измерить частоту импульсов при минимальном и максимальном сопротивлении нагрузки.
6. Снять осциллограмму пульсаций напряжения на нагрузке. Измерить частоту пульсаций при минимальном и максимальном сопротивлении нагрузки.
7. Подключить между выходом преобразователя и сопротивлением нагрузки  $LC$ -фильтр. Снять осциллограмму пульсаций напряжения на нагрузке. Сравнить осциллограмму с осциллограммой п. 6. Сделать вывод о влиянии фильтра на характер пульсаций и объяснить результат с учетом рассчитанного коэффициента сглаживания.
8. Повторить пп. 1–7 для повышающего и понижающего преобразователей.

## Основные вопросы к работе

1. Каков принцип работы  $DC-DC$  преобразователей?
2. Какие типы  $DC-DC$  преобразователей существуют?
3. Какие функции выполняет  $DC-DC$  преобразователь, дополненный обратной связью по напряжению?
4. Изобразить силовую часть понижающего  $DC-DC$  преобразователя и объяснить его работу.
5. Изобразить силовую часть повышающего  $DC-DC$  преобразователя и объяснить его работу.
6. Изобразить силовую часть инвертирующего  $DC-DC$  преобразователя и объяснить его работу.
7. Каким образом можно регулировать коэффициент заполнения импульсов?
8. Каково назначение основных функциональных узлов контроллера МС34063?
9. Как осуществляется обратная связь по напряжению при работе контроллера в составе преобразователя?

10. Как рассчитывается выходное напряжение импульсных стабилизаторов напряжения?

11. Каковы преимущества и недостатки импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению с непрерывными?

12. Чем определяется уровень пульсаций выходного напряжения преобразователя?

13. Какие функции выполняет *LC*-фильтр?

### Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 225–245.

2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника : от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. С. 178–264.

3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001, С. 68–72.

## Лабораторная работа №7

### Исследование одноктного обратноходового преобразователя

**Цель работы:** изучение и экспериментальное исследование одноктного обратноходового преобразователя.

#### Основные теоретические положения

*DC-DC* преобразователи с гальваническим разделением входных и выходных цепей бывают двух типов: одноктные и двухтактные. Смысл термина «одноктный» состоит в том, что передача энергии на выход производится только в одном интервале времени за период переключения. В свою очередь одноктные преобразователи подразделяются на прямоходовые и обратноходовые. В прямоходовых преобразователях передача энергии на выход осуществляется на интервале замыкания силового ключа. В обратноходовых преобразователях энергия, запасенная в индуктивности при замкнутом состоянии ключа, передается на выход в паузе, т. е. когда ключевой транзистор заперт. И в прямоходовых и в обратноходовых преобразователях передача энергии в выходную цепь осуществляется через отдельную обмотку индуктивного элемента. Этим обусловлено гальваническое разделение входных и выходных цепей преобразователя.

Одноктные обратноходовые преобразователи (ООП), кроме гальванической развязки входа и выхода, обладают рядом других достоинств. Схематически они достаточно просты. Так как фазы накопления и передачи энергии в ООП разнесены во времени, они не боятся коротких замыканий в нагрузке. Наличие трансформаторной связи делает возможным получение на выходе ряда независимых напряжений, гальванически не связанных между собой. Все это обусловило их широкое распространение в устройствах электропитания различной аппаратуры.

К недостаткам ООП можно отнести работу индуктивного элемента в условиях однополярного перемагничивания, что увеличивает его весогабаритные показатели и требует принятия мер для предотвращения насыщения магнитопровода. Кроме того, неизбежными являются потери энергии в демпфирующих цепях, предотвращающих опасные перенапряжения на ключевом транзисторе.

Принципиальная электрическая схема силовой части одноктного обратноходового преобразователя приведена на рис. 7.1.

Схема управления СУ вырабатывает последовательность импульсов, управляющих работой ключевого транзистора *VT*. При отпирании транзистора в первичной обмотке трансформатора, обладающей индуктивностью  $L_1$  и числом витков  $w_1$ , начинает протекать линейно нарастающий ток  $i_1$ . Начинается фаза накопления энергии в первичной обмотке трансформатора.

Закон изменения тока определяется выражением

$$i_1(t) = \frac{U_{BX} \cdot t}{L_1}. \quad (7.1)$$

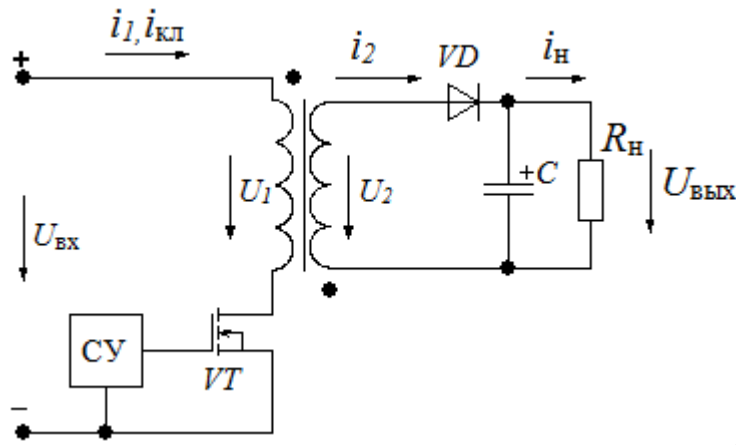


Рис. 7.1. Схема электрическая принципиальная силовой части ООП

Ток во вторичной катушке отсутствует, так как диод  $VD$  на этом интервале заперт. Передача накопленной в первичной цепи энергии во вторичную цепь наступает после запираания транзистора  $VT$ . В этот момент полярность напряжения на выводах трансформатора в силу явления самоиндукции меняется на противоположную. Диод  $VD$  открывается, и во вторичной цепи начинает протекать ток  $i_2$

$$i_2(t) = \frac{w_1}{w_2} \cdot i_1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot t}{L_2}, \quad (7.2)$$

где  $L_2$  и  $w_2$  – индуктивность и число витков вторичной обмотки.

При достаточно большой емкости конденсатора  $C$ , параллельно которому подключена нагрузка, средний ток нагрузки  $I_H$  будет равен

$$I_H = I_{1\text{max}} \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{1-D}{2}, \quad (7.3)$$

где  $D = t_H/T$  – коэффициент заполнения.

Максимальное значение тока в первичной цепи получается из выражения (7.1), приняв  $t = t_H$  и выразив длительность импульса через коэффициент заполнения получим

$$I_{1\text{max}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot D \cdot T}{L_1}. \quad (7.4)$$

Из выражения (7.3), с учетом уравнения (7.4), следует

$$I_H = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot L_1 \cdot f \cdot k}, \quad (7.5)$$

где  $f = 1/T$ , а  $k = w_2/w_1$ .

Из последнего выражения следует, что при постоянном входном напряжении и неизменных параметрах трансформатора максимальный ток в нагрузке и, следовательно, максимальное напряжение на нагрузке, получается при коэффициенте заполнения  $D = 0,5$ .

Временные диаграммы работы ООП в различных режимах приведены на рис. 7.2 и 7.3. На рис. 7.2 показаны диаграммы работы преобразователя с коэффициентом заполнения  $D = 0,5$ . На рис. 7.3 приведены диаграммы работы преобразователя с коэффициентом заполнения  $D < 0,5$ .

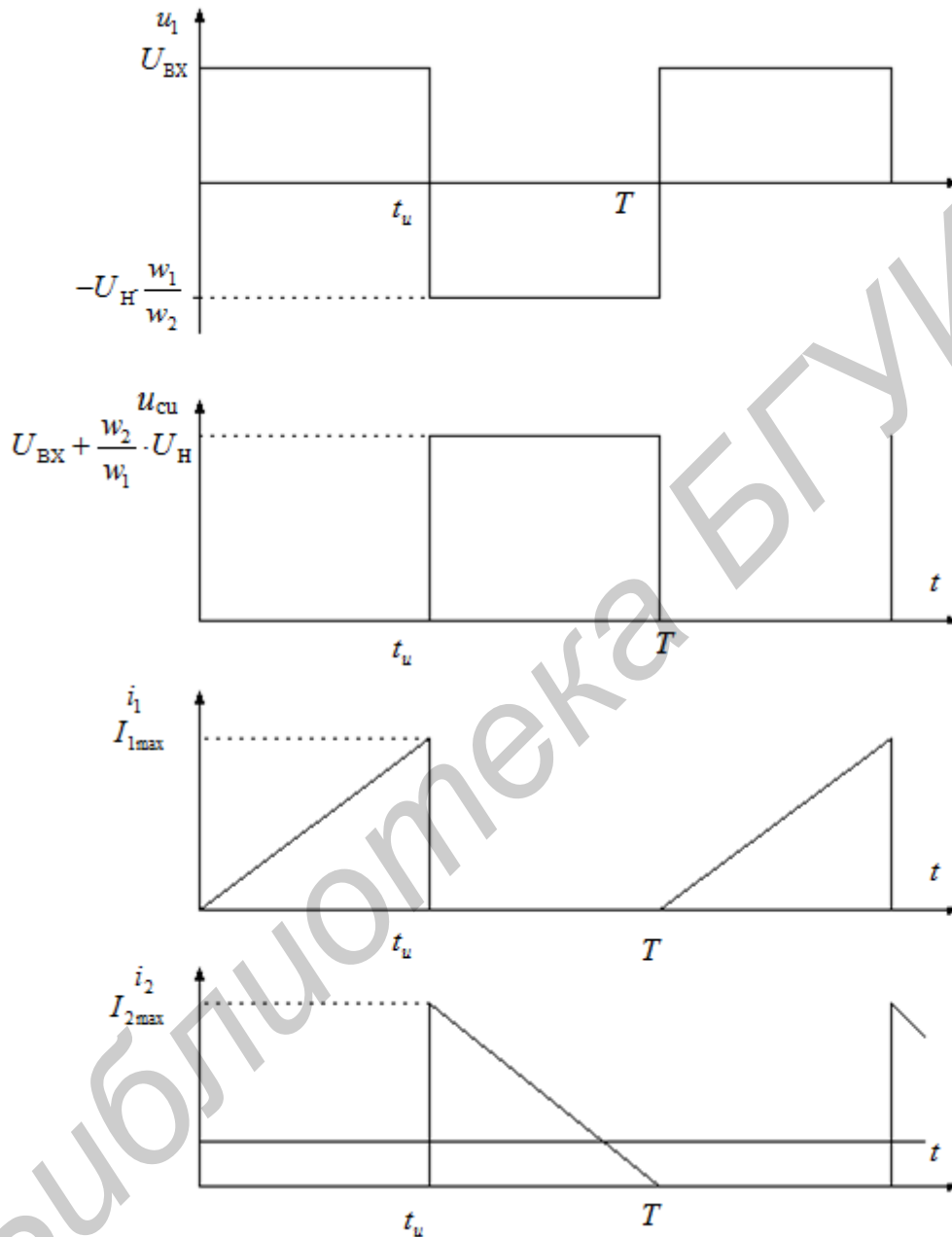


Рис. 7.2. Временные диаграммы работы однотактного обратного преобразователя при  $D = 0,5$

Зависимость между входным и выходным напряжениями преобразователя можно получить из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения на первичной обмотке трансформатора

$$\int_0^T u_1 dt = 0. \quad (7.6)$$

Выражение (7.6) с учетом изображения на рис. 7.2 напряжения  $u_1$  запишется в виде

$$U_{\text{ВХ}} \cdot D - U_{\text{Н}} \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot (1 - D) = 0. \quad (7.7)$$

Из последнего выражения следует

$$U_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{D}{1 - D}. \quad (7.8)$$

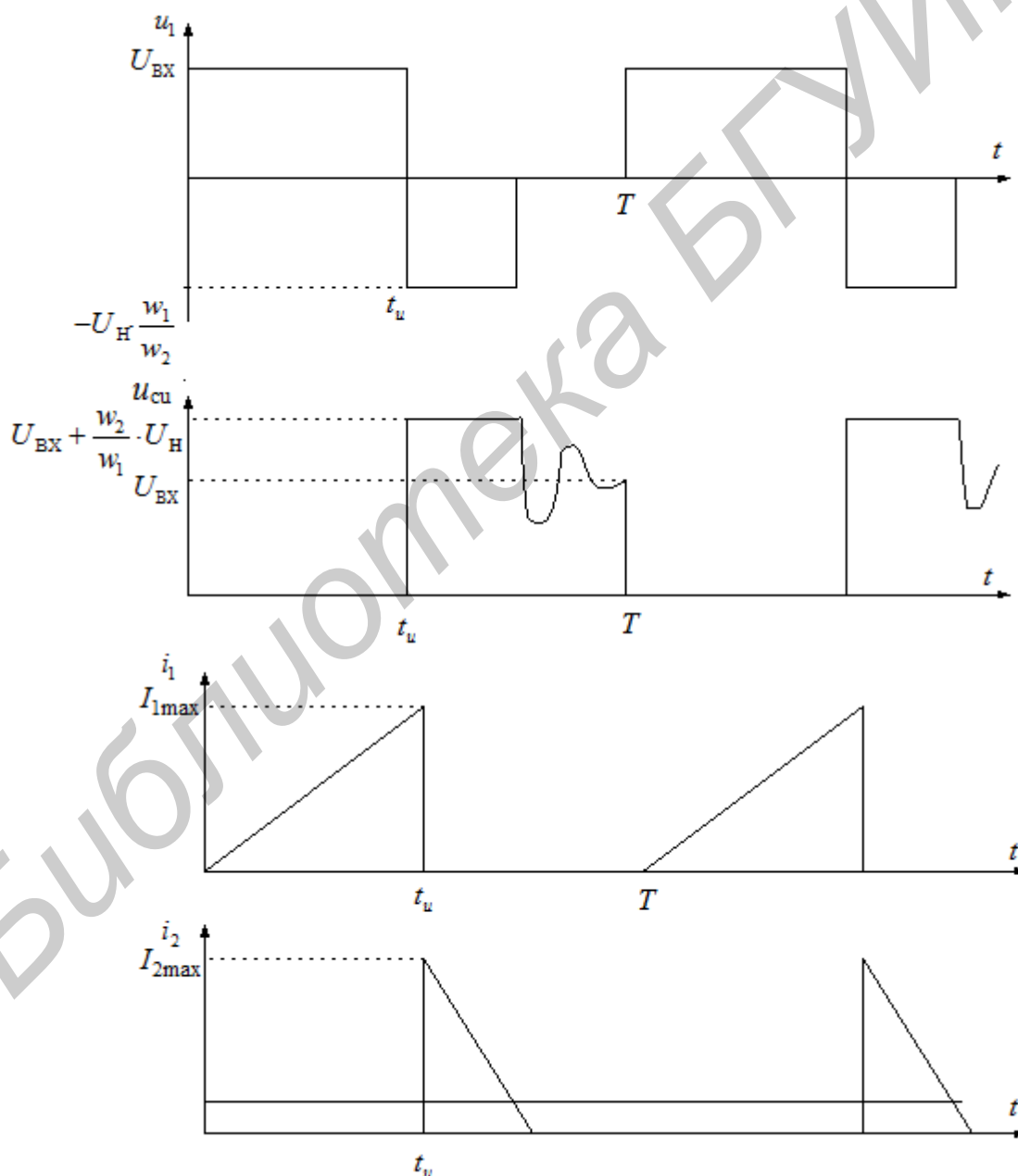


Рис. 7.3. Временные диаграммы работы однофазного обратного преобразователя при  $D < 0,5$



Соотношение (7.8) отличается от соответствующего выражения для инвертирующего *DC-DC* преобразователя наличием множителя  $w_2/w_1$ , являющегося коэффициентом трансформации трансформатора. Действительно, схема ООП может быть получена из схемы *DC-DC* преобразователя без гальванического разделения входа и выхода путем замены индуктивности трансформатором, разделяющим входные и выходные цепи.

Силовая часть преобразователя дополняется широтно-импульсным контроллером, содержащим в своем составе генератор, широтно-импульсный модулятор, схему токовой защиты. Промышленностью выпускаются специализированные контроллеры, ориентированные на применение в одноконтурных преобразователях. На рис. 7.4 приведена принципиальная электрическая схема одноконтурного обратного преобразователя, выполненного с использованием ШИМ-контроллера *UC3842*. Такие схемы находят широкое применение в блоках питания современной радиоэлектронной аппаратуры.

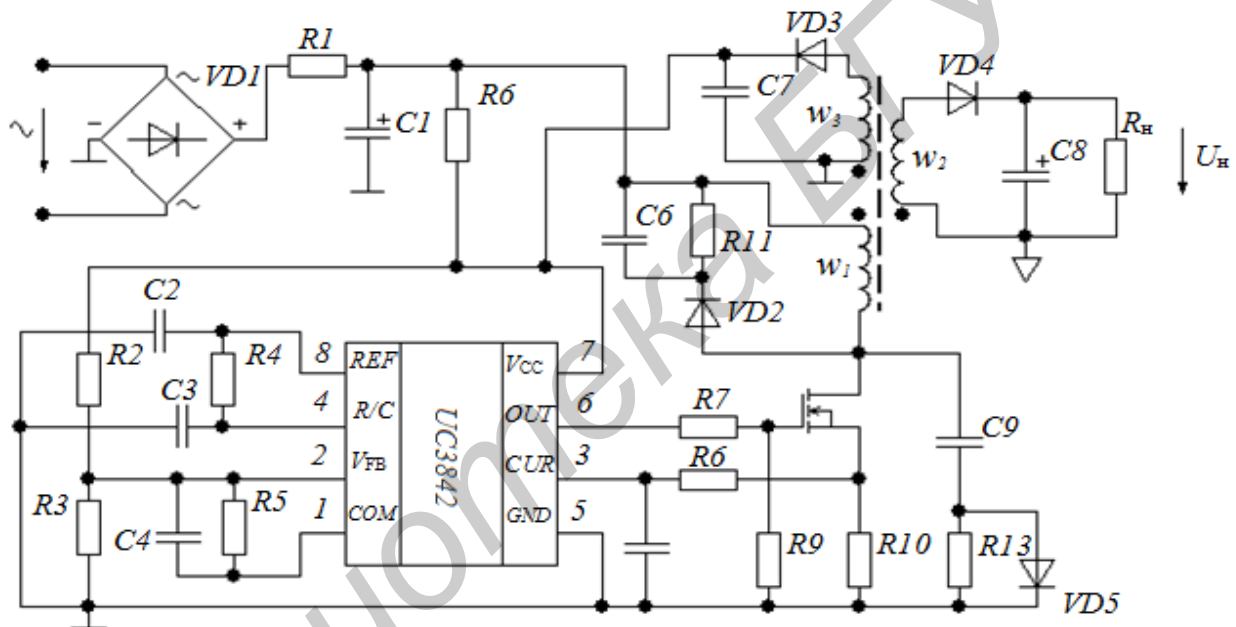


Рис. 7.4. Схема электрическая принципиальная одноконтурного обратного преобразователя

Входное переменное напряжение выпрямляется мостовым выпрямителем *VD1* и через резистор *R1* заряжает конденсатор фильтра *C1*. Резистор *R1* сопротивлением в единицы ом ограничивает зарядный ток конденсатора в момент подключения входного напряжения. Транзисторный ключ *VT1*, управляемый контроллером *UC3842* находится в закрытом состоянии, так как первоначально на выводе 7 отсутствует питающее напряжение. По мере заряда конденсатора фильтра *C1* через резистор *R6* с достаточно большим сопротивлением (десятки кОм), заряжается конденсатор *C7* в цепи питания контроллера. Ток, потребляемый контроллером при этом невелик. При достижении напряжением на конденсаторе *C7* величины 16 В, включается контроллер и начинает генерировать последовательность прямоугольных импульсов, управляющих ключом *VT1*. Ча-

стота следования импульсов зависит от величин  $R_4$  и  $C_3$  и определяется выражением

$$f = \frac{1,72}{R_4 \cdot C_3}, \quad (7.9)$$

где  $f$  – частота генератора в кГц;

$R_4$  – сопротивление в кОм;

$C_3$  – емкость в мкФ.

В стоковую цепь ключевого транзистора включена первичная обмотка трансформатора с числом витков  $w_1$ . В процессе коммутации ключевого транзистора на вторичных обмотках трансформатора появляется напряжение. Напряжение с обмотки  $w_2$  выпрямляется однополупериодным выпрямителем на диоде  $VD_4$  и заряжает конденсатор  $C_8$ , к которому подключена нагрузка. Напряжение с обмотки  $w_3$  выпрямляется диодом  $VD_3$  и заряжает конденсатор  $C_7$ , включенный в цепь питания ШИМ-контроллера. Это же напряжение через делитель, образованный резисторами  $R_2$ ,  $R_3$ , подается на вход сигнала ошибки (вывод 2). Усилитель сигнала ошибки сравнивает напряжение делителя с внутренним опорным стабильным напряжением 2,5 В и корректирует в нужном направлении длительность управляющих ключевым транзистором импульсов. Происходит стабилизация напряжения питания микросхемы контроллера и напряжения, снимаемого с обмотки  $w_2$  трансформатора. Параллельно соединенные резистор  $R_5$  и конденсатор  $C_4$  включены в цепь обратной связи усилителя ошибки и определяют устойчивость и динамические свойства системы стабилизации напряжения. Резистор  $R_{10}$ , сопротивление которого составляет доли ома, является датчиком тока. Напряжение с этого резистора через фильтр  $R_6$ ,  $C_5$  поступает на вход ограничения тока (вывод 3). При достижении напряжения на этом входе уровня в 1 В происходит ограничение длительности управляющих импульсов. Элементы  $VD_2$ ,  $C_6$ ,  $R_{11}$ ,  $VD_5$ ,  $R_9$ ,  $C_{13}$  формируют требуемую форму импульсов, устраняют паразитную генерацию фронтов и защищают ключевой транзистор от пробоя импульсным высоким напряжением, возникающим на первичной обмотке трансформатора в момент запираания. В некоторых случаях эти функции выполняют элементы  $VD_5$ ,  $R_9$ ,  $C_{13}$ .

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование однотактного обратного преобразователя» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. При подключении макета высвечивается индикатор включения. В нижней части стенда находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 7.5. Входное напряжение через резистор  $R3$  заряжает конденсатор фильтра  $C4$ . По падению напряжения на резисторе  $R3$  можно судить о величине входного тока преобразователя. Для первоначального запуска ШИМ-контроллера  $UC3842$  служит цепь, состоящая из сопротивления  $R6$  и конденсатора  $C5$ . В дальнейшем питание контроллера осуществляется от отдельной обмотки трансформатора через выпрямительный диод  $VD2$  и конденсатор  $C5$ . Делитель напряжения  $R1, R2$ , подключенный параллельно конденсатору  $C5$ , исполняет роль датчика напряжения. Напряжение с делителя сравнивается в контроллере с опорным напряжением  $2,5\text{ В}$  и при их различии контроллер изменяет коэффициент заполнения управляющих импульсов. Частота генерации внутреннего генератора ШИМ-контроллера определяется времязадающими элементами  $R5, C3$ .

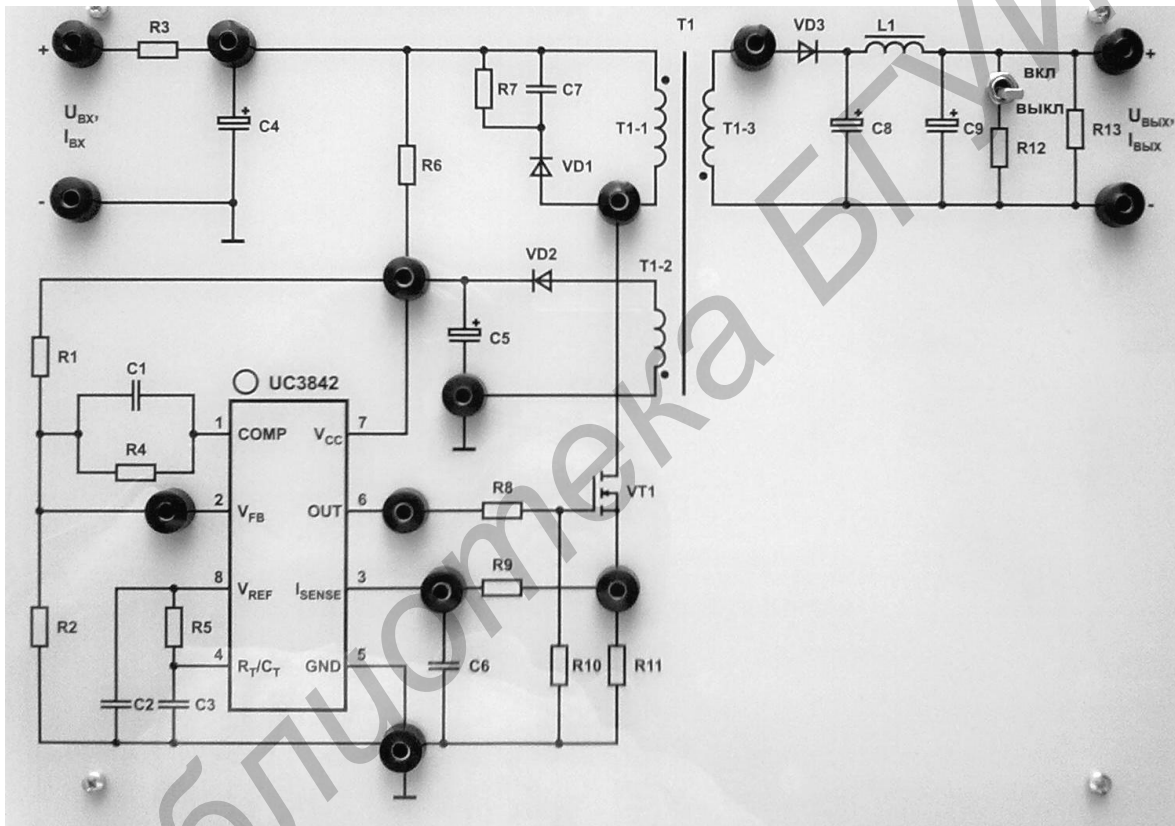


Рис. 7.5. Панель лабораторного макета

Импульсы, вырабатываемые контроллером, управляют работой ключевого транзистора  $VT1$ , в стоковую цепь которого включена первичная обмотка трансформатора. Защиту ключевого транзистора от высокого напряжения, возникающего в момент его запирающего, обеспечивает цепь  $VD1, R7, C7$ . Резистор  $R11$  является датчиком тока. Элементы  $R9, C6$  образуют фильтр токового сигнала. Элементы  $R4, C1$  обеспечивают динамические свойства преобразователя. Напряжение выходной обмотки трансформатора выпрямляется диодом  $VD3$  и через фильтр  $C8, C9, L1$  подается на нагрузку  $R12, R13$ .

## Домашнее задание

1. Изучить разделы «*DC-DC* преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода», «Контроллеры управления *DC-DC* преобразователями», «ШИМ-контроллеры с обратной связью по току *UC184x/284x/384x*» и основные положения, изложенные выше.

2. По выражению (7.9) рассчитать частоту внутреннего генератора ШИМ-контроллера. Для всех вариантов значение времязадающей емкости  $C_3 = 1 \text{ нФ}$ , а времязадающего резистора  $R_5 = 22,1 \text{ кОм}$ .

3. Рассчитать напряжение на конденсаторе фильтра  $C_5$ , если сопротивления делителя напряжения для всех вариантов равны  $R_1 = 21 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 3,9 \text{ кОм}$ , а опорное напряжение усилителя ошибки равно  $2,5 \text{ В}$ .

4. Величины сопротивлений нагрузки  $R_{12}$  и  $R_{13}$  приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R_{12}, R_{13} \text{ Ом}$	54	72	100	54	72	100	54

### Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.

2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания стенда. О подключении макета свидетельствует индикатор включения на передней панели макета.

3. Отключить резистор  $R_{12}$ . Измерить напряжения на входе и выходе преобразователя. Рассчитать входной ток преобразователя, измерив напряжение на сопротивлении  $R_3 = 1 \text{ Ом}$ . По найденному току и входному напряжению определить потребляемую мощность. Мощность в нагрузке рассчитать по напряжению на нагрузке и сопротивлению нагрузки. Определить коэффициент полезного действия преобразователя.

4. Подключить резистор  $R_{12}$ . Повторить п. 4.

5. Измерить напряжения на делителе  $R_1, R_2$  и на конденсаторе  $C_5$ . Сравнить с расчетным значением.

6. Снять осциллограммы напряжений на выходе контроллера, на датчике тока, на стоке ключевого транзистора, на выходной обмотке трансформатора при двух значениях сопротивления нагрузки. Объяснить принцип стабилизации напряжения.

7. Определить по осциллограммам рабочую частоту контроллера и сравнить ее с частотой, рассчитанной в домашнем задании.

## Основные вопросы к работе

1. По какому критерию преобразователи относятся к классу однотактных преобразователей?
2. По какому критерию преобразователи относятся к классу обратных преобразователей?
3. Какими достоинствами обладают однотактные обратные преобразователи?
4. Каковы недостатки однотактных обратных преобразователей?
5. Каким образом осуществляется стабилизация напряжения в однотактном обратном преобразователе?
6. Как осуществляется обратная связь по току в преобразователе?
7. Из-за чего на стоке ключевого транзистора могут возникать высокие напряжения?
8. Как осуществляется защита ключевого транзистора от высоких напряжений?
9. Какие еще схемотехнические решения, кроме решения представленного в макете, существуют для защиты ключевого транзистора от перенапряжений?
10. Как рассчитывается частота внутреннего генератора ШИМ-контроллера?
11. Как определяется коэффициент полезного действия преобразователя?

## Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника /В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 258–286, 494–496.
2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника : от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. С. 284–322.
3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001. С. 104–113.

## Лабораторная работа №8

### Исследование полумостового преобразователя

**Цель работы:** изучение и экспериментальное исследование полумостового преобразователя.

#### Основные теоретические положения

*DC-DC* преобразователи с гальваническим разделением входных и выходных цепей бывают двух типов: одноктактные и двухтактные. У двухтактных преобразователей в отличие от одноктактных передача энергии на выход осуществляется на двух интервалах времени, за период переключения. В свою очередь двухтактные преобразователи подразделяются на двухфазные, полумостовые и мостовые. В таких преобразователях передача энергии в выходную цепь осуществляется через отдельную обмотку индуктивного элемента. Этим обусловлено гальваническое разделение входных и выходных цепей преобразователя.

Двухтактные преобразователи, кроме гальванической развязки входа и выхода, обладают рядом других достоинств. Наличие трансформаторной связи делает возможным получение на выходе ряда независимых напряжений, гальванически не связанных между собой. Допустимое напряжение ключевых транзисторов в двухтактных преобразователях значительно ниже допустимого напряжения ключевых транзисторов в одноктактных преобразователях. Двухполярное перемагничивание ферромагнитного сердечника в двухтактных преобразователях увеличивает максимальный размах магнитной индукции, что позволяет при тех же габаритах сердечника получить большие мощности. К недостаткам двухтактных преобразователей можно отнести более сложные схемы управления ключевыми транзисторами.

Принципиальная электрическая схема силовой части полумостового преобразователя приведена на рис. 8.1. Первичная обмотка трансформатора с числом витков  $w_1$  включена в диагональ полумоста, образованного емкостным делителем на конденсаторах  $C_{д1}$ ,  $C_{д2}$  и ключевыми транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$ . Потенциал точки соединения конденсаторов  $C_{д1}$ ,  $C_{д2}$  и первого вывода первичной обмотки трансформатора остается неизменным и равным половине входного напряжения преобразователя  $U_1$ . В процессе работы преобразователя меняется только потенциал общей точки соединения ключевых транзисторов, к которой подключен второй вывод первичной обмотки трансформатора. Поэтому такая схема называется полумостом. Диоды  $VD1$ ,  $VD2$  осуществляют защиту ключевых транзисторов от остаточных токов трансформатора при изменении режима коммутации. К вторичной обмотке трансформатора подключен двухполупериодный выпрямитель на диодах  $VD3$ ,  $VD4$ ,  $LC$  фильтр и сопротивление нагрузки.

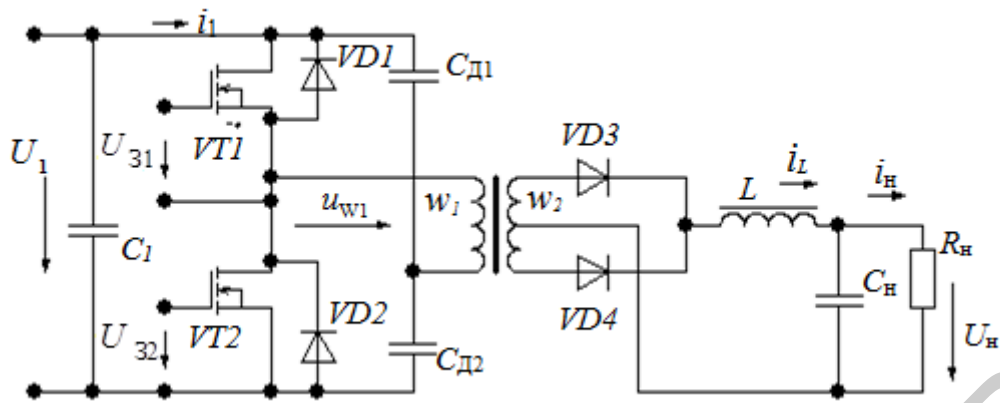


Рис. 8.1. Схема электрическая принципиальная силовой части полумостового преобразователя

Временные диаграммы работы полумостового преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя приведены на рис. 8.2. Диаграммы построены из расчета, что характеристики ключевых транзисторов и диодов идеальны.

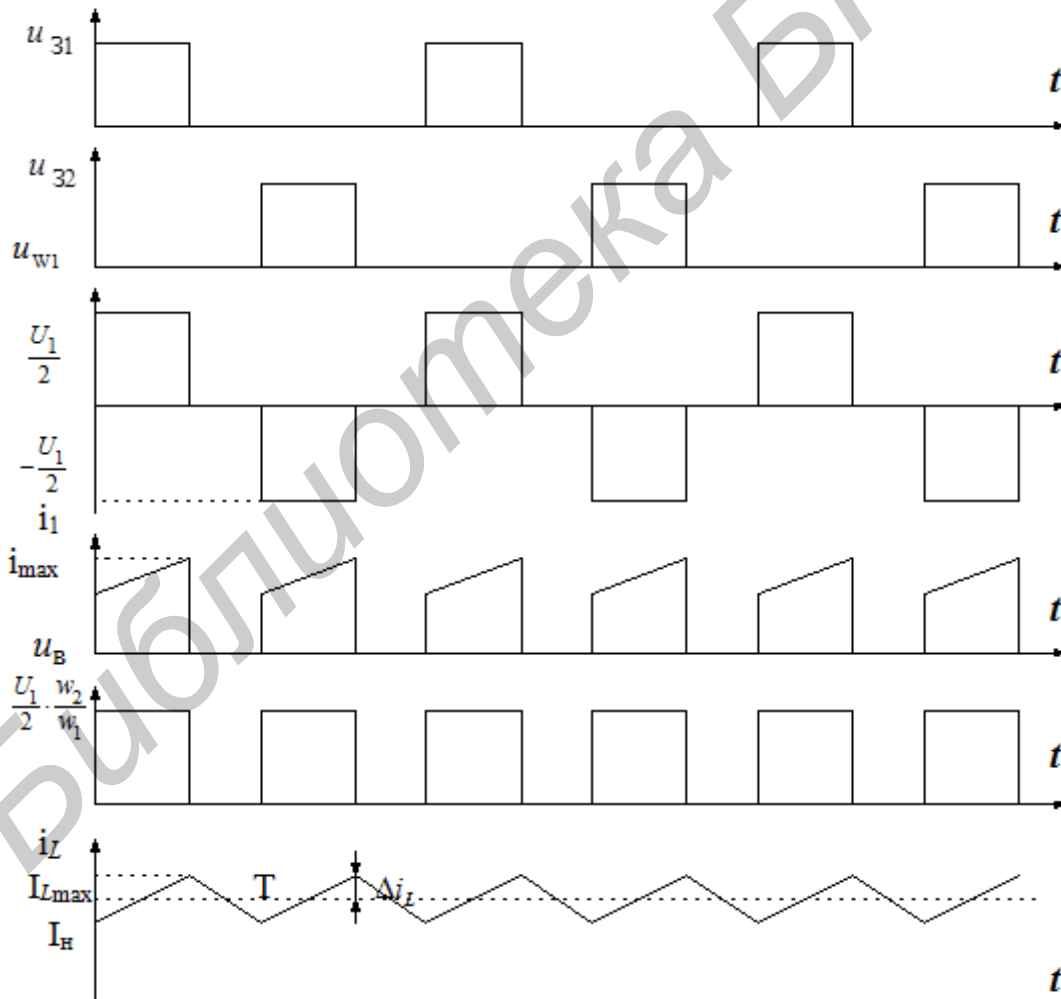


Рис. 8.2. Временные диаграммы работы полумостового преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя

Управляющие импульсы  $u_{31}$  и  $u_{32}$  подаются на затворы ключевых транзисторов. Транзисторы коммутируются поочередно. Амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора  $u_{w1}$  равна половине входного напряжения преобразователя  $U_1/2$ . Напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя  $u_B$  представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой

$$\frac{U_1}{2} \cdot \frac{w_2}{w_1},$$

где  $w_1$  – число витков первичной обмотки трансформатора,

$w_2 = w_{2.1} = w_{2.2}$  – число витков вторичной обмотки трансформатора.

При идеальных характеристиках ключевых транзисторов и диодов выпрямителя выходное напряжение преобразователя будет равно

$$U_H = \frac{U_1}{2} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot D. \quad (8.1)$$

Из последнего выражения следует, что, в режиме непрерывного тока дросселя выходное напряжение зависит только от входного напряжения и коэффициента заполнения  $D$ . Изменение тока дросселя в этом режиме определяется выражением

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot \frac{w_2}{w_1} - U_H \right) \cdot \left( \frac{2 \cdot U_H}{U_1} \cdot \frac{w_2}{w_1} \right) \cdot \frac{1}{f}. \quad (8.2)$$

Функциональная схема полумостового преобразователя приведена на рис. 8.3.

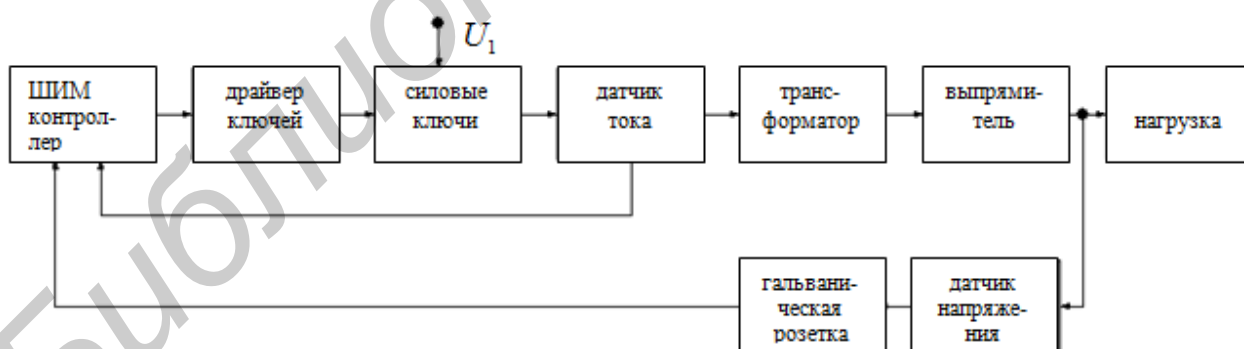


Рис. 8.3. Функциональная схема полумостового преобразователя

Силовые ключи преобразователя управляются ШИМ-контроллером через драйвер ключей. Контроллер вырабатывает две последовательности импульсов для управления силовыми транзисторами в двухтактном режиме. В его функции входит также исключение режима сквозных токов, стабилизация выходного напряжения преобразователя, токовая защита ключевых транзисторов. Цепи управления ключевыми транзисторами полумостового преобразователя долж-



ны быть гальванически развязаны. Функцию гальванического разделения управляющих цепей ключевых транзисторов в простейшем случае могут выполнить трансформаторы гальванической развязки. Кроме этого, существуют специализированные драйверы ключей полумостового преобразователя, которые, помимо гальванической развязки, обеспечивают надежную коммутацию конкретных типов ключевых транзисторов. Это, например, микросхемы *IR2110*, *IR2111*, *IR2112* производства International Rectifier. В качестве датчика тока обычно используется резистор малого номинала. Первичная обмотка трансформатора включается в диагональ моста, образованного ключевыми транзисторами и емкостным делителем напряжения. Вторичная обмотка через двухполупериодный выпрямитель соединена с нагрузкой. Для стабилизации выходного напряжения преобразователя необходимо измерять его истинную величину и сравнивать с некоторым опорным напряжением. При различии сравниваемых напряжений ШИМ-контроллером корректируется коэффициент заполнения импульсов. В качестве датчика напряжения используется резистивный делитель. В качестве источника опорного напряжения используется параметрический стабилизатор напряжения.

Гальваническая развязка силовых входных и выходных цепей преобразователя обеспечивается наличием трансформатора. Гальваническая развязка измерительных цепей преобразователя осуществляется использованием оптрона, включенного между датчиком напряжения и ШИМ-контроллером.

### Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование полумостового преобразователя» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. При подключении макета высвечивается индикатор включения. В нижней части стенда находятся также два цифровых вольтметра и амперметра, измеряющих как постоянные составляющие напряжения и тока, так и действующие переменные составляющие.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 8.4. Входное напряжение через резистор *R3* заряжает конденсатор фильтра *C2*. По падению напряжения на резисторе *R3* можно судить о величине входного тока преобразователя. Управляет работой преобразователя ШИМ-контроллер *TL494*. Резистивные делители *R7*, *R12* и *R5*, *R10*, подключенные к источнику опорного напряжения контроллера *REF*, задают напряжения на одном из входов усилителей ошибки контроллера. На вторые входы усилителей ошибки поданы напряжения с датчика тока ключевых транзисторов (вывод 16) и с оптронной развязки датчика выходного напряжения преобразователя (вывод 1). Элементы *C4*, *C5*, *R11*, *R13*, *R16* определяют динамические свойства преобразователя. Элементы *C8*, *R17* осуществляют управление «мертвым» временем при включении преобразователя. Элементы *C1*, *R2* являются времязадающими и определяют частоту внутреннего генератора контроллера. Частота генератора определяется по формуле

$$f = \frac{1,1}{R_2 \cdot C_1}, \quad (8.3)$$

где  $f$  – частота генератора в кГц;

$R_2$  – сопротивление в кОм;

$C_1$  – емкость в мкФ.

С резистора  $R1$  снимается напряжение, изменяющееся в зависимости от состояния оптрона. Контроллер работает в двухтактном режиме (вывод 13 подключен к источнику опорного напряжения). Выходные транзисторы контроллера соединены по схеме с общим коллектором. Эмиттерной нагрузкой транзисторов служат входы драйвера полумоста  $IR2112$ , выходы которого  $LO$  и  $HO$  предназначены для управления нижним и верхним, соответственно, ключами стойки транзисторов полумоста.

Конденсатор  $C3$ , заряжаемый через диод  $VD1$ , образует «плавающий» источник, питающий половину драйвера, относящуюся к верхнему ключу.

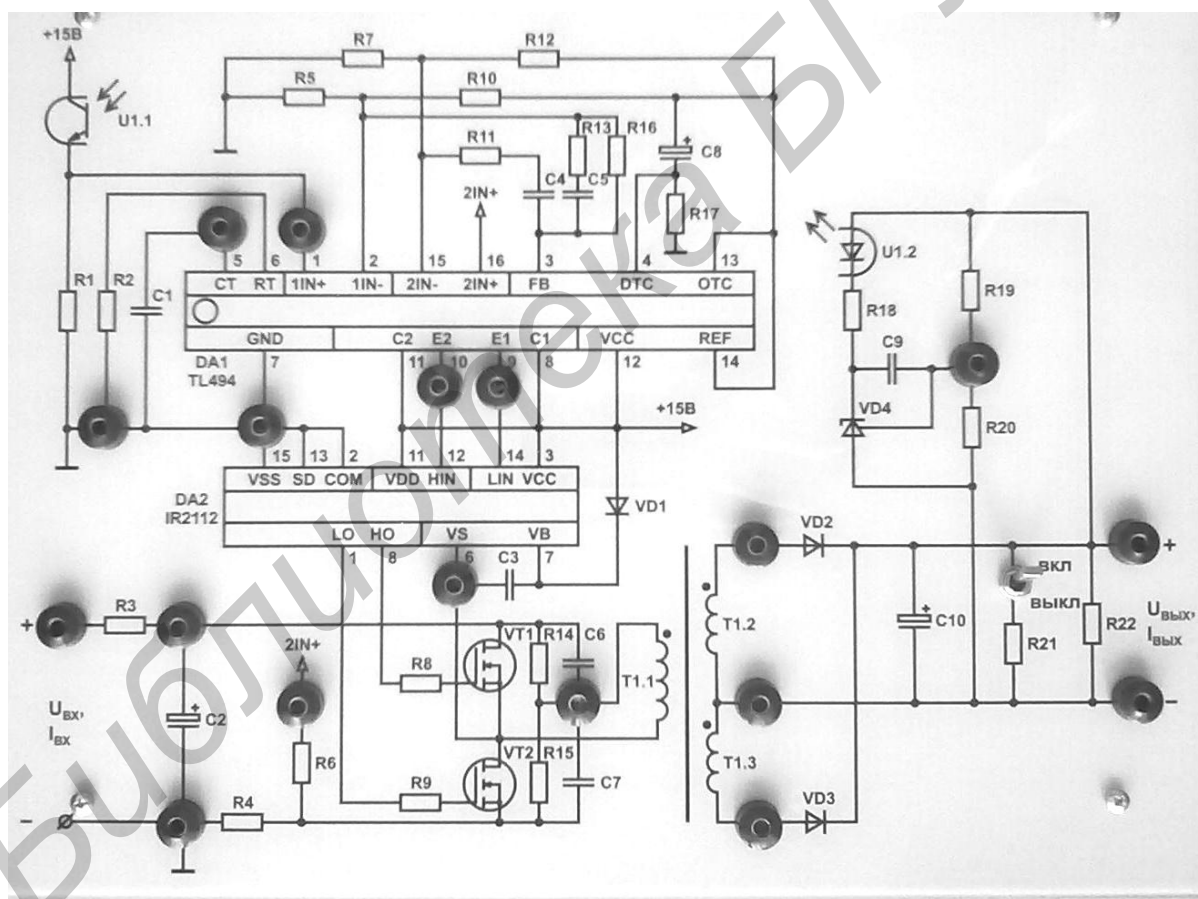


Рис. 8.4. Передняя панель лабораторного макета

Когда включен нижний ключевой транзистор, исток верхнего транзистора оказывается соединенным с общим проводом и конденсатор  $C3$  заряжается через диод  $VD1$ . Когда транзистор нижнего плеча закрывается и начинает открываться,

ваться верхний транзистор, диод оказывается запертым, и схема управления питается за счет напряжения на конденсаторе  $C3$ .

Конденсаторы  $C6, C7$  образуют емкостный делитель полумоста. Резисторы  $R14, R15$  выравнивают напряжения на конденсаторах  $C6, C7$ . В качестве датчика тока используется резистор  $R4$ , напряжение с которого подается на контроллер через резистор  $R6$ .

Выходной выпрямитель выполнен по двухполупериодной схеме на диодах  $VD2, VD3$ . Емкостный фильтр выполнен на конденсаторе  $C10$ . Нагрузку образуют резисторы  $R21, R22$ .

Датчик выходного напряжения образован резисторами  $R19, R20$ . Источник опорного напряжения выполнен на регулируемом стабилитроне  $VD4 TL431$ , последовательно с которым через токоограничивающий резистор  $R18$  в прямом направлении включен диод оптрона  $U1,2$ . Выходное напряжение преобразователя находится по выражению

$$U_H = U_{CT} \cdot \left( 1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right), \quad (8.4)$$

где  $U_{CT}$  – напряжение включения стабилитрона, равное 2,5 В.

### Домашнее задание

1. Изучить разделы « $DC-DC$  преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода», «Контроллеры управления  $DC-DC$  преобразователями», «Семейство ШИМ-контроллеров  $TL493/4/5$ » и основные положения, изложенные выше.

2. По выражению (8.3) рассчитать частоту внутреннего генератора ШИМ-контроллера. Для всех вариантов значение времязадающей емкости  $C_1 = 1 \text{ нФ}$ , а времязадающего резистора  $R_2 = 16,5 \text{ кОм}$ .

3. Рассчитать по выражению (8.4) напряжение на нагрузке преобразователя. Сопротивления делителя напряжения приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R19, \text{ кОм}$	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7
$R20, \text{ кОм}$	1,82	1,24	0,953	1,82	1,24	0,953	1,82

4. Величины сопротивлений нагрузки  $R21$  и  $R22$  приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$R21, R22, \text{ Ом}$	56	75	100	56	75	100	56

## Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться с устройством лабораторного макета.
2. Подключить нужную панель лабораторного макета и включить источник питания стенда. О подключении макета свидетельствует индикатор включения на передней панели макета.
3. Снять осциллограмму напряжения на времязадающей емкости  $C_1$ . По осциллограмме определить период и частоту колебаний. Сравнить их с расчетными значениями.
4. Снять осциллограммы выходных сигналов ШИМ-контроллера (выводы 9 и 10). По осциллограммам определить частоту следования импульсов.
5. Отключить резистор  $R_{21}$ . Измерить напряжения на входе и выходе преобразователя. Рассчитать входной ток преобразователя, измерив напряжение на сопротивлении  $R_3 = 1 \text{ Ом}$ . По найденному току и входному напряжению определить потребляемую мощность. Мощность в нагрузке рассчитать по напряжению на нагрузке и сопротивлению нагрузки. Определить коэффициент полезного действия преобразователя.
6. Подключить резистор  $R_{21}$ . Повторить п. 5.
7. Измерить напряжение на делителе  $R_{19}, R_{20}$  датчика выходного напряжения. Измерить выходное напряжение преобразователя. Сравнить с расчетным значением.
8. Снять осциллограммы напряжений на первичной и вторичной обмотке трансформатора.
9. Подключить резистор  $R_{21}$ . Повторить пп. 5–8, обратив внимание на характер изменения напряжений, токов и осциллограмм при изменении сопротивления нагрузки.

### Основные вопросы к работе

1. По какому критерию преобразователи относятся к классу двухтактных преобразователей?
2. Какие типы двухтактных преобразователей вы знаете?
3. Какими достоинствами обладают двухтактные преобразователи?
4. Каковы недостатки двухтактных преобразователей?
5. Каким образом осуществляется стабилизация напряжения в двухтактном преобразователе?
6. Как осуществляется обратная связь по току в преобразователе?
7. Как осуществляется гальваническая развязка между входными и выходными цепями преобразователя?
8. Какие функции выполняет драйвер ключевых транзисторов?
9. Какие еще схемотехнические решения, кроме решения представленного в макете, существуют для связи ШИМ-контроллера с ключевыми транзисторами?

10. Как рассчитывается частота внутреннего генератора ШИМ-контроллера?
11. Как определяется коэффициент полезного действия преобразователя?

### **Литература**

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника /В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. С. 258–286, 494–496.
2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника : от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. С. 284–322.
3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001. С. 104–113.

### **Рекомендации по структуре отчета по лабораторным работам**

Отчет по лабораторной работе составляется на листах формата А4. Он должен содержать:

1. Цель работы.
2. Схему исследуемого устройства.
3. Исходные данные для выполнения экспериментальной части работы согласно варианту домашнего задания.
4. Расчет домашнего задания.
5. Значения величин, полученных при теоретическом расчете и экспериментальном исследовании устройства, сведенные в таблицу.
6. Графические зависимости, полученные в эксперименте.
7. Выводы по лабораторной работе.

Отчет по лабораторной работе и его графическая часть должны быть выполнены в соответствии с требованиями ГОСТа.

В конце отчета, в разделе «Выводы», дается анализ полученных результатов, в котором устанавливается степень соответствия полученных экспериментальных данных теоретическим положениям. При наличии существенных расхождений экспериментальных результатов с теоретическими положениями измерения могут быть выполнены повторно.

*Учебное издание*

**Коваленко** Валентин Максимович  
**Свито** Игорь Леонтьевич

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

ПОСОБИЕ

Редактор *Е. И. Герман*  
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка и оригинал-макет *Ю. Ч. Клочкевич*

Подписано в печать 11.02.2013. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л 4,77. Уч.-изд. л. 4,5. Тираж 100 экз. Заказ 514.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.  
220013, Минск, П. Бровки, 6