

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

Кафедра теоретических основ электротехники

В. М. Коваленко, И. Л. Свито

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА.
УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ**

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

Минск БГУИР 2014

УДК [621.314](076.6)
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 20.05.2013 г.);

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

Коваленко, В. М.

К56 Преобразовательная техника. Учебно-методическое пособие к курсовому проектированию : учеб.-метод. пособие / В. М. Коваленко, И. Л. Свито. – Минск : БГУИР, 2014. – 72 с. : ил.
ISBN 978-985-488-991-7.

Пособие предназначено для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника», изучающих курс «Преобразовательная техника».

Содержит описание DC-DC преобразователей и их схемотехники без гальванического разделения входа и выхода и с гальваническим разделением входа и выхода, широтно-импульсных контроллеров (однотактного UC3842 и двухтактного TL494). Приводится расчет основных узлов преобразователей: сетевого выпрямителя, работающего на емкостный фильтр, дросселя, трансформатора однотактного обратного преобразователя, трансформатора полумостового преобразователя и демпфирующих цепей.

УДК [621.314](076.6)
ББК 31.264.5я73

ISBN 978-985-488-991-7

© Коваленко В. М., Свито И. Л., 2014
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2014

Содержание

1. <i>DC-DC</i> преобразователи без гальванического разделения входа и выхода	4
2. Широтно-импульсные контроллеры.....	11
2.1. Однотактный широтно-импульсный контроллер <i>UC3842</i>	11
2.2. Двухтактный широтно-импульсный контроллер <i>TL494</i>	16
3. Схемотехника <i>DC-DC</i> преобразователей без гальванического разделения входа и выхода	21
4. <i>DC-DC</i> преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода	27
5. Схемотехника <i>DC-DC</i> преобразователей с гальваническим разделением входа и выхода	34
6. Расчет основных узлов преобразователей	43
6.1. Расчет сетевого выпрямителя, работающего на емкостный фильтр... 43	
6.2. Расчет дросселя	44
6.3. Расчет трансформатора однотактного обратного преобразователя	46
6.4. Расчет трансформатора полумостового преобразователя	49
6.5. Расчет демпфирующих цепей.....	51
Приложение 1	53
Приложение 2	58
Приложение 3	67
Приложение 4	71
Литература.....	72

1. DC-DC преобразователи без гальванического разделения входа и выхода

Преобразователи напряжения – это устройства, предназначенные для преобразования электрической энергии из одного вида в другой.

Преобразователи условно подразделяются на четыре вида:

- преобразователи напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока (*AC-DC* преобразователи);
- преобразователи напряжения постоянного тока в напряжение постоянного тока (*DC-DC* преобразователи);
- преобразователи напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока (*DC-AC* преобразователи);
- преобразователи напряжения переменного тока в напряжение переменного тока (*AC-AC* преобразователи).

Условность классификации состоит в том, что преобразователи одного вида из приведенной классификации могут входить отдельным функциональным узлом в структуру преобразователей другого вида, а могут также выступать как самостоятельные устройства своего класса.

В свою очередь преобразователи каждого из четырех указанных видов по ряду признаков могут быть отнесены к различным подвидам.

Преобразователи напряжения постоянного тока в напряжение постоянного тока (*DC-DC* преобразователи) бывают без гальванического разделения входа и выхода и с гальваническим разделением входа и выхода.

DC-DC преобразователи без гальванического разделения входа и выхода подразделяются на преобразователи понижающего, повышающего и инвертирующего типа. Характерным для них является наличие накопителей энергии – индуктивности и емкости – и ключей, посредством которых осуществляется дозированная передача энергии со входа на выход устройства. Как правило, один ключ управляемый. В качестве его используется транзистор (биполярный или полевой). Транзистор управляется схемой управления. В качестве неуправляемого ключа используется диод.

Принципиальная электрическая схема силовой части понижающего *DC-DC* преобразователя приведена на рис. 1.1.

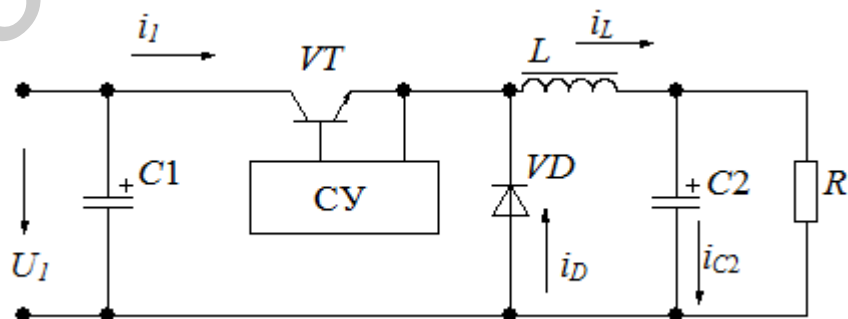


Рис. 1.1. Принципиальная электрическая схема силовой части понижающего *DC-DC* преобразователя

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 безинерционные 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

$$D = t_{и}/T. \quad (1.1)$$

Временные диаграммы, поясняющие работу понижающего преобразователя, представлены на рис. 1.2. Ток ключа по форме совпадает с током в индуктивности, в интервале импульса, ток в диоде – в интервале паузы.

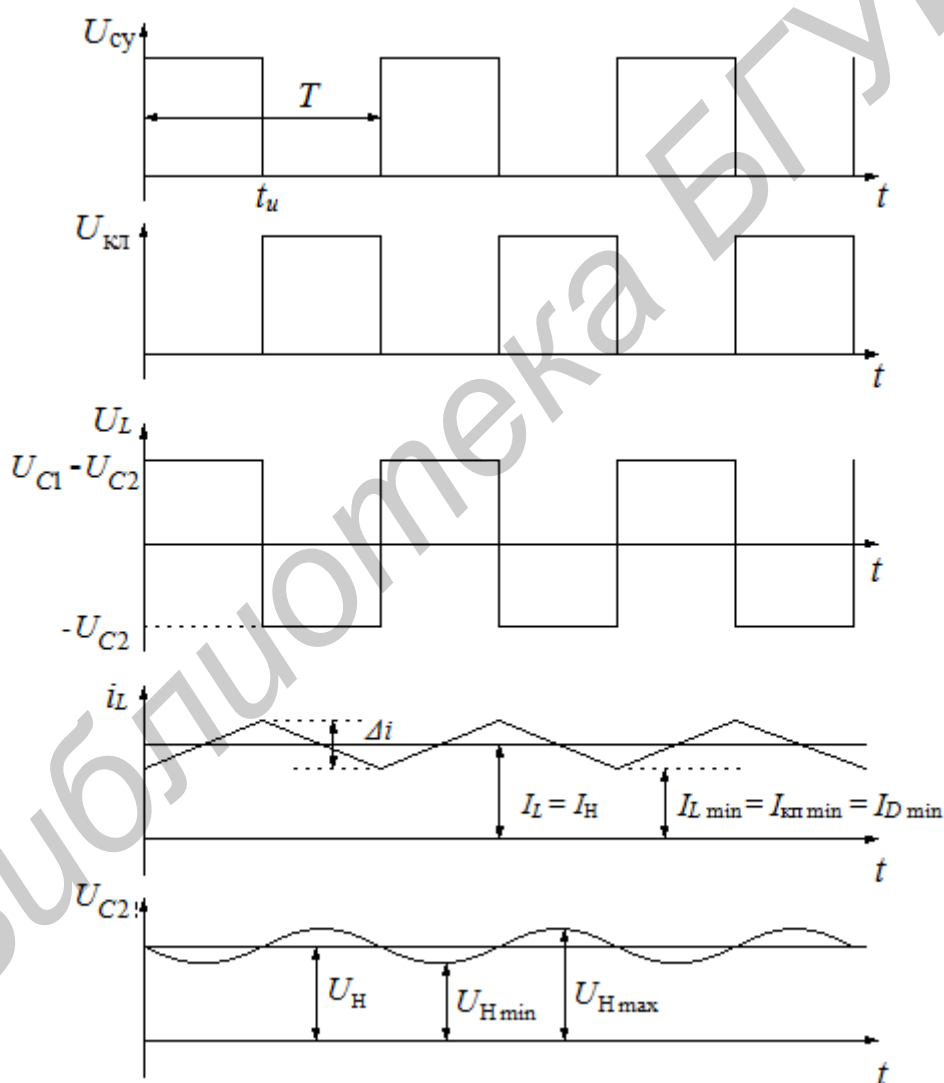


Рис. 1.2. Временные диаграммы работы понижающего преобразователя

Среднее значение тока в индуктивности равно постоянному току нагрузки $I_L = I_H$, т. к. 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

$$(U_1 - U_H)D - U_H(1 - D) = 0. \quad (1.2)$$

Решив уравнение (1.2) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику понижающего преобразователя

$$U_H = U_1 \cdot D. \quad (1.3)$$

Приращение тока в индуктивности определяется выражением

$$\Delta i = \frac{U_H}{L \cdot f} (1 - D), \quad (1.4)$$

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

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

$$U_{МП} = \frac{U_1 \cdot D \cdot (1 - D)}{16 \cdot f^2 \cdot L \cdot C_2}. \quad (1.5)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{ГР} > \frac{R_H \cdot (1 - D)}{2 \cdot f}. \quad (1.6)$$

Принципиальная электрическая схема силовой части повышающего $DC-DC$ преобразователя приведена на рис. 1.3.

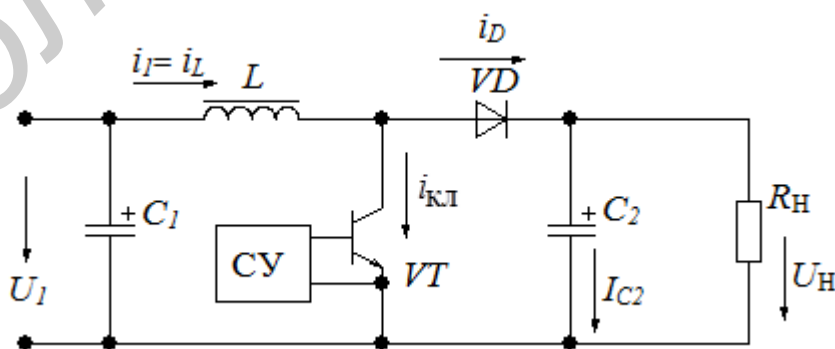


Рис. 1.3. Принципиальная электрическая схема силовой части повышающего $DC-DC$ преобразователя

Все допущения, сделанные при рассмотрении схемы на рис. 1.1, сохраняются. При поступлении импульсов от системы управления СУ транзистор VT открывается. 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. 1.4.

Из условия равенства за период нулю напряжения на индуктивности следует

$$U_1 \cdot D + (U_1 - U_H) \cdot (1 - D) = 0. \quad (1.7)$$

Решив уравнение (1.7) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику понижающего преобразователя:

$$U_H = \frac{U_1}{1 - D}. \quad (1.8)$$

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

$$I_1 = \frac{I_H}{1 - D}. \quad (1.9)$$

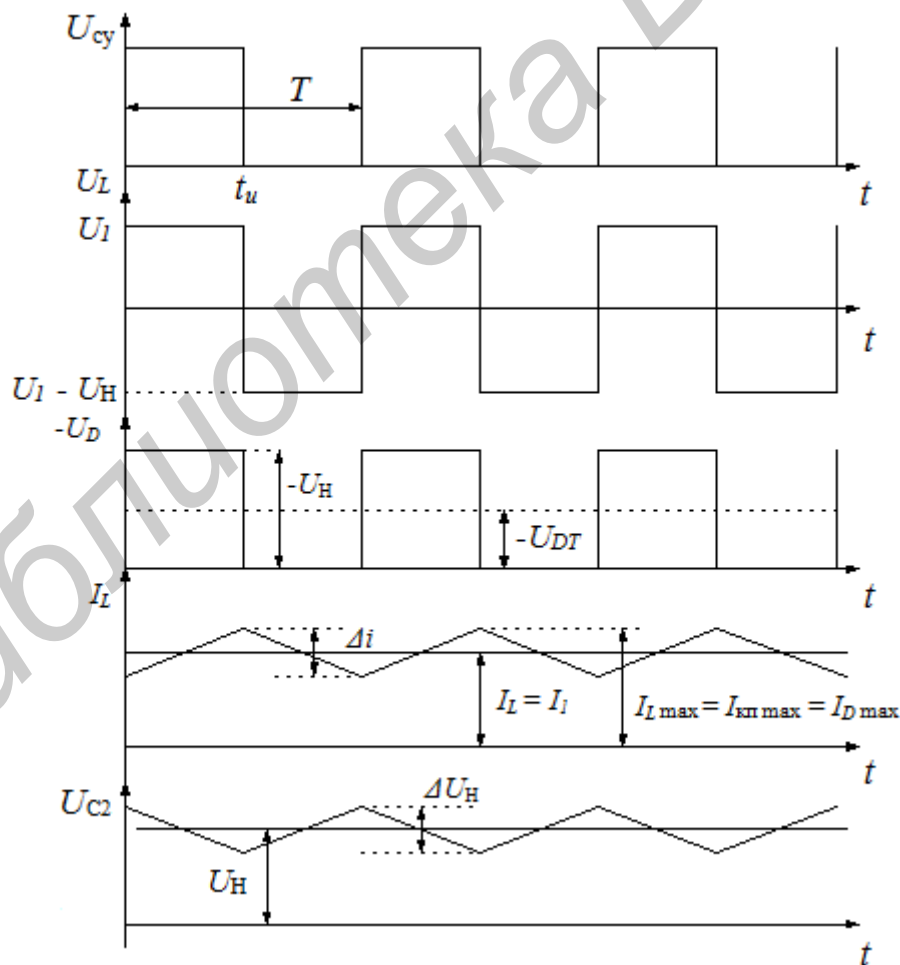


Рис. 1.4. Временные диаграммы работы повышающего преобразователя

Пульсации тока в индуктивности находятся по выражению

$$\Delta i = \frac{U_H \cdot D \cdot (1-D)}{L \cdot f}, \quad (1.10)$$

а амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке, определяемая как половина ΔU_H , запишется в виде

$$U_{МП} = \frac{I_H \cdot D}{2 \cdot f \cdot C_2}. \quad (1.11)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{ГР} > \frac{R_H \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f}. \quad (1.12)$$

Принципиальная электрическая схема силовой части инвертирующего $DC-DC$ преобразователя приведена на рис. 1.5.

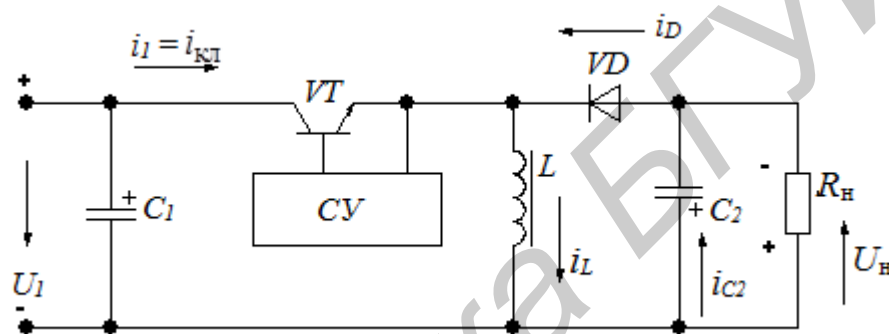


Рис. 1.5. Принципиальная электрическая схема силовой части инвертирующего $DC-DC$ преобразователя

Все допущения, сделанные при рассмотрении схем на рис. 1.1 и рис. 1.3, 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 напряжений. При другом состоянии схемы – в импульсе – такое же напряжение будет приложено к диоду. Временные диаграммы, поясняющие работу такого преобразователя, представлены на рис. 1.6.

Из условия равенства за период нулю напряжения на индуктивности следует

$$U_1 \cdot D - U_H \cdot (1-D) = 0. \quad (1.13)$$

Решив уравнение (1.13) относительно напряжения на нагрузке, получим регулировочную характеристику инвертирующего преобразователя

$$U_H = U_1 \cdot \frac{D}{1-D}. \quad (1.14)$$

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 ($I_{\text{кЛ ср}}$) и со средним током диода во время паузы. Из баланса мощностей на входе и выходе преобразователя и с учетом регулировочной характеристики получим

$$I_1 = I_H \cdot \frac{D}{1-D}. \quad (1.15)$$

Токи $I_{\text{кЛ ср}}$ и I_L связаны с I_1 зависимостью, вытекающей из диаграмм на рис. 1.6:

$$I_{\text{кЛ ср}} = I_L = \frac{I_1}{D} = \frac{I_H}{1-D}. \quad (1.16)$$

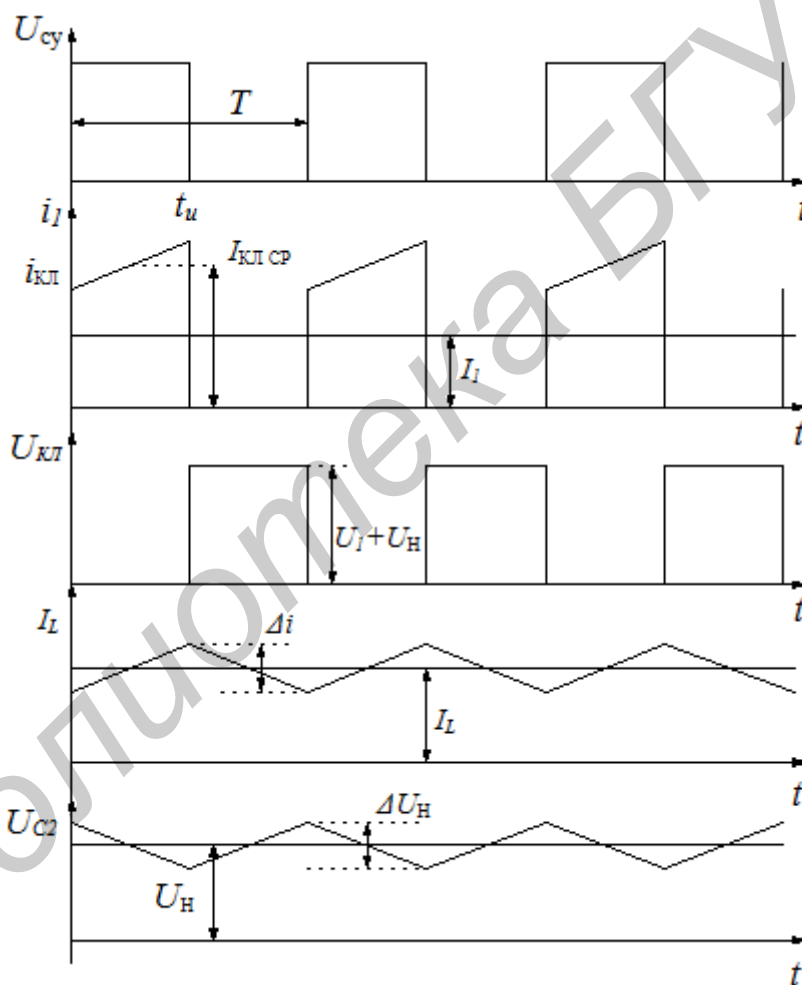


Рис. 1.6. Временные диаграммы работы инвертирующего преобразователя

Приращение тока индуктивности определяется выражением

$$\Delta i = \frac{U_H \cdot (1-D)}{L \cdot f}. \quad (1.17)$$

Амплитуда пульсаций выходного напряжения $U_{МП}$ – половина ΔU_H – будет равна

$$U_{МП} = \frac{I_H \cdot D}{2 \cdot f \cdot C_2}. \quad (1.18)$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов должно выполняться условие

$$L_{ГР} > \frac{R_H \cdot D \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f}. \quad (1.19)$$

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. Схема управления выполняется в виде специализированной микросхемы, называемой широтно-импульсным контроллером.

Для построения преобразователей мировая электронная промышленность выпускает огромное количество специализированных микросхем – широтно-импульсных контроллеров. Различаются они по набору выполняемых функций, по температурному диапазону, по виду корпуса и т. д. Некоторые контроллеры содержат в своем составе ключевой транзистор, что позволяет упростить схемотехническое решение преобразователя. Фирмы-производители электронных компонентов размещают подробную информацию о своей продукции на интернет-сайтах. Там же приводятся рекомендации по применению изделий и, довольно часто в последнее время, специализированное программное обеспечение, позволяющее автоматизировать процесс проектирования преобразователя и его моделирование.

Из всего многообразия широтно-импульсных контроллеров рассмотрим два наиболее популярных и широко известных:

- UC3842 – одноктактный широтно-импульсный контроллер;
- TL494 – двухтактный широтно-импульсный контроллер.

2. Широтно-импульсные контроллеры

2.1. Однотактный широтно-импульсный контроллер UC3842

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. Решение перечисленных задач возникает при проектировании практически всех устройств преобразовательной техники.

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

Изображение микросхемы в корпусе DIP-8 с указанием назначения выводов приведено на рис. 2.1.

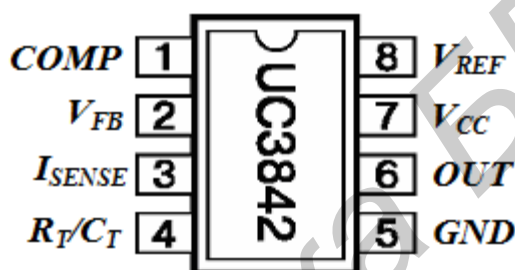


Рис. 2.1. Назначение выводов микросхемы в корпусе DIP-8

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_{FB}**: 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_{SENSE}**: 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_t/C_t : вывод для подключения времязадающей RC -цепочки. Рабочая частота внутреннего генератора устанавливается подсоединением резистора R к опорному напряжению V_{REF} 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_{CC} : вход питания ИС.

8. V_{REF} : выход внутреннего источника опорного напряжения, его выходной ток до 50 мА, напряжение 5 В. Источник опорного напряжения используется 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. 2.2.

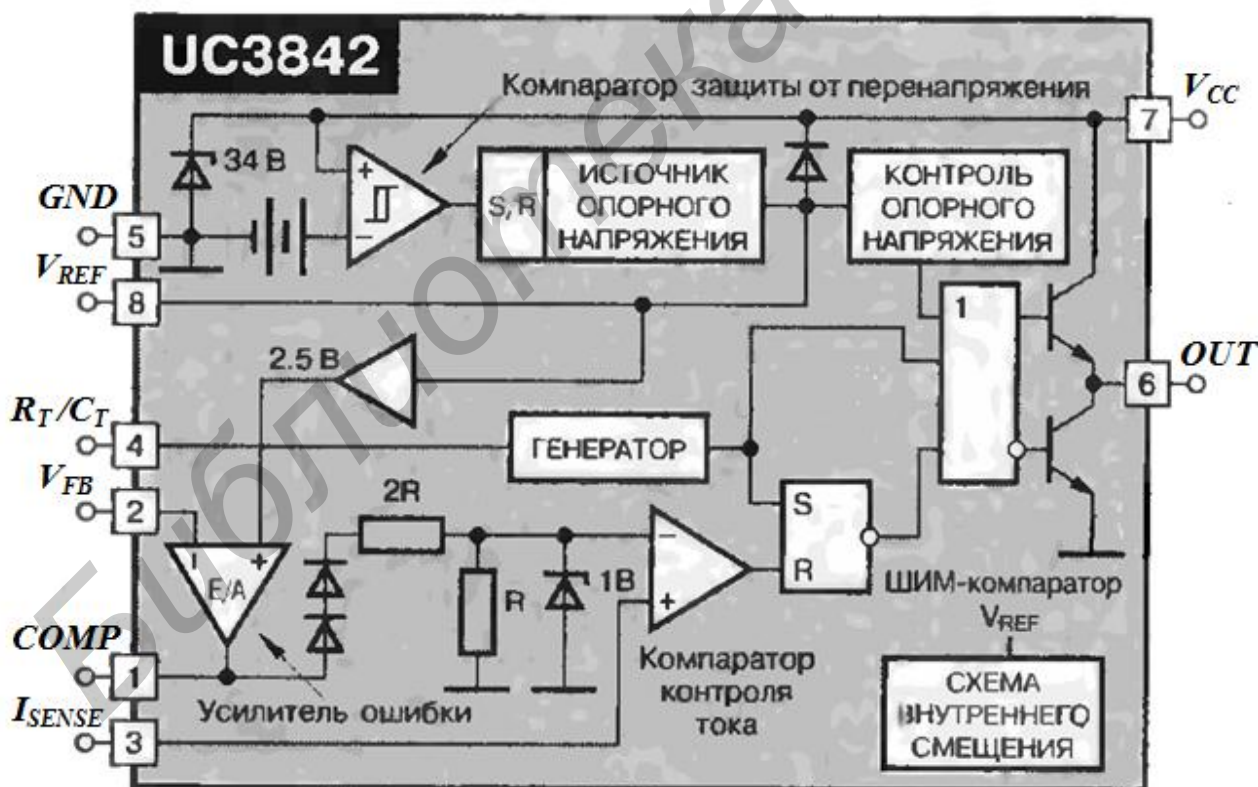


Рис. 2.2. Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера $UC3842$

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 рис. 2.3.

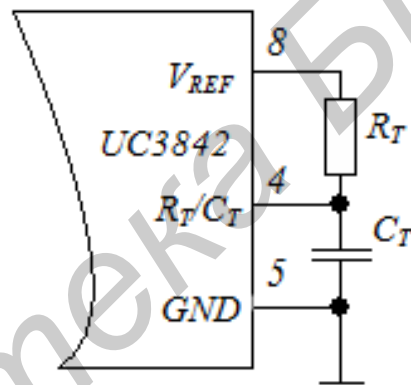


Рис. 2.3. Установка частоты генератора

Частотозадающий конденсатор C_T заряжается от внутреннего источника опорного напряжения V_{REF} (5В) через частотозадающий 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. 2.4 приведена зависимость «мертвого» времени от значения емкости конденсатора C_T .

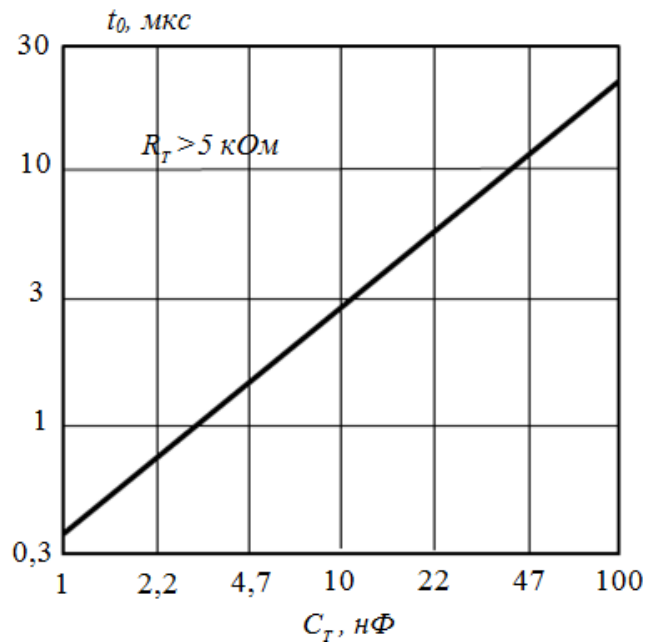


Рис. 2.4. Зависимость «мертвого» времени от емкости C_T

На следующем этапе с помощью интерполирования получают соответствующее сопротивление R_T , используя в качестве параметров частоту генератора f и емкость C_T . На рис. 2.5 показана зависимость комбинации R_T / C_T от частоты генератора. Здесь значения емкости соответственно равны $C_1 = 100 \text{ нФ}$, $C_2 = 47 \text{ нФ}$, $C_3 = 22 \text{ нФ}$, $C_4 = 10 \text{ нФ}$, $C_5 = 4,7 \text{ нФ}$, $C_6 = 2,2 \text{ нФ}$, $C_7 = 1 \text{ нФ}$.

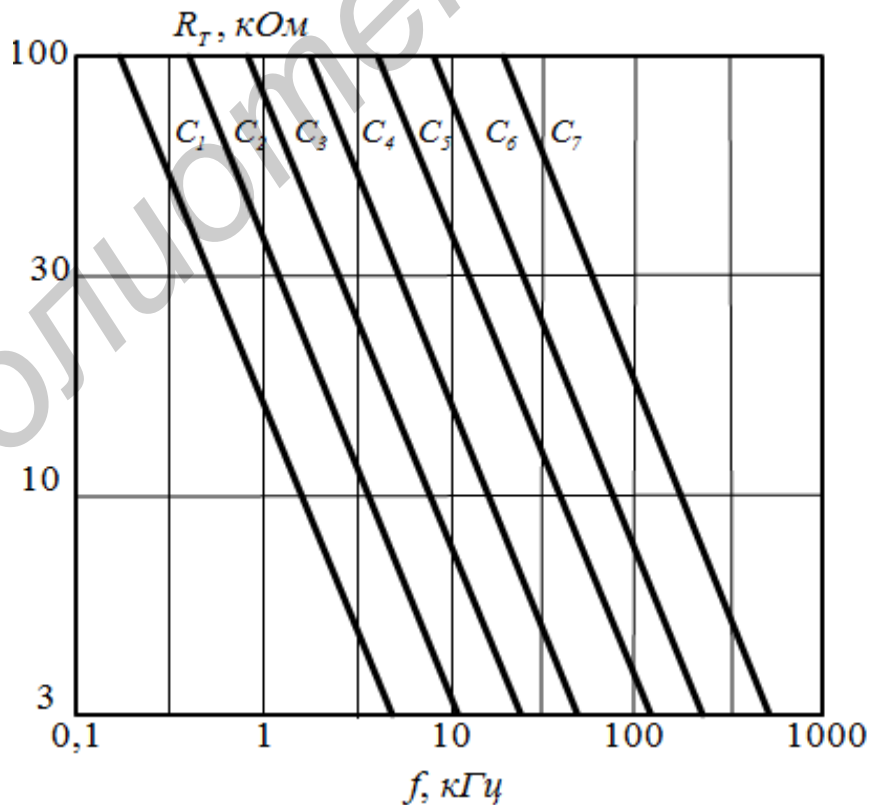


Рис. 2.5. Зависимость комбинации R_T / C_T от частоты

Величина частотозадающего резистора может быть также определена по выражению

$$f = \frac{1,72}{R_T \cdot C_T}, \quad (2.1)$$

где f – частота генератора в кГц;

R_T – сопротивление в кОм;

C_T – емкость в мкФ.

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

$$D_{\max} = 1 - t_D/T, \quad (2.2)$$

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 напряжение 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 со 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 частотой

характеристикой замкнутой петли обратной связи и тем самым влиять на динамические свойства преобразователя.

Временные диаграммы, поясняющие работу широтно-импульсного контроллера *UC3842* приведены на рис. 2.6, а–д.

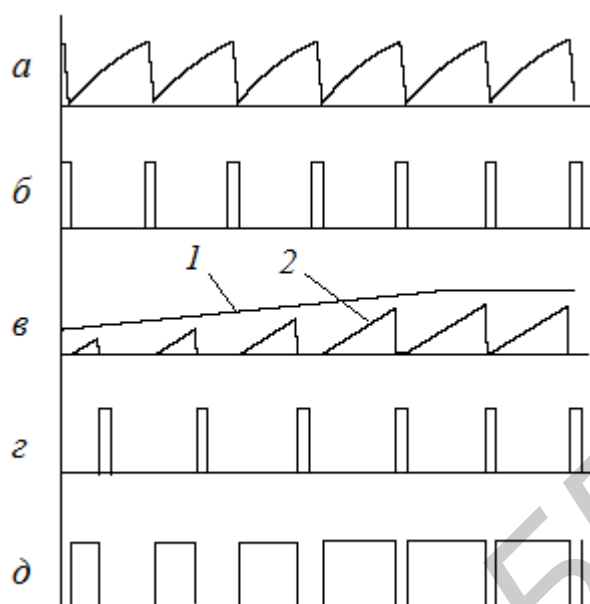


Рис. 2.6. Временные диаграммы контроллера *UC3842*

На рис. 2.6, а изображено изменение напряжения на времязадающем конденсаторе C_T (вывод 4).

На рис. 2.6, б–г изображены сигналы установки и сброса соответственно выходного импульса контроллера. Кривая 1 на рис. 2.6, в изображает напряжение на выходе усилителя ошибки (вывод 1), а зависимость 2 на этом же рисунке показывает входной сигнал компаратора контроля тока (вывод 3).

На рис. 2.6, д изображены выходные импульсы контроллера (вывод 6).

Кроме контроллера *UC3842* в этой серии выпускаются контроллеры *UC3843*, *UC3844*, *UC3845*. Отличительной особенностью *UC3844* и *UC3845* является наличие в их структуре встроенного счетного триггера, что понижает частоту выходных импульсов в два раза по сравнению с частотой встроенного генератора. Вследствие этого максимальный коэффициент заполнения D ограничен величиной 0,5. Контроллеры *UC3843* и *UC3845* в отличие от *UC3842* и *UC3844* запускаются при напряжении питания 8,4 В и выключаются при снижении напряжения до 7,6 В.

2.2. Двухтактный широтно-импульсный контроллер *TL494*

Одним из наиболее распространенных широтно-импульсных контроллеров является интегральная микросхема (ИС) *TL494* и ее аналоги *KA7500*, *KP1114EY4*. Она ориентирована на применение в двухтактных преобразователях. Выпускается интегральная схема в корпусе *DIP-16*. Изображение такой микросхемы с указанием назначения выводов приведено на рис. 2.7.

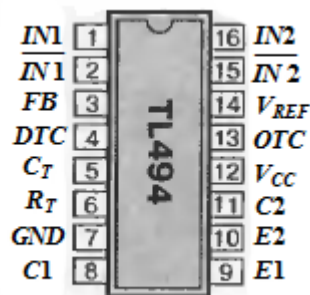


Рис. 2.7. Назначение выводов микросхемы

Рассмотрим назначение выводов контроллера.

$\overline{IN1}$, $\overline{IN2}$, $\overline{IN2}$ (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. 2.8. 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...($V_{CC}-2$) 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 однотактном или двухтактном режиме с возможностью выбора режима с помощью специального входа.

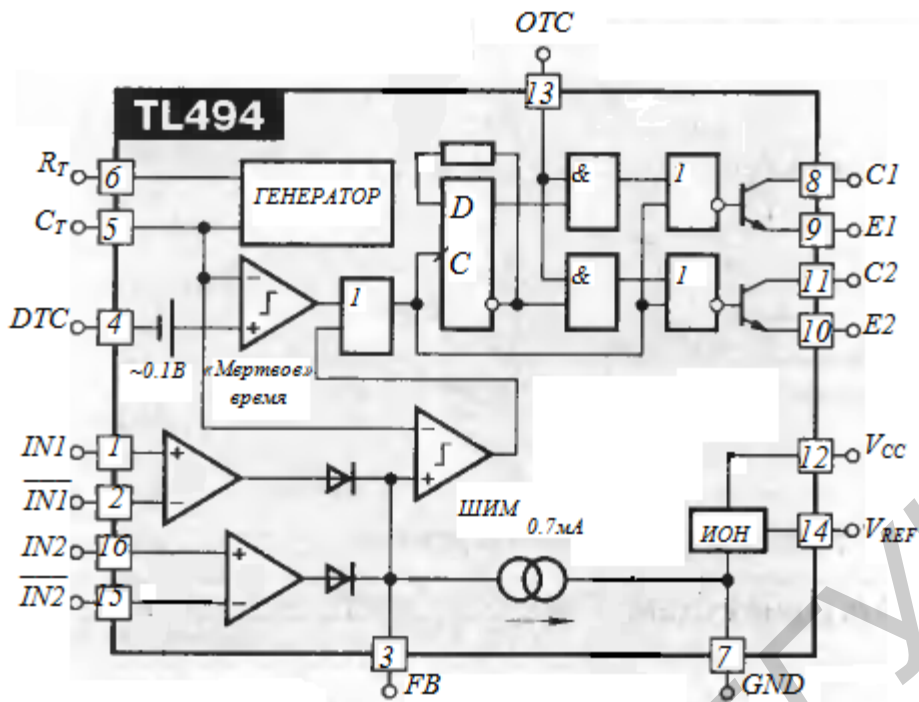


Рис. 2.8. Внутренняя структура широтно-импульсного контроллера TL494

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

$$f = \frac{1,1}{R_T \cdot C_T}, \quad (2.3)$$

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. 2.9, а–д.

На рис. 2.9, 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 изображен сигнал управления задержкой (вывод 4). На рис. 2.9, б изображен сигнал на входе синхронизации триггера. На рис. 2.9, в–г изображены сигналы на неинвертирующем и инвертирующем выходах триггера. Напряжения на базах выходных транзисторов изображены на рис. 2.9, д–е, на рис. 2.9, ж – сигнал выбора режима работы (вывод 13).

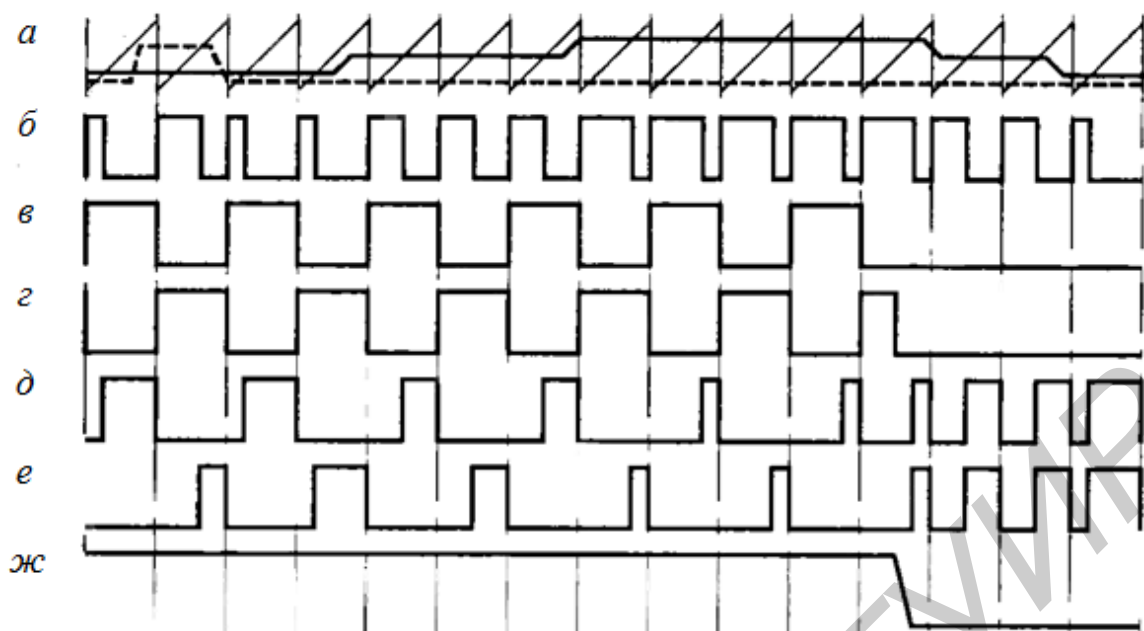


Рис. 2.9. Временные диаграммы работы ШИМ-контроллера TL494

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 регулировки «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

$$D_{\max} = 1 - t_D/T, \quad (2.4)$$

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 V_{cc} от $-0,3$ В до $-2,0$ 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 одноктактном режиме, когда оба транзистора открываются и закрываются одновременно. Если в одноктактном 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 5В, способный обеспечить ток до 10 мА для смещения внешних компонентов схемы.

3. Схемотехника *DC-DC* преобразователей без гальванического разделения входа и выхода

Среди преобразователей без гальванического разделения входа и выхода наибольшее распространение на практике получили *DC-DC* преобразователи понижающего и повышающего типа. Силовые части, временные диаграммы работы и основные математические соотношения для рассматриваемых преобразователей приведены в разд. 1.

Силовая часть, дополненная широтно-импульсным контроллером, датчиками выходного напряжения, выходного тока, тока ключевого элемента, образует импульсный стабилизатор напряжения. Выходное напряжение у стабилизатора поддерживается постоянным при изменении в заданных пределах входного напряжения и сопротивления нагрузки. В отличие от непрерывных или аналоговых стабилизаторов, импульсные стабилизаторы, построенные на базе *DC-DC* преобразователей, обладают большим коэффициентом полезного действия. Это обусловлено ключевым режимом работы регулирующего элемента и, как следствие, меньшими потерями мощности на нем. Кроме этого, у импульсных стабилизаторов, построенных на базе *DC-DC* преобразователей повышающего типа, выходное напряжение больше входного, что принципиально невозможно у непрерывных стабилизаторов.

Существующее многообразие широтно-импульсных контроллеров, выпускаемых мировой электронной промышленностью, предполагает множество схемных решений построения импульсных стабилизаторов. Рассмотрим некоторые схемотехнические решения на базе контроллеров *UC3843* и *TL494*.

На рис. 3.1 приведена принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения повышающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *UC3843*.

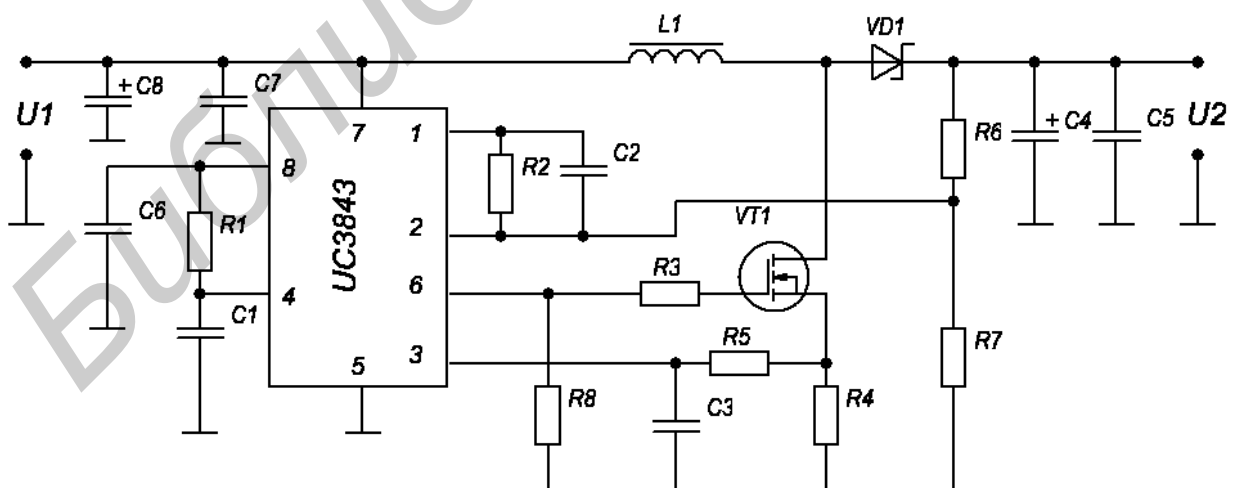


Рис. 3.1. Принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения повышающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *UC3843*

Силовую часть преобразователя образуют управляемый ключ на n -канальном полевом транзисторе $VT1$, неуправляемый ключ на диоде Шоттки $VD1$ и накопитель энергии – индуктивность $L1$. Выбор диода Шоттки обусловлен повышенным быстродействием и малыми потерями в открытом состоянии. Не исключено применение диодов других типов, подходящих под решение задачи проектирования. Управляет транзисторным ключом широтно-импульсный контроллер $UC3843$. Частота управляющих импульсов определяется время-задающими элементами $R1$ и $C1$. Внутренний источник опорного напряжения контроллера (вывод 8) обеспечивает стабильность частоты управляющих импульсов. Конденсатор $C6$ обеспечивает дополнительную кратковременную стабильность источнику опорного напряжения. Как правило, емкость этого конденсатора составляет десятые доли микрофарадов. Резистор $R2$ определяет коэффициент усиления усилителя ошибки контроллера, а конденсатор $C2$ его динамические свойства. Питается контроллер от входного напряжения преобразователя $U1$ через емкостный фильтр, образованный конденсаторами $C7$ и $C8$. Конденсатор $C8$ – электролитический, обладающий большой емкостью. Он эффективно сглаживает низкочастотные пульсации входного напряжения. Однако, обладая большой внутренней индуктивностью вследствие конструктивных особенностей, он не способен эффективно бороться с высокочастотными помехами. Конденсатор $C7$ – керамический. Его емкость составляет десятые доли микрофарады. Обладая практически нулевым индуктивным сопротивлением, он обеспечивает фильтрацию высокочастотных помех. Аналогичное назначение имеют конденсаторы фильтра выходного напряжения $U2$ импульсного стабилизатора $C4$ и $C5$.

Иногда питание контроллера осуществляют через отдельный развязывающий фильтр. Такое решение будет рассмотрено ниже.

Выходной каскад контроллеров $UC3842$ – $UC3845$ ориентирован на управление n -канальным полевым транзистором. Резистор $R3$ в цепи затвора полевого транзистора влияет на скорость переключения и выбирается в пределах 10–20 Ом. Величина резистора $R8$ выбирается в пределах нескольких килоом.

В истоковую цепь полевого транзистора включен резистор $R4$. С него снимается напряжение, пропорциональное току, протекающему через транзистор. Это напряжение через фильтр $R3$, $C3$ поступает на токовый вход контроллера (вывод 3). Сопротивление резистора $R4$ составляет десятые доли Ом и выбирается таким образом, чтобы при максимально допустимом токе через транзистор падение напряжения на нем составляло 1 В. Делитель напряжения, образованный резисторами $R6$ и $R7$, представляет собой датчик выходного напряжения. Напряжение, снимаемое с делителя, поступает на вход сигнала ошибки контроллера (вывод 2), где оно сравнивается с внутренним источником напряжения 2,5 В. Суммарное сопротивление делителя напряжения выбирается из условия обеспечения тока в нем около 1 мА, а падение напряжения на $R7$ – 2,5 В. На практике делитель напряжения выполняется на трех резисторах, один из которых – переменный, включается между $R6$ и $R7$, а его движок соединен с входом усилителя ошибки контроллера.

Импульсный стабилизатор понижающего типа состоит из тех же элементов, но имеет свои особенности. На рис. 3.2 приведена принципиальная электри-

ческая схема импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *UC3843*.

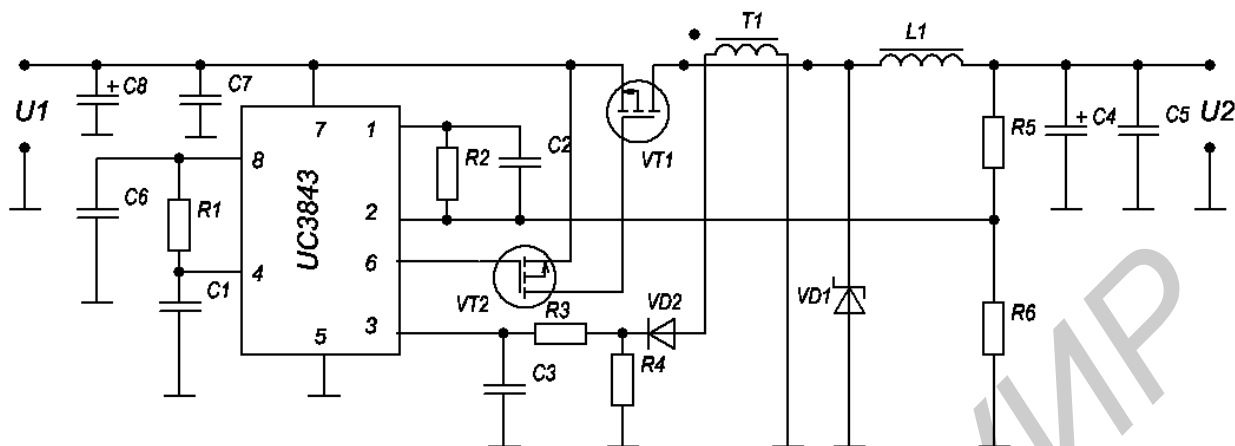


Рис. 3.2. Принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *UC3843*

Широтно-импульсный контроллер *UC3843* и основные элементы, обеспечивающие его работу, включены точно так же, как это было сделано в импульсном стабилизаторе повышающего типа, рассмотренном выше. Управляемый ключ выполнен на *p*-канальных полевых транзисторах *VT1*, *VT2*. Так как исток полевого транзистора не имеет контактов с общим проводом схемы, то датчик тока реализован на токовом трансформаторе *T1*, диоде *VD2* и резисторе *R4*. Элементы *R3*, *C3* образуют фильтр токового сигнала. Неуправляемый ключ выполнен на диоде Шоттки. Накопитель энергии – индуктивность *L1*, включена в стоковую цепь ключевого транзистора *VT1*. Следует заметить, что в некоторых случаях транзистор *VT2* можно исключить.

Назначение остальных элементов схемы на рис. 3.2 такое же, как у соответствующих элементов на рис. 3.1.

Импульсные стабилизаторы понижающего и повышающего типа могут быть реализованы также на основе широтно-импульсного контроллера *TL494* при его работе в одноканальном режиме. Для этого вход выбора режима контроллера (вывод 13) необходимо соединить с общим проводом. На рис. 3.3 приведена принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения повышающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *TL494*. Частота широтно-модулированных импульсов контроллера определяется величиной сопротивления резистора *R1* и емкостью конденсатора *C1*. Контроллер обладает двумя одинаковыми усилителями ошибки. Поэтому в нем может быть осуществлена как обратная связь по напряжению, поддерживающая неизменным выходное напряжение преобразователя, так и обратная связь по току нагрузки – защита по току. Внутренний источник опорного напряжения контроллера (вывод 14) совместно с делителями напряжения на резисторах *R3*, *R4* и *R7*, *R8* задают опорные напряжения на одном из входов усилителей ошибки (вы-

воды 15 и 2 соответственно). Вторые входы усилителей ошибки (выводы 16 и 1) соединены с датчиком выходного тока и выходного напряжения соответственно.

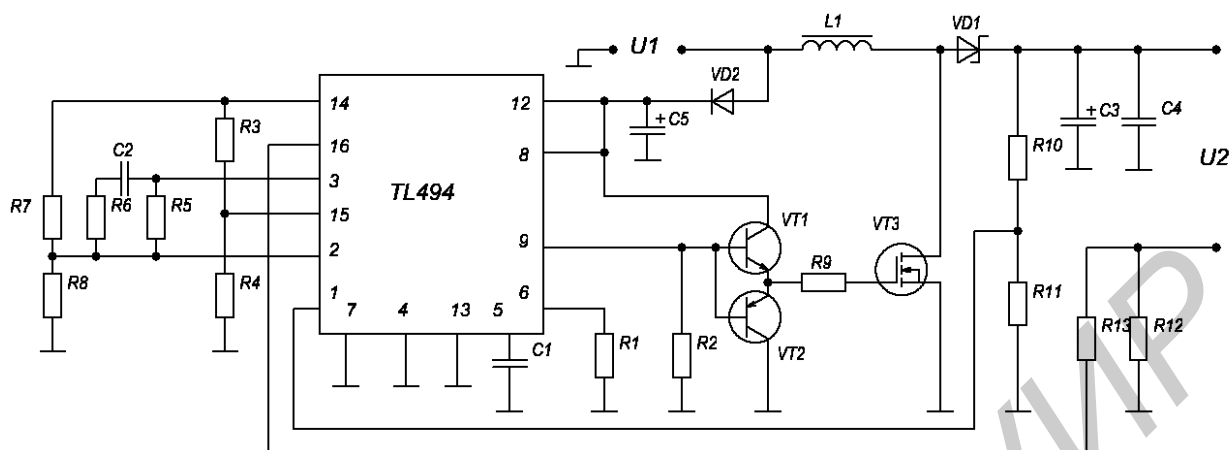


Рис. 3.3. Принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения повышающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера *TL494*

Датчиком тока служит резистор $R12$, на котором выделяется напряжение, пропорциональное току нагрузки. В качестве датчика напряжения выступает делитель на резисторах $R10$, $R11$. Усилитель ошибки в канале выходным напряжением охвачен обратной связью посредством элементов $R5$, $R6$ и $C2$. Резистор $R5$ задает коэффициент усиления, а $R6$ и $C2$ определяют динамические свойства.

Особенностью контроллера *TL494* является его выходной каскад, выполненный на двух биполярных транзисторах $n-p-n$ -структуры со свободными эмиттерными и коллекторными выводами. Это обеспечивает гибкость схемотехнических решений, но в то же время требует промежуточного устройства – драйвера ключа. Коллектор одного из транзисторов выходного каскада контроллера соединен с источником питания (выводы 8 и 12). Эмиттер этого транзистора (вывод 9) нагружен на сопротивление $R2$ величиной от 200 Ом до 3 кОм. К образованному таким способом эмиттерному повторителю подключается независимый комплементарный повторитель, выполненный на транзисторах $VT1$, $VT2$ различной структуры. Такое решение способствует форсированному включению и выключению мощного полевого n -канального транзистора $VT3$, что снижает динамические потери в преобразователе. Сопротивление $R9$ в цепи затвора полевого транзистора выбирается в пределах 5–20 Ом.

Питается контроллер от источника входного напряжения $U1$ через развязывающий фильтр, образованный диодом $VD2$ и электролитическим конденсатором $C5$. Не будет лишним параллельно $C5$ по причинам, указанным выше, подключить керамический конденсатор. Параллельно источнику входного напряжения $U1$ могут быть подключены электролитический и керамический конденсаторы. Такие же конденсаторы – $C3$ и $C4$ – включены на выходе стабилизатора.

Кроме управляемого ключа $VT3$ в силовую часть преобразователя входит неуправляемый ключ, выполненный на диоде Шоттки $VD1$ и накопитель энергии – индуктивность $L1$.

На рис. 3.4 приведена принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера $TL494$.

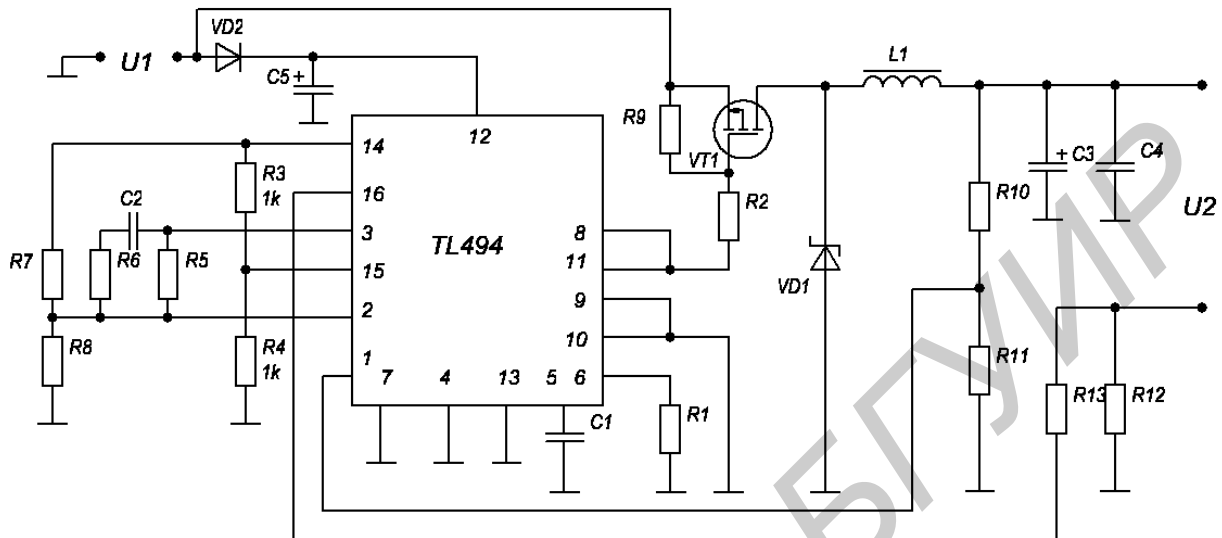


Рис. 3.4. Принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, построенная на базе широтно-импульсного контроллера $TL494$

Назначение практически всех элементов схемы на рис. 3.4 такое же, как в рассмотренном выше стабилизаторе повышающего типа на рис. 3.3. Отличие состоит в схеме включения элементов силовой части преобразователя. В качестве управляемого ключа используется p -канальный полевой транзистор. Для управления полевым транзистором выходные транзисторы контроллера соединены параллельно и включены по схеме с общим эмиттером. В коллекторную цепь параллельно соединенных транзисторов включены сопротивления $R2$ и $R9$, обеспечивающие коммутацию полевого транзистора $VT1$.

Электронной промышленностью выпускаются компоненты, в которых контроллер управления и управляемый ключ объединены в одном изделии. Проектирование преобразователя в этом случае упрощается и сводится к выбору подходящей по параметрам микросхемы, проектированию дросселя и выбору небольшого числа внешних элементов. Примером такой микросхемы является широтно-импульсный контроллер $MAX724$, выпускаемый фирмой Maxim. Микросхема содержит внутренний генератор, источник опорного напряжения, усилитель ошибки, мощный управляемый ключ на биполярных транзисторах, датчик тока ключа с усилителем и широтно-импульсный модулятор.

Пример построения понижающего импульсного стабилизатора напряжения на микросхеме $MAX724$ приведен на рис. 3.5.

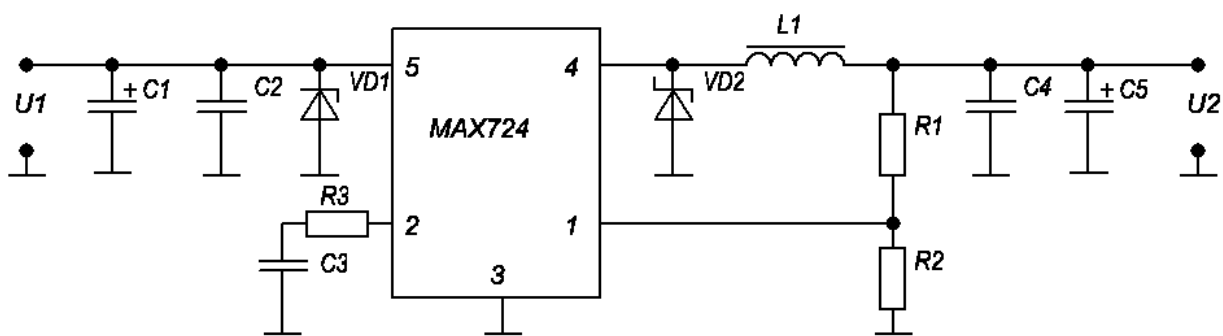


Рис. 3.5. Принципиальная электрическая схема импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, построенная на базе *MAX724*

Электролитические конденсаторы $C1$, $C5$ и керамические конденсаторы $C2$, $C4$, включенные параллельно входным и выходным зажимам стабилизатора, выполняют роль емкостных фильтров. Об их назначении сказано выше. Стабилитрон $VD1$ защищает входные цепи контроллера от бросков напряжения, которые могут возникать во время коммутации ключа и обусловлены паразитными индуктивностями соединительных проводников. Напряжение стабилизации стабилитрона должно быть немногим больше максимального входного напряжения стабилизатора. Делитель напряжения $R1$, $R2$ задает напряжение на выходе стабилизатора. Общее сопротивление делителя выбирается таким, чтобы обеспечить в нем ток около 1 мА. При этом напряжение на сопротивлении $R2$ в режиме стабилизации должно быть равно опорному напряжению контроллера, которое составляет для *MAX724* 2,21 В. Элементы $R3$ и $C3$ определяют динамические свойства стабилизатора. Дроссель с индуктивностью $L1$ и неуправляемый ключ на диоде Шоттки $VD2$ – элементы силовой части преобразователя.

Подробную информацию о широтно-импульсных контроллерах, рассмотренных выше, и о многих других можно получить в справочной литературе или на сайтах фирм-производителей. Там же приводятся рекомендации по практическому применению контроллеров и типовые схемы включения.

Некоторые фирмы – производители электронных компонентов размещают на своих сайтах специализированные свободно распространяемые программы, позволяющие существенно облегчить проектирование преобразователей и промоделировать спроектированное устройство.

4. DC-DC преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода

DC-DC преобразователи с гальваническим разделением входных и выходных цепей бывают двух типов: однотактные и двухтактные. Смысл термина «однотактный» состоит в том, что передача энергии на выход производится только в одном интервале времени за период переключения. В свою очередь однотактные 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. Однотактные обратноходовые преобразователи (ООП), кроме гальванической развязки входа и выхода обладают рядом других достоинств. Схемотехнически 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.

Практически схема ООП может быть получена из схемы инвертирующего DC-DC преобразователя без гальванического разделения входа и выхода, если накопительную индуктивность заменить трансформатором, разделяющим входные и выходные цепи.

Принципиальная электрическая схема силовой части однотактного обратноходового преобразователя приведена на рис. 4.1.

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.

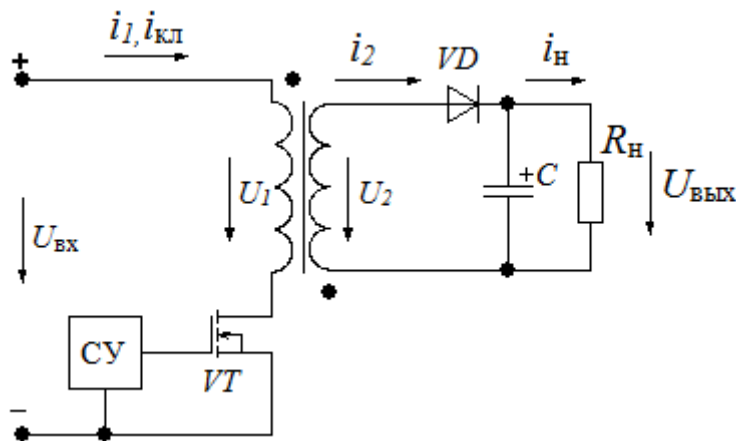


Рис. 4.1. Схема электрическая принципиальная силовой части ООП

Закон изменения тока определяется выражением

$$i_1(t) = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot t}{L_1}. \quad (4.1)$$

Ток во вторичной катушке отсутствует, т. к. 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 :

$$i_2(t) = \frac{w_1}{w_2} \cdot i_1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot t}{L_2}, \quad (4.2)$$

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 $I_{\text{Н}}$ будет равен

$$I_{\text{Н}} = I_{1\text{max}} \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{1-D}{2}, \quad (4.3)$$

где $D = t_{\text{И}}/T$ – коэффициент заполнения.

Максимальное значение тока в первичной цепи получим из (4.1), приняв $t = t_{\text{И}}$ и выразив длительность импульса через коэффициент заполнения:

$$I_{1\text{MAX}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot D \cdot T}{L_1}. \quad (4.4)$$

Из выражения (4.3) с учетом (4.4) следует

$$I_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot L_1 \cdot f \cdot k}, \quad (4.5)$$

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. 4.2 и рис. 4.3. На рис. 4.2 показаны диаграммы работы преобразователя с коэффициентом заполнения $D = 0,5$ в режиме непрерывных токов. На рис. 4.3 приведены диаграммы работы преобразователя в режиме прерывистых токов.

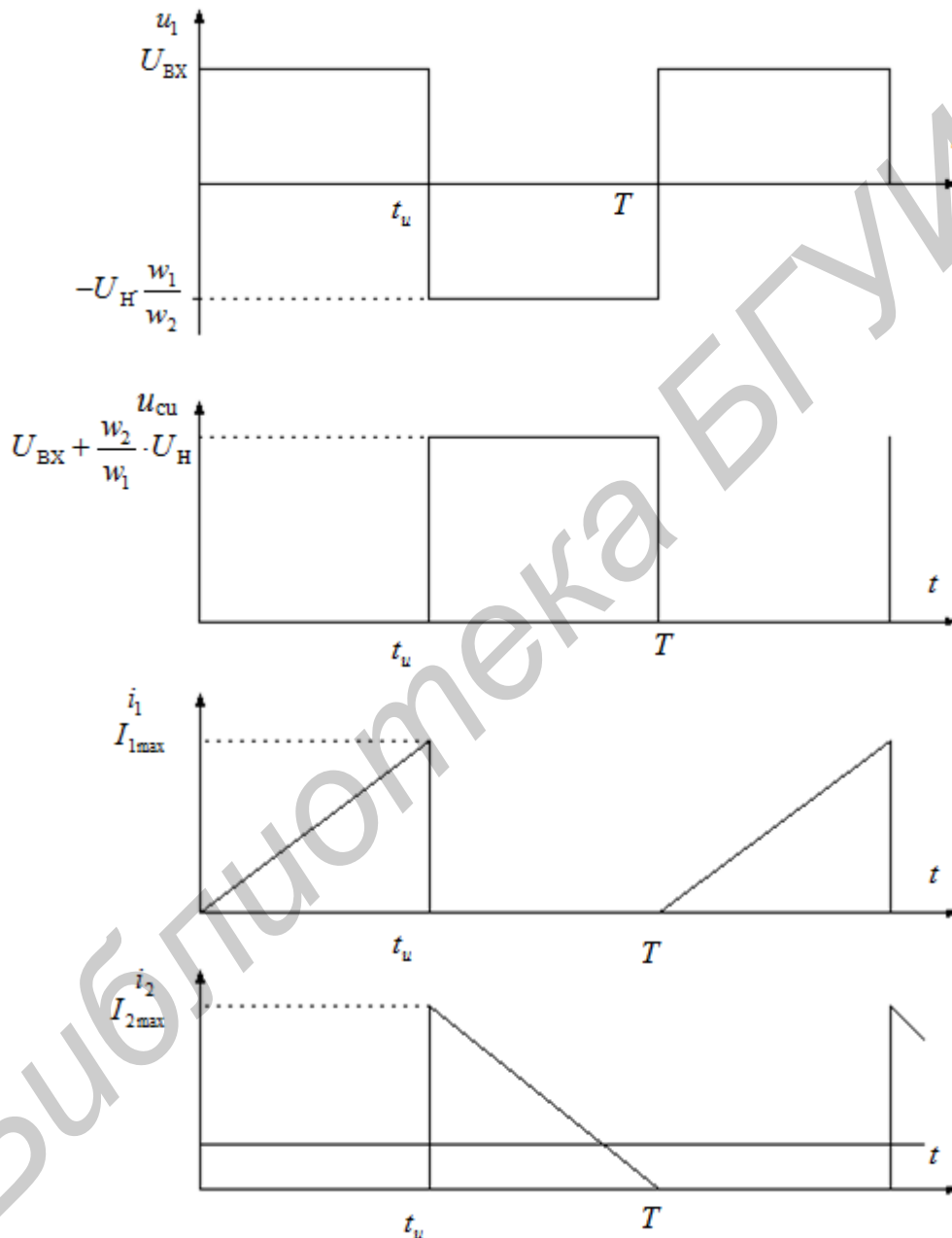


Рис. 4.2. Временные диаграммы работы однотактного обратного преобразователя при $D = 0,5$ в режиме непрерывных токов

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

$$\int_0^T u_1 dt = 0. \quad (4.6)$$

Выражение (4.6), с учетом изображенного на рис. 4.2 напряжения u_1 , запишется в виде

$$U_{\text{ВХ}} \cdot D - U_{\text{Н}} \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot (1 - D) = 0. \quad (4.7)$$

Из последнего выражения следует

$$U_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{D}{1 - D}. \quad (4.8)$$

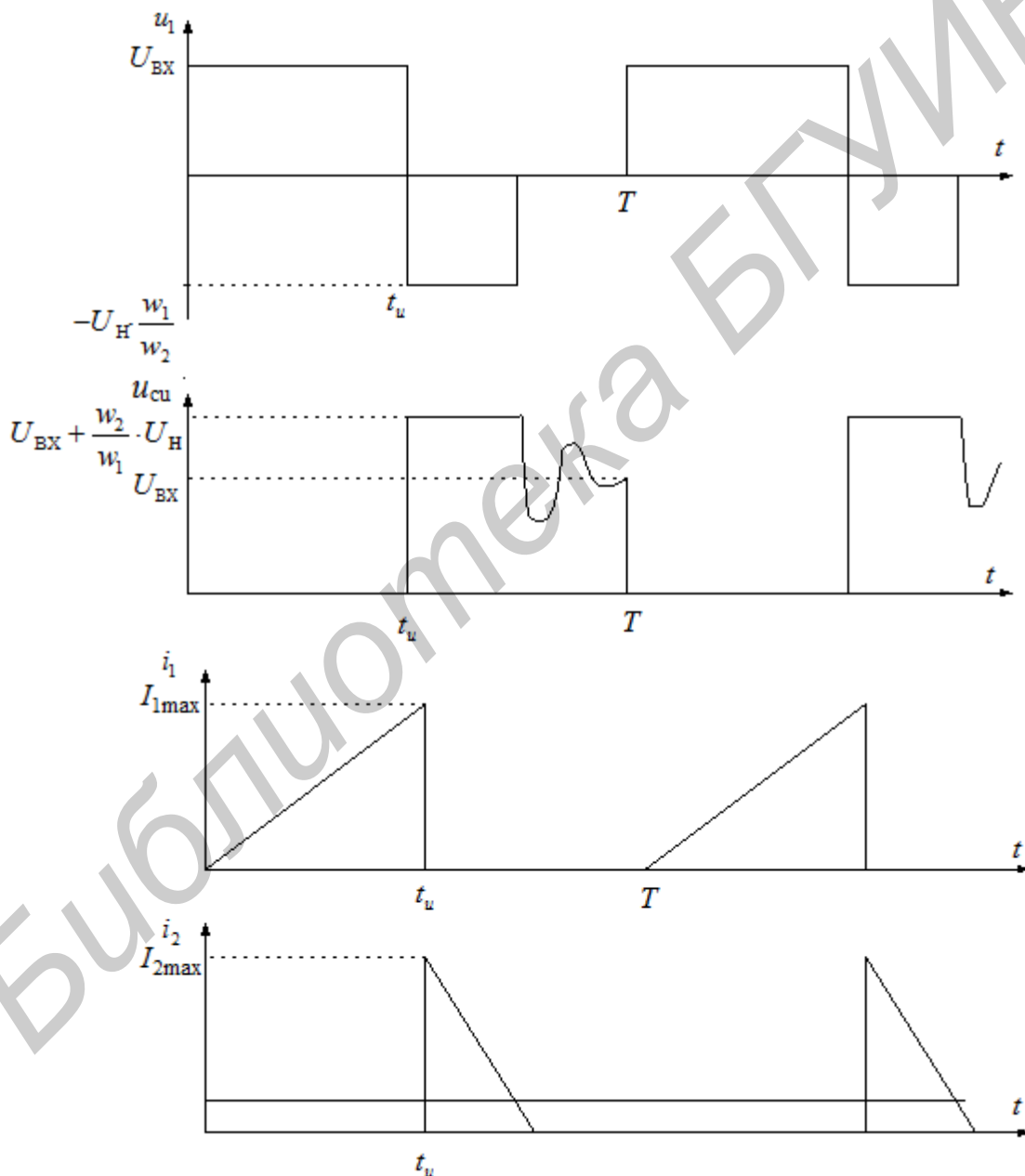


Рис. 4.3. Временные диаграммы работы однотактного обратноходового преобразователя в режиме прерывистых токов

Соотношение (4.8) 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.

У двухтактных преобразователей, в отличие от однотактных, 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 однотактных 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.

В свою очередь полумостовые преобразователи выполняются по схеме с двумя входными источниками или с одним источником и емкостным делителем входного напряжения. У каждой схемы есть свои достоинства и недостатки. Наибольшее распространение на практике получила полумостовая схема с емкостным делителем напряжения, требующая только одного источника входного напряжения. Именно по такой схеме выполнено подавляющее большинство источников питания системных блоков персональных компьютеров. Возникающие пульсации напряжения в емкостном делителе сводятся до приемлемых значений надлежащим выбором емкостей конденсаторов делителя напряжения.

Принципиальная электрическая схема силовой части полумостового преобразователя приведена на рис. 4.4. 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.

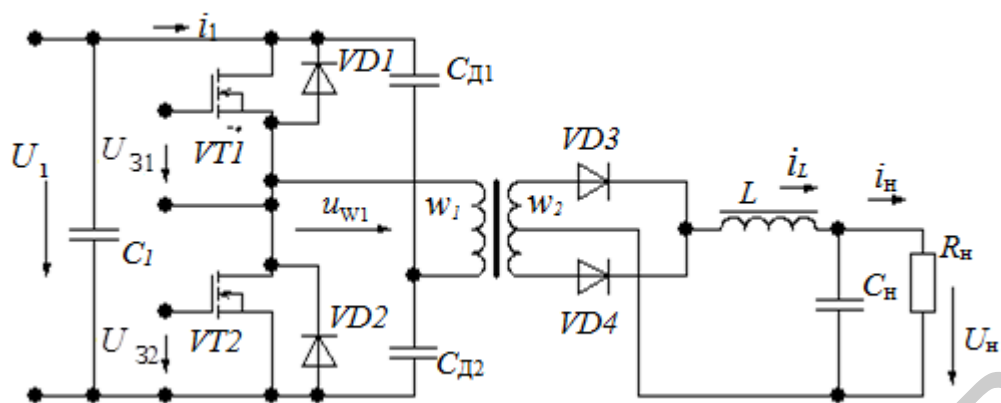


Рис. 4.4. Схема электрическая принципиальная силовой части полумостового преобразователя

Ко вторичной обмотке трансформатора подключен двухполупериодный выпрямитель на диодах $VD3$, $VD4$, LC – фильтр и сопротивление нагрузки.

Временные диаграммы работы полумостового преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя приведены на рис. 4.5. Диаграммы построены из расчета, что характеристики ключевых транзисторов и диодов идеальны.

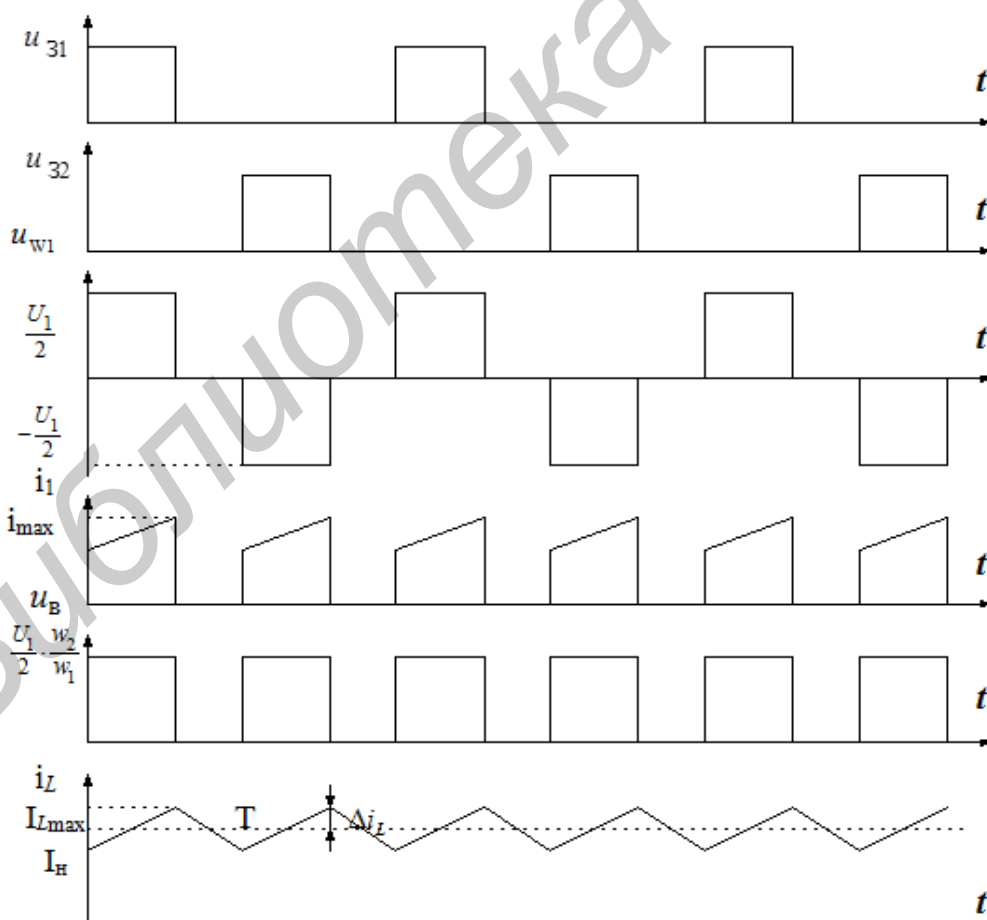


Рис. 4.5. Временные диаграммы работы полумостового преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя

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

$$U_H = \frac{U_1}{2} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot D. \quad (4.9)$$

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

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot \frac{w_2}{w_1} - U_H \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot U_H \cdot \frac{w_2}{w_1}}{U_1 \cdot \frac{w_2}{w_1}} \right) \cdot \frac{1}{f}. \quad (4.10)$$

5. Схемотехника DC-DC преобразователей с гальваническим разделением входа и выхода

Преобразователи с гальваническим разделением входа и выхода обладают рядом достоинств. Кроме гальванического разделения входных и выходных цепей наличие трансформатора позволяет получить на выходе целый ряд напряжений, гальванически не связанных между собой. Для стабилизации выходных напряжений достаточно ввести обратную связь по одному из них. Стабилизация одного напряжения приводит к стабилизации всех выходных напряжений.

Силовая часть преобразователя дополняется широтно-импульсным контроллером, содержащим в своем составе генератор, широтно-импульсный модулятор, схему токовой защиты, сравнивающее устройство, источник опорного напряжения и т. д. Промышленностью выпускаются специализированные контроллеры, ориентированные на применение в однотактных преобразователях. На рис. 5.1 приведен один из вариантов принципиальной электрической схемы однотактного обратного преобразователя, выполненного с использованием ШИМ-контроллера UC3842. Такие схемы находят широкое применение в блоках питания современной радиоэлектронной аппаратуры.

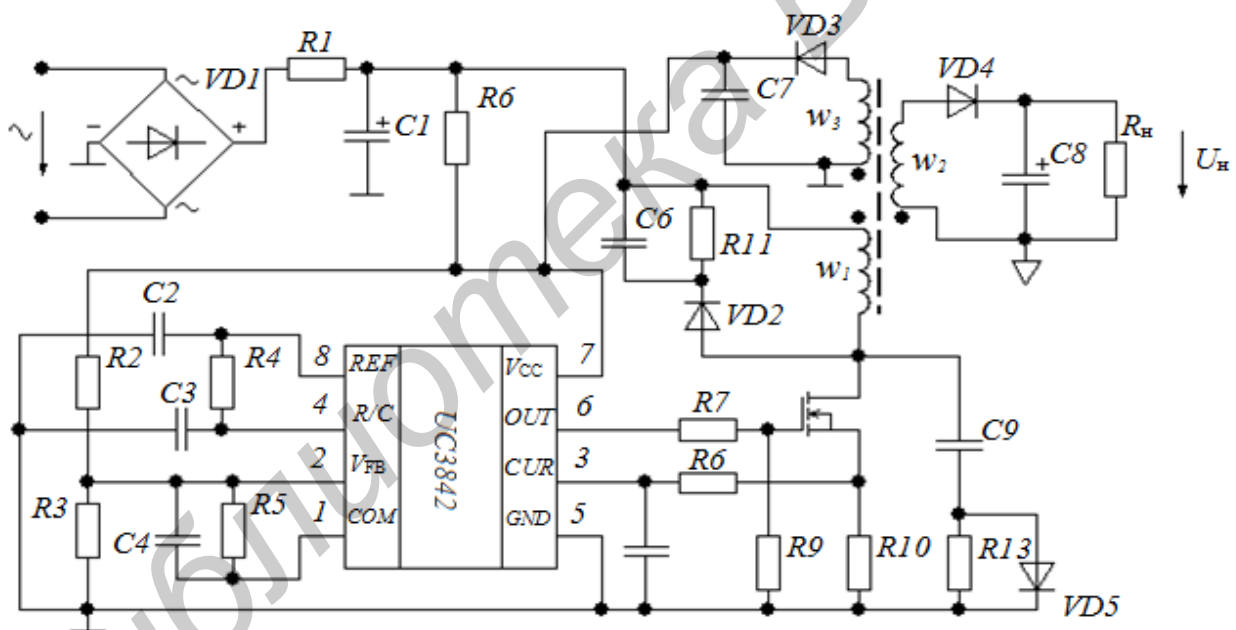


Рис. 5.1. Схема электрическая принципиальная однотактного обратного преобразователя

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, т. к. первоначально на выводе 7 контроллера 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 $VT1$. Частота следования импульсов зависит от величин $R4$ и $C3$ и определяется выражением

$$f = \frac{1,72}{R_4 \cdot C_3}, \quad (5.1)$$

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 $VD4$ и заряжает конденсатор $C8$, к которому подключена нагрузка. Напряжение с обмотки w_3 выпрямляется диодом $VD3$ и заряжает конденсатор $C7$, включенный в цепь питания ШИМ-контроллера. Это же напряжение через делитель, образованный резисторами $R2$, $R3$, 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 $R5$ и конденсатор $C4$ включены в цепь обратной связи усилителя ошибки и определяют устойчивость и динамические свойства системы стабилизации напряжения. Резистор $R10$, сопротивление которого составляет доли ома, является датчиком тока. Напряжение с этого резистора через фильтр $R6$, $C5$ поступает на вход ограничения тока (вывод 3). При достижении напряжения на этом входе уровня в 1 В происходит ограничение длительности управляющих импульсов. Элементы $VD2$, $C6$, $R11$ образуют демпферную цепь, которая защищает ключевой транзистор от возникающего в момент выключения высокого напряжения. Элементы $VD5$, $R9$, $C13$ также защищают транзистор от выброса напряжения на стоке и регулируют скорость переключения транзистора, чем устраняют паразитную генерацию фронтов импульсов. В некоторых случаях цепь, состоящая из $VD5$, $R9$, $C13$, может быть исключена.

Достоинство рассмотренной схемы в ее простоте. Однако ей присущ и серьезный недостаток. Стабилизация выходного напряжения осуществляется в ней косвенным путем – путем контроля напряжения на обмотке w_3 трансформатора. Более совершенная схема однотактного обратного преобразователя приведена на рис. 5.2. В ней стабилизация выходного напряжения осуществляется путем организации обратной связи по выходному напряжению.

Схема работает следующим образом. Входное переменное напряжение выпрямляется мостовым выпрямителем $VD1$ и через резистор $R2$ заряжает конденсатор фильтра $C1$. Резистор $R1$ сопротивлением в единицы ом ограничивает зарядный ток конденсатора в момент подключения входного напряжения. Транзисторный ключ $VT2$, управляемый контроллером $UC3842$, находится в закрытом состоянии, т. к. первоначально на выводе 7 контроллера отсутствует питающее напряжение. По мере заряда конденсатора фильтра $C1$ через резистор $R1$ с достаточно большим сопротивлением (десятки кОм) заряжается конденсатор $C3$ в цепи питания контроллера. Ток, потребляемый контроллером при этом, невелик.

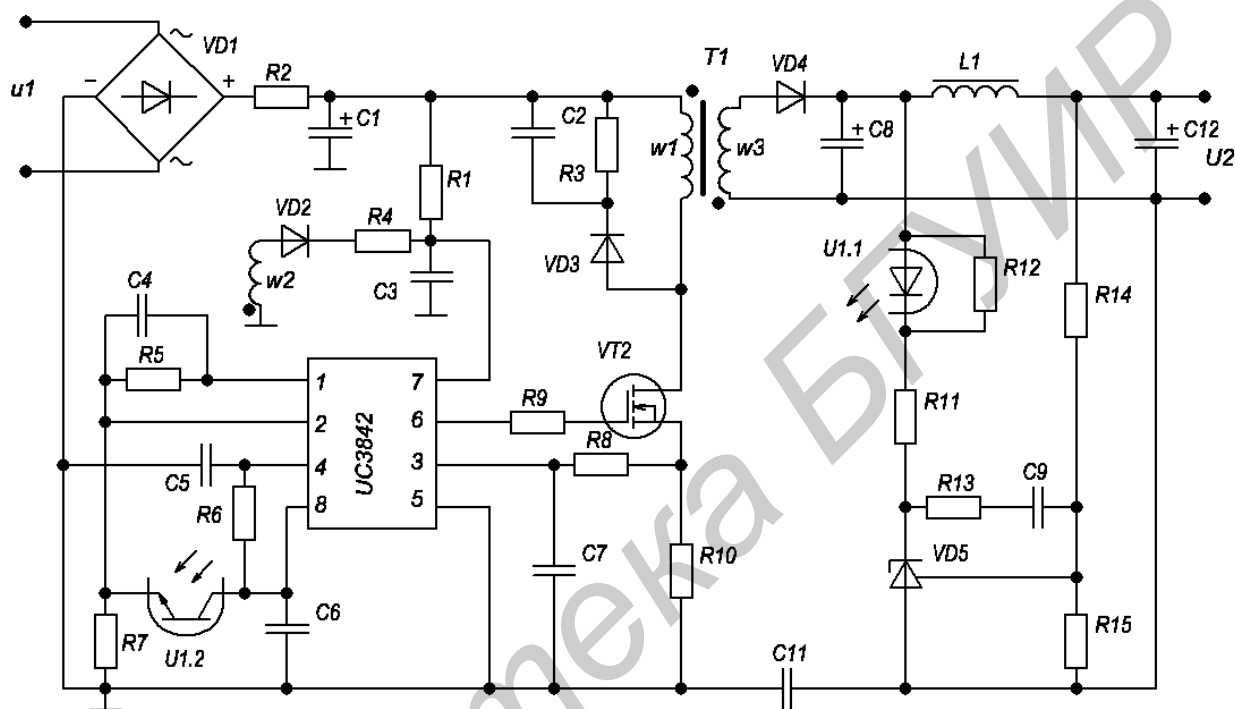


Рис. 5.2. Схема электрическая принципиальная усовершенствованной схемы однотактного обратного преобразователя

При достижении напряжением на конденсаторе $C3$ величины 16 В включается контроллер и начинает генерировать последовательность прямоугольных импульсов, управляющих ключом $VT2$. Частота следования импульсов зависит от величин $R6$ и $C5$ и определяется выражением

$$f = \frac{1,72}{R_6 \cdot C_5}, \quad (5.2)$$

где f – частота генератора в кГц;

R_6 – сопротивление в кОм;

C_5 – 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. Напря-

жение обмотки с числом витков w_3 выпрямляется однополупериодным выпрямителем на диоде $VD4$ и заряжает конденсатор $C8$. К этому конденсатору через сглаживающий фильтр, образованный дросселем с индуктивностью L_1 и конденсатором C_{12} , подключается нагрузка. Напряжение на нагрузке равно U_2 . Напряжение с обмотки w_2 выпрямляется диодом $VD2$ и заряжает через резистор $R4$ конденсатор $C3$, включенный в цепь питания ШИМ-контроллера. На выходе источника опорного напряжения (вывод 8 контроллера) подключен керамический конденсатор $C8$, повышающий помехоустойчивость схемы. В цепи обратной связи усилителя ошибки контроллера включены резистор $R5$ и конденсатор $C4$, определяющие коэффициент передачи усилителя и его динамические свойства. Выход контроллера (вывод 6) рассчитан на управление полевым транзистором, поэтому подключен к затвору $VT2$ через сопротивление 5–20 Ом. Резистор $R10$, сопротивление которого составляет доли ом, является датчиком тока. Напряжение с этого резистора через фильтр $R8, C7$ поступает на вход ограничения тока (вывод 3). При достижении напряжения на этом входе уровня в 1 В происходит ограничение длительности управляющих импульсов.

Элементы $VD3, C2, R3$ образуют демпферную цепь, которая защищает ключевой транзистор от возникающего в момент выключения высокого напряжения. Датчиком выходного напряжения преобразователя служит делитель напряжения на резисторах $R14, R15$. Общее сопротивление делителя выбирается из условия протекания по нему тока в 1 мА. При этом падение напряжения на сопротивлении $R15$ должно составлять в режиме стабилизации 2,5 В. В качестве сравнивающего устройства и источника опорного напряжения выступает управляемый стабилитрон $VD5$ типа $TL431$. Его управляющий электрод соединен со средней точкой датчика выходного напряжения. Пока напряжение на управляющем электроде меньше 2,5 В, ток в сопротивлении $R11$ отсутствует. Когда напряжение на управляющем электроде превысит порог 2,5 В, стабилитрон открывается и через фотодиод оптрона $U1.1$ начинает протекать ток. Транзистор оптрона $U1.2$ включен во входную цепь сигнала ошибки. Так контроллер реагирует на изменение выходного напряжения и приводит его к заданной величине. Элементы $R13$ и $C9$ влияют на динамические свойства цепи обратной связи. Резисторы $R11, R12$ задают ток через фотодиод оптрона $U1.1$.

Двухтактные преобразователи несколько сложнее одноктактных схемотехнически. Однако они обеспечивают большую мощность на единицу физического объема и используются в тех случаях, когда одноктактные преобразователи не могут обеспечить требуемую мощность или накладываются ограничения на габариты разрабатываемого устройства.

Функциональная схема полумостового преобразователя приведена на рис. 5.3. 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 каждым из ключей полумостового преобразователя должны быть гальванически развязаны.

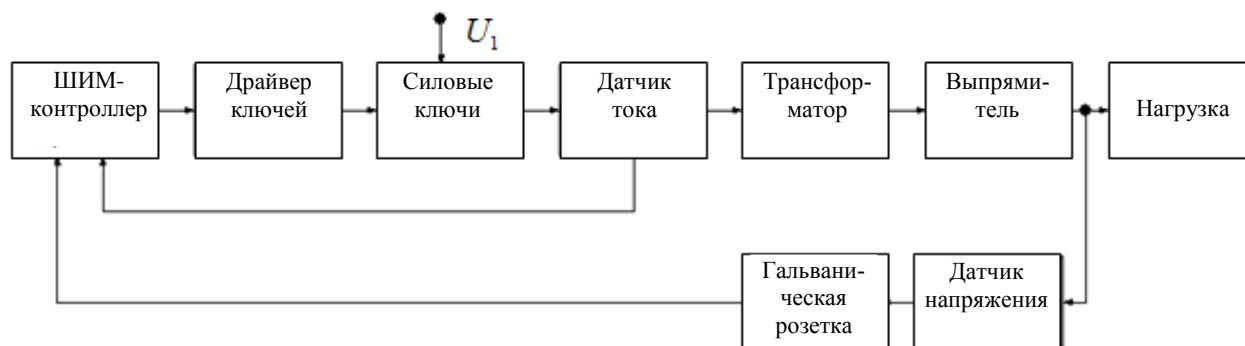


Рис. 5.3. Функциональная схема полумостового преобразователя

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.

Принципиальная электрическая схема полумостового преобразователя приведена на рис. 5.4

Входное напряжение U_1 через резистор R_1 заряжает конденсатор фильтра C_1 . По падению напряжения на резисторе R_{15} можно судить о величине входного тока преобразователя. Управляет работой преобразователя ШИМ-контроллер *TL494*. Резистивные делители R_2, R_3 и R_4, R_5 , подключенные к источнику опорного напряжения контроллера REF (вывод 14), задают напряжения на одном из входов усилителей ошибки контроллера. На вторые входы усилителей ошибки поданы напряжения с датчика тока ключевых транзисторов (вывод 16) и оптронной развязки датчика выходного напряжения преобразователя (вывод 1). Элементы $C_{11}, C_{12}, R_7, R_8, R_9$ определяют динамические свойства преобразователя. Элементы C_{10}, R_6 осуществляют управление «мертвым» временем при включении преобразователя. Элементы C_9, R_{10} являются времязадающими и определяют частоту внутреннего генератора контроллера. Частота генератора определяется по формуле

$$f = \frac{1,1}{R_{10} \cdot C_9}, \quad (5.3)$$

где f – частота генератора в кГц;
 R_{10} – сопротивление в кОм;
 C_9 – емкость в мкФ.

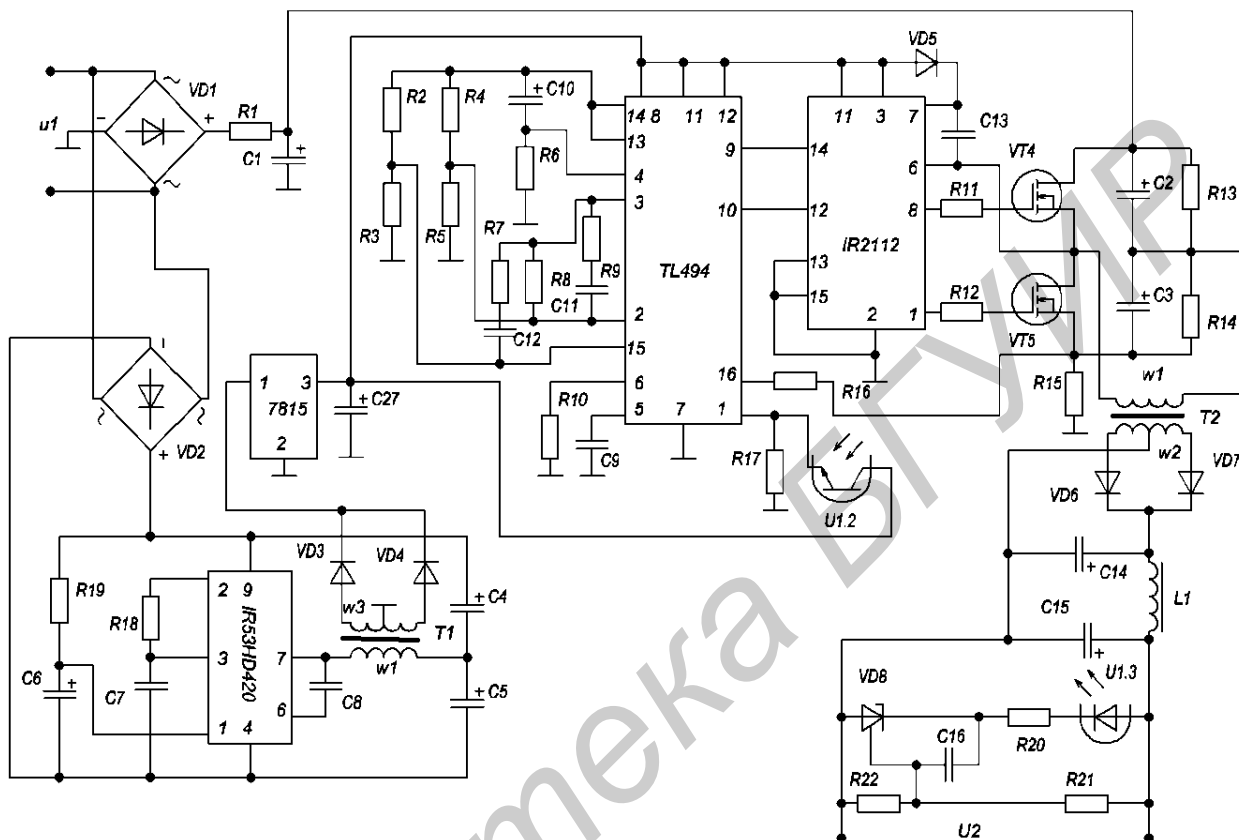


Рис. 5.4. Схема электрическая принципиальная полумостового преобразователя

С резистора $R17$ снимается напряжение, изменяющееся в зависимости от состояния фототранзистора оптрона $U1.2$. 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 соответственно нижним и верхним ключами стойки транзисторов полумоста.

Конденсатор $C13$, заряжаемый через диод $VD5$, образует «плавающий» источник, питающий половину драйвера, относящуюся к верхнему ключу. Когда включен нижний ключевой транзистор $VT5$, исток верхнего транзистора $VT4$ оказывается соединенным с общим проводом и конденсатор $C13$ заряжается через диод $VD5$. Когда транзистор нижнего плеча закрывается и начинает открываться верхний транзистор, диод оказывается запертым, и схема управления питается за счет напряжения на конденсаторе $C13$.

Конденсаторы $C2$, $C3$ образуют емкостный делитель полумоста. Напряжение на каждом из конденсаторов делителя должно быть равно половине напряжения на конденсаторе $C1$. Это выполняется при равенстве емкостей конденсаторов $C2$ и $C3$. Однако вследствие допустимых отклонений от номинала емкости конденсаторов не всегда оказываются равными. Для выравнивания напряжений на конденсаторах $C2$, $C3$ используют резисторы $R13$, $R14$. Неравенство напряжений на элементах емкостного делителя приводит к возникновению постоянного подмагничивания трансформатора $T2$, включенного в диагональ полумоста со всеми вытекающими из этого отрицательными последствиями. Иногда для исключения постоянного подмагничивания первичную обмотку трансформатора $T2$ подключают через конденсатор.

В качестве датчика тока используется резистор $R15$, напряжение с которого подается на контроллер через резистор $R16$.

Выходной выпрямитель выполнен по двухполупериодной схеме на диодах $VD6$, $VD7$. Выходной фильтр выполнен на конденсаторах $C14$, $C15$ и дросселе с индуктивностью $L1$.

Датчик выходного напряжения образован резисторами $R21$, $R22$. Источник опорного напряжения выполнен на регулируемом стабилитроне $VD8 TL431$, последовательно с которым через токоограничивающий резистор $R20$ в прямом направлении включен диод оптрона $U1.3$. Выходное напряжение преобразователя находится по выражению

$$U_H = U_{CT} \cdot \left(1 + \frac{R_{21}}{R_{22}} \right), \quad (5.4)$$

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

Схема пуска необходима для получения напряжения, которым можно было бы запитать управляющую микросхему с целью ее запуска после включения преобразователя. Поэтому под пуском подразумевается запуск в работу в первую очередь широтно-импульсного контроллера, без нормального функционирования которого невозможна работа силовой части и всей схемы преобразователя в целом.

Схема пуска может быть построена двумя различными способами: с самовозбуждением и с принудительным возбуждением.

При пуске с самовозбуждением ключевые транзисторы преобразователя первоначально приоткрываются делителем напряжения, состоящим из четырех резисторов в цепи затворов. В результате через первичную обмотку трансформатора начинает протекать ток, обусловленный технологическим разбросом параметров транзисторов. Ток наводит напряжение в специальной вторичной обмотке трансформатора. Напряжение выпрямляется, сглаживается и поступает на вывод питания микросхемы контроллера. Вместо специальной обмотки может быть использована основная вторичная обмотка, если напряжение на ней находится в требуемых для питания контроллера пределах.

Принудительное возбуждение предполагает наличие специального мало-мощного источника, питающего широтно-импульсный контроллер. Это может быть источник, выполненный по традиционной схеме: трансформатор, выпрями-

тель, емкостный фильтр, интегральный стабилизатор. Однако наличие трансформатора, работающего на частоте сети 50 Гц, приводит к увеличению габаритов и веса конструкции. Поэтому вспомогательный источник для пуска контроллера целесообразно выполнить также в виде преобразователя.

Именно такой способ пуска использован в преобразователе, схема которого изображена на рис. 5.4. Входное напряжение выпрямляется диодным мостиком $VD2$ и поступает на емкостный делитель $C4, C5$, выполняющий роль фильтра. Конденсатор $C6$ и резистор $R19$ также выполняют роль фильтра. Преобразователь выполнен на гибридной микросхеме $IR53HD420$, используемой как электронный балласт для катодолюминесцентных ламп. Микросхема в своем составе содержит все необходимые компоненты для построения полумостового преобразователя: генератор, встроенные силовые ключи и схему управления ключами. Конденсатор $C7$ и резистор $R18$ определяют частоту генератора. Конденсатор $C8$ исполняет роль источника для управления верхним ключом полумоста. В диагональ полумоста включена первичная обмотка трансформатора $T1$. Выпрямленное напряжение вторичной обмотки через интегральный стабилизатор 7815 и фильтр на конденсаторе $C27$ обеспечивает широтно-импульсный контроллер $TL494$.

Свободные выводы коллекторов и эмиттеров выходных транзисторов широтно-импульсного контроллера $TL494$ позволяют организовать различные варианты управления силовыми ключами преобразователя. Вместо рассмотренного выше драйвера $IR2112$ можно использовать трансформаторную развязку контроллера и силовых ключей. Два варианта решения трансформаторной развязки приведены на рис. 5.5, а–б.

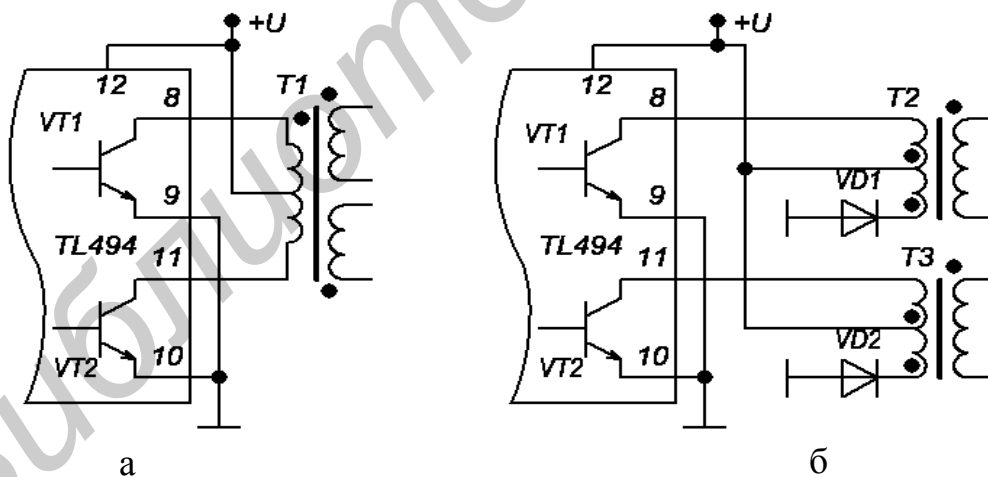


Рис. 5.5. Трансформаторная развязка контроллера и силовых ключей преобразователя

В схеме на рис. 5.5, а эмиттеры выходных транзисторов объединены и соединены с общим проводом. Между коллекторами включена первичная обмотка трансформатора $T1$. Средний вывод трансформатора соединен с плюсом источника питания микросхемы. Напряжением с двух вторичных обмоток управляют верхний и нижний транзисторы полумоста.

В схеме на рис. 5.5, б в коллекторные цепи транзисторов включены отдельные трансформаторы $T2$ и $T3$. Трансформаторы работают в условиях намагничивания однополярными импульсами. Для предотвращения насыщения сердечника первичные обмотки выполнены в виде двух секций. Одна секция включена в коллекторную цепь, а вторая – через диод с общим проводом. Диод открывается после закрытия транзистора, и по второй секции протекает размагничивающий ток.

Библиотека БГУИР

6. Расчет основных узлов преобразователей

6.1. Расчет сетевого выпрямителя, работающего на емкостный фильтр

Рассмотрим мостовой выпрямитель, работающий на емкостный фильтр и активную нагрузку. Такие выпрямители входят в состав преобразователей, рассмотренных в разд. 5 данного пособия. Учитывая, что прямое падение напряжения на выпрямительных диодах значительно меньше сетевого напряжения, будем рассматривать диоды как идеальные.

Мощность в нагрузке преобразователя связана с напряжением и током на входе преобразователя выражением

$$P_H = U_1 \cdot I_1 \cdot \eta, \quad (6.1)$$

где U_1 – напряжение на входе преобразователя и на конденсаторе емкостного фильтра;

I_1 – ток, потребляемый преобразователем;

η – коэффициент полезного действия преобразователя.

Коэффициент полезного действия до выполнения проекта неизвестен и его ориентировочно принимают равным 0,75–0,8. После выполнения проекта и расчета реального коэффициента полезного действия значение η корректируют.

Напряжение U_1 может быть выражено через амплитудное напряжение сети с учетом амплитуды пульсаций на емкости фильтра

$$U_1 = U_m - U_{m\Pi}, \quad (6.2)$$

где U_m – амплитудное значение сетевого напряжения;

$U_{m\Pi}$ – амплитуда пульсаций напряжения на конденсаторе.

Ток, потребляемый преобразователем с учетом (6.1) и (6.2), определится выражением

$$I_1 = \frac{P_H}{\eta \cdot (U_m - U_{m\Pi})}. \quad (6.3)$$

Входное сопротивление преобразователя, являющееся нагрузкой емкостного фильтра с учетом (6.2) и (6.3), будет равно

$$R_H = \frac{\eta \cdot (U_m - U_{m\Pi})^2}{P_H}. \quad (6.4)$$

Емкость конденсатора фильтра, обеспечивающая на заданном сопротивлении нагрузки R_H допустимый уровень пульсаций для мостового выпрямителя, может быть найдена по условию

$$C \geq \frac{U_m}{4 \cdot R_H \cdot U_{m\Pi} \cdot f}. \quad (6.5)$$

Последнее соотношение с учетом (6.3) и (6.4) может быть записано в виде

$$C \geq \frac{P_H}{4 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \eta \cdot U_{m\Pi} \cdot f}. \quad (6.6)$$

Полученное значение емкости является минимальным и округляется в большую сторону до ближайшего значения из стандартного ряда. При выборе емкости необходимо также учитывать допустимый разброс номиналов для конкретного вида конденсаторов. Конденсаторы необходимо также выбирать по допустимому рабочему напряжению, которое не должно быть меньше амплитудного значения напряжения сети.

Диоды выпрямителя должны иметь допустимое обратное напряжение не меньше амплитудного и прямой ток не меньше найденного выше.

6.2. Расчет дросселя

Дроссель работает в цепях, содержащих постоянную и переменную составляющие тока. Это иллюстрируется рис. 1.2, 1.4, 1.6, где представлены временные диаграммы работы *DC-DC* преобразователей. Обозначив постоянную составляющую тока в дросселе через I_0 , а амплитуду переменной составляющей тока через $\Delta I/2$, определим максимальное значение тока в дросселе

$$I_m = I_0 + \frac{\Delta I}{2}. \quad (6.7)$$

При этой величине тока ферромагнитный сердечник дросселя не должен достигать насыщения.

Максимальный ток определяет максимальную величину энергии магнитного поля, запасаемую в дросселе. Величина энергии, накапливаемой в дросселе, зависит от объема ферромагнитного сердечника

$$V = \frac{L \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot I_m^2}{k_c \cdot B_m^2}, \quad (6.8)$$

где V – объем ферромагнитного сердечника в кубических метрах;

L – индуктивность дросселя в генри (Гн);

μ – относительная магнитная проницаемость сердечника;

μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость вакуума ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м);

B_m – максимальное значение индукции в сердечнике в теслах;

k_c – коэффициент заполнения сердечника. Для ферритов можно принять $k_c = 1$.

Минимальное значение индуктивности дросселя находится из условия обеспечения режима непрерывных токов и определяется выражениями (1.6), (1.12), (1.19) для *DC-DC* преобразователей понижающего, повышающего и инвертирующего типов соответственно. На практике индуктивность принимается в 5–10 раз больше вычисленной. Это необходимо для гарантированного обеспечения режима непрерывных токов. Кроме того, с увеличением индуктивности уменьшается уровень пульсаций выходного напряжения. Однако чрезмерное увеличение индуктивности приводит к увеличению массы и габаритов дросселя.

Максимальное значение индукции в сердечнике зависит от материала сердечника и выбирается меньше индукции насыщения

$$B_m = (0,7 \div 0,9) \cdot B_s, \quad (6.9)$$

где B_s – индукция насыщения.

Относительная магнитная проницаемость материала приводится в справочных данных.

По вычисленному объему магнитного материала по справочным данным выбирается подходящий сердечник. В справочниках обычно указывается физический объем сердечника или площадь поперечного сечения S_C и длина средней магнитной линии сердечника l_C . Объем связан с площадью поперечного сечения и длина средней магнитной линии очевидным выражением

$$V = S_C \cdot l_C. \quad (6.10)$$

По вычисленному объему V и комбинации величин S_C и l_C подбирают подходящий сердечник.

Далее для выбранного сердечника с учетом требуемой индуктивности определяется число витков обмотки w

$$w = \sqrt{\frac{L \cdot l_C}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_C \cdot k_C}}. \quad (6.11)$$

Следует заметить, что фирмы-производители магнитных материалов в справочных данных приводят параметр A_L , равный индуктивности одного витка обмотки для данного сердечника. Используя параметр A_L , требуемое число витков обмотки для заданной индуктивности и выбранного сердечника определится более простым выражением

$$w = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (6.12)$$

По найденному числу витков с учетом плотности тока в проводнике j определим площадь сечения обмотки дросселя

$$S_{Об} \approx \frac{w \cdot I_m}{j} \quad (\text{мм}^2). \quad (6.13)$$

Плотность тока первоначально можно выбрать в пределах 3–5 А/мм². Значение плотности тока влияет на потери в меди и, следовательно, на нагрев обмотки дросселя. Площадь обмотки дросселя должна занимать только некоторую часть окна магнитопровода S_0

$$S_{Об} = (0,25 \div 0,4) \cdot S_0. \quad (6.14)$$

Площадь окна определяется по справочным данным для выбранного сердечника. Площадь поперечного сечения обмоточного провода $S_{пр}$ определяется выражением

$$S_{пр} = I_m / j. \quad (6.15)$$

На практике удобнее иметь дело не с сечением проводника, а с его диаметром. Диаметр проводника выражается через его сечение равенством

$$d \approx 1,13 \sqrt{S_{пр}}. \quad (6.16)$$

Если в результате расчетов диаметр провода оказался достаточно велик, могут возникнуть сложности с выполнением обмотки. В этом случае один проводник заменяют несколькими проводниками, сечение которых не меньше рассчитанного. Такая же замена производится, если дроссель работает на высоких

частотах. В этом случае вследствие поверхностного эффекта ток вытесняется с центра на периферию проводника, что приводит к дополнительным потерям. Потери растут с ростом частоты. Для частоты 50 кГц диаметр одиночного провода не должен превышать 0,7 мм, для частоты 75 кГц – 0,5 мм, для частоты 100 кГц – 0,4 мм. Когда сечение обмотки оказывается больше площади окна, выбирают сердечник большего объема.

Для предотвращения насыщения при постоянном подмагничивании в сердечник вводят воздушный зазор. Учитывая, что относительная магнитная проницаемость ферритов достаточно высока, эквивалентная проницаемость сердечника при введении зазора определится приближенным выражением

$$\mu_{\text{э}} \approx l_c / \delta, \quad (6.17)$$

где δ – ширина воздушного зазора.

Тогда из (6.8) с учетом (6.10) и (6.17) получим еще одно выражение для выбора подходящего по габаритам сердечника

$$S_c = \frac{L \cdot \mu_0 \cdot I_m^2}{B_m^2 \cdot \delta}. \quad (6.18)$$

Воздушный зазор организуется путем введения прокладок из немагнитного материала между половинками сердечника. Следует заметить, что промышленностью выпускаются сердечники каждого типоразмера, как без воздушного зазора, так и с воздушными зазорами различной величины. В справочных данных на магнитные материалы приводятся кроме габаритных размеров также величина площади поперечного сечения и величина воздушного зазора. Для каждой разновидности сердечника указывается параметр A_L , что облегчает нахождение числа витков по заданной индуктивности.

С целью проверки результатов расчета полезно оценить максимальное значение тока при заданной индукции для выбранного сердечника

$$I_m \approx \frac{B_m \cdot l_c}{\mu \cdot \mu_0 \cdot w}. \quad (6.19)$$

Для сердечника с зазором из (6.19) с учетом (6.17) следует

$$I_m \approx \frac{B_m \cdot \delta}{\mu_0 \cdot w}. \quad (6.20)$$

6.3. Расчет трансформатора однотактного обратного преобразователя

Энергия, которая должна быть накоплена в первичной обмотке трансформатора, зависит от мощности в нагрузке P_2 , коэффициента полезного действия η , частоты переключения f и определяется выражением

$$W_{L_{\text{max}}} = \frac{P_2}{\eta \cdot f}. \quad (6.21)$$

С другой стороны, максимальное значение энергии, запасаемое в индуктивности, можно определить через индуктивность L_1 и максимальную величину тока в индуктивности $I_{1\max}$:

$$W_{L\max} = \frac{L_1 \cdot I_{1\max}^2}{2}. \quad (6.22)$$

Из последнего выражения с учетом (6.21) получим максимальное значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_{1\max} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_2}{\eta \cdot f \cdot L_1}}. \quad (6.23)$$

Ток в первичной обмотке трансформатора в фазе накопления энергии меняется по линейному закону и его максимальное значение зависит от времени включенного состояния силового ключа $t_{и}$:

$$I_{1\max} = \frac{U_1 \cdot t_{и}}{L_1}. \quad (6.24)$$

где U_1 – входное постоянное напряжение преобразователя.

Совместное решение уравнений (6.23) и (6.24) определяет значение индуктивности первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{U_1^2 \cdot \eta \cdot t_{и}^2 \cdot f}{2 \cdot P_{2\max}}. \quad (6.25)$$

В последнем выражении $P_{2\max} = 1,2 P_2$. Некоторый запас по мощности необходим для устойчивой работы преобразователя с петлей обратной связи и для предотвращения дополнительных динамических потерь во время открывания ключевого транзистора.

Уточненное максимальное значение тока в первичной обмотке трансформатора определится выражением

$$I_{1\max} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{2\max}}{\eta \cdot f \cdot L_1}}. \quad (6.26)$$

Действующее значение тока в первичной обмотке преобразователя определится выражением

$$I_1 = I_{1\max} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}}, \quad (6.27)$$

где $D_{\max} = t_{и\max} f$ – максимальный коэффициент заполнения.

Выражения (6.26) и (6.27) позволяют осуществить выбор ключевого транзистора по току.

За время обратного хода $t_{п}$ вся энергия, запасенная в первичной обмотке трансформатора, должна полностью перейти по вторичную цепь. Для вторичной цепи справедливо выражение

$$U_2 + U_{2Д} = L_2 \cdot \frac{I_{2\max}}{t_n}, \quad (6.28)$$

где U_2 – напряжение на вторичной обмотке трансформатора;

$U_{2Д}$ – падение напряжения на диоде выходного выпрямителя;

$I_{2\max}$ – максимальное значение тока во вторичной цепи;

L_2 – индуктивность вторичной обмотки.

Энергия, запасенная в трансформаторе, может быть определена выражением

$$W_{L\max} = \frac{U_2 + U_{2Д} \cdot I_2}{f} \quad (6.29)$$

или

$$W_{L\max} = \frac{L_2 \cdot I_{2\max}^2}{2}. \quad (6.30)$$

Из уравнений (6.28) – (6.30) следует выражение для определения индуктивности вторичной обмотки трансформатора

$$L_2 = \frac{U_2 + U_{2Д} \cdot t_n^2 \cdot f}{2 \cdot I_2}. \quad (6.31)$$

Максимальное значение тока во вторичной цепи будет равно

$$I_{2\max} = \frac{U_2 + U_{2Д} \cdot t_n}{L_2}. \quad (6.32)$$

Выпрямительный диод во вторичной цепи выбирается исходя из найденного значения тока.

Коэффициент трансформации определяется через индуктивности первичной и вторичной обмоток

$$k = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \quad (6.33)$$

Напряжение на силовом ключе без учета индуктивного выброса определится выражением

$$U_{\text{си}} = U_{1\max} + U_2 + U_{2Д} \cdot k. \quad (6.34)$$

Полученное значение следует иметь в виду при выборе ключевого транзистора по напряжению, учитывая меры по предотвращению индуктивного выброса.

По найденным индуктивностям для выбранного сердечника определяется число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора по методике, изложенной для расчета дросселя.

Кроме первичной и вторичной обмоток у трансформатора однотактного обратного преобразователя присутствует обмотка питания контроллера. Число витков этой обмотки w_k может быть определено выражением

$$w_K = \frac{U_K + U_D \cdot w_2}{U_2 + U_{2D}}, \quad (6.35)$$

где U_K – напряжение питания контроллера;

U_D – падение напряжения на открытом диоде в цепи питания контроллера;

w_2 – число витков вторичной обмотки трансформатора.

Дробное число витков округляется до большего целого числа.

6.4. Расчет трансформатора полумостового преобразователя

Мощность, потребляемая нагрузкой, определяется выражением

$$P_2 = U_2 \cdot I_2. \quad (6.36)$$

Если проектируемый источник должен содержать несколько независимых напряжений, то находится их суммарная мощность.

Используемая мощность трансформатора $P_{\text{исп}}$ находится с учетом коэффициента полезного действия трансформатора η :

$$P_{\text{исп}} = \frac{P_2}{\eta}. \quad (6.37)$$

Коэффициент полезного действия трансформатора зависит от материала сердечника, рабочей частоты, мощности. Для ферритов, работающих на частоте 50–100 кГц, можно принять $\eta = 0,95–0,97$.

Выбираем максимальное значение индукции в сердечнике

$$B_m = 0,5 - 0,75 \cdot B_s, \quad (6.38)$$

где B_s – индукция насыщения.

Габаритная мощность трансформатора $P_{\text{ГАБ}}$, выполненного на ферритовом сердечнике, определяется выражением

$$P_{\text{ГАБ}} = 0,02 \cdot S_C \cdot S_O \cdot f \cdot B_m \cdot \eta \cdot J \cdot k_M, \quad (6.39)$$

где S_C – площадь поперечного сечения сердечника магнитопровода в квадратных сантиметрах;

S_O – площадь окна магнитопровода в квадратных сантиметрах;

f – рабочая частота в герцах;

J – плотность тока в обмотках ($\text{А}/\text{мм}^2$);

k_M – коэффициент заполнения окна медью обмоток.

Плотность тока связана с габаритной мощностью трансформатора

$$J = 1,5 + 24 / \sqrt{P_{\text{ГАБ}}}. \quad (6.40)$$

Вычисления по выражениям (6.39) и (6.40) проводятся итерационно, т. к. они взаимозависимы.

Вычисленное значение габаритной мощности должно быть больше используемой мощности трансформатора

$$P_{\text{ГАБ}} > 1,2 P_{\text{исп}}. \quad (6.41)$$

Если неравенство (6.41) не выполняется, следует либо повысить частоту преобразования, либо выбрать сердечник с большими габаритами.

Напряжение на первичной обмотке полумостового преобразователя определится выражением

$$U_1 = U_{1\max} / 2 - 2 \cdot U_{\text{СИ НАС}}, \quad (6.42)$$

где $U_{1\max}$ – максимальное значение напряжения на выходе фильтра сетевого выпрямителя;

$U_{\text{СИ НАС}}$ – напряжение насыщения сток – исток ключевых транзисторов.

Число витков первичной обмотки трансформатора, выполненного на ферритовом сердечнике, находится по выражению

$$w_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot B_m \cdot S_C}. \quad (6.43)$$

В последнем выражении S_C – площадь поперечного сечения магнитопровода принимается в квадратных сантиметрах (см²).

Индуктивность первичной обмотки вычисляется по выражению

$$L_1 = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_C \cdot w_1^2}{l_C}. \quad (6.44)$$

Прямоугольная составляющая тока первичной обмотки трансформатора в полумостовом преобразователе равна

$$I_{1\max} = \frac{P_{\text{исп}}}{U_{1\min} / 2 - 2 \cdot U_{\text{СИ НАС}}}. \quad (6.45)$$

Максимальное значение треугольной составляющей тока первичной обмотки трансформатора определяется выражением

$$I_{\max} = \frac{U_1}{4 \cdot f \cdot L_1}. \quad (6.46)$$

При выполнении условия $I_{\max} < 0,2 \cdot I_{1\max}$ принимаем форму тока в первичной обмотке трансформатора прямоугольной. При невыполнении неравенства выбираем другой тип магнитопровода.

Амплитудное значение тока в первичной обмотке трансформатора находится как сумма прямоугольной и треугольной составляющих тока

$$I_{1m} = I_{1\max} + I_{\max}. \quad (6.47)$$

Диаметр провода первичной обмотки в миллиметрах определяется по выражению

$$d_1 = 0,6 \sqrt{I_{1m}}. \quad (6.48)$$

Если используется многожильный провод, то диаметр рассчитывается по выражению

$$d_1 = 1,13 \cdot I_{1m} / J / N, \quad (6.49)$$

где N – число жил многожильного провода.

Число витков вторичной обмотки находится через число витков первичной обмотки и коэффициент трансформации:

$$w_2 = w_1 \cdot \frac{U_2}{U_1}, \quad (6.50)$$

а диаметр провода вторичной обмотки определяется в соответствии с (6.48) или (6.49), где учитывается ток нагрузки.

Рассмотренную методику расчета трансформатора с одним выходным напряжением можно применять также в случае нескольких выходных напряжений, если учитывать суммарные мощности и токи всех выходных обмоток. В спроектированном трансформаторе необходимо проверить коэффициент заполнения медью окна сердечника.

6.5. Расчет демпфирующих цепей

Трансформаторы одноконтурных обратноходовых преобразователей кроме индуктивностей обмоток, обладают индуктивностью рассеяния. Индуктивность рассеяния характеризуется частью магнитного потока, не связанного с основным потоком. Она зависит от конструкции и технологии изготовления трансформатора. У хорошо выполненных трансформаторов индуктивность рассеяния составляет единицы микрогенри. Однако ее наличие приводит к существенным выбросам напряжения на разомкнувшемся силовом ключе, что может привести к его разрушению. Для устранения выброса напряжения используют демпфирующие цепи. Классический вариант цепи состоит из диода, конденсатора и резистора, обозначенных на рис. 5.2 соответственно VD3, C2 и R3.

Энергию, накопленную в индуктивности рассеяния L_S , должен поглотить конденсатор C_2 . Из баланса энергий в L_S и в C_2 следует

$$C_2 = \frac{L_S \cdot I_{1\max}^2}{\Delta U_{C_2}^2}, \quad (6.51)$$

где $I_{1\max}$ – амплитудное значение тока в первичной обмотке трансформатора; ΔU_{C_2} – заданное приращение напряжения на конденсаторе.

Амплитуда напряжения на демпфирующем конденсаторе определится выражением

$$U_{C_2\max} = \frac{U_2 + U_{D4} \cdot w_1}{w_3} + \Delta U_{C_2}. \quad (6.52)$$

Здесь также обозначения взяты из рис. 5.2.

Сопротивление демпфирующего резистора R_3 рассчитывается из условия уменьшения напряжения на демпфирующем конденсаторе на ΔU_{C_2} за половину периода коммутирующих импульсов:

$$R_3 = - \frac{1}{2 \cdot f \cdot C_2 \cdot \ln \left(1 - \Delta U_{C_2} / U_{C_2\max} \right)}. \quad (6.53)$$

Напряжение на резисторе R_3 будет равно

$$U_{R3} = \frac{U_2 + U_{D4} \cdot w_1}{w_3}. \quad (6.54)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе, находится по выражению

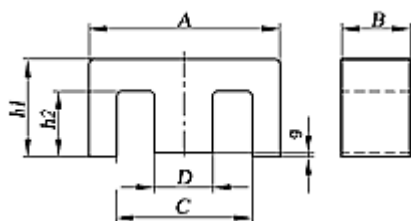
$$P_{R3} = \frac{U_{R3}^2}{R_3}. \quad (6.55)$$

Диод демпфирующей цепи должен быть рассчитан на импульсный ток в первичной цепи и выдерживать обратное напряжение, равное максимальному напряжению на стоке транзистора.

Библиотека БГУИР

ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ РАЗМЕРЫ ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ EPCOS

Геометрические размеры сердечников E

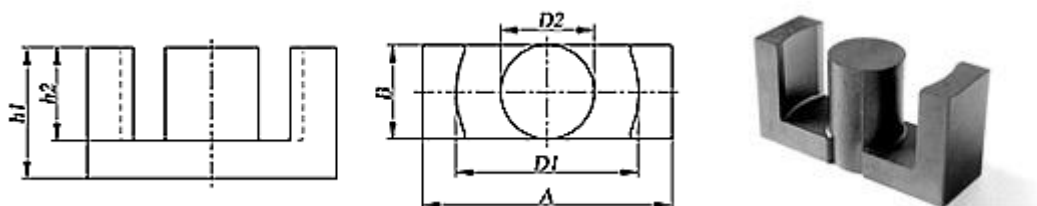


Типоразмер	A, мм	B, мм	C, мм	D, мм	h1, мм	h2, мм
E 6,3	6,3 ^{-0,25}	2,0 ^{-0,1}	мин. 3,6	1,4 ^{-0,1}	2,9 ^{-0,1}	1,85 ^{+0,15}
E 13/7/4	12,6 ^{±0,4}	3,7 ^{-0,3}	мин. 8,9	3,7 ^{-0,3}	6,5 ^{-0,2}	4,5 ^{+0,3}
E 16/8/5	16,0 ^{±0,5}	4,7 ^{-0,4}	мин. 11,3	4,7 ^{-0,3}	8,2 ^{-0,3}	5,7 ^{+0,4}
E 16/8/4 (Ш4*4)	16,0 ^{±0,5} -0,7	4,0 ^{-0,4}	10,4 ^{+1,0}	4 ^{-0,5}	8 ^{±0,25}	5,2 ^{+0,4}
E 16/8/7,8 (Ш4*8)	16,0 ^{±0,5}	8,0 ^{-0,5}	10,9 ^{±0,5}	4 ^{-0,4}	8 ^{+0,25}	5,2 ^{+0,4}
E 20/10/6	20,4 ^{-0,8}	5,9 ^{-0,4}	мин. 14,1	5,9 ^{-0,3}	10,1 ^{-0,3}	7,0 ^{+0,3}
E 25/13/7	25,0 ^{±0,7}	7,5 ^{-0,6}	мин. 17,5	7,5 ^{-0,5}	12,8 ^{-0,5}	8,7 ^{+0,5}
E 30/15/7	30,0 ^{±0,6}	7,3 ^{-0,5}	мин. 19,5	7,2 ^{-0,5}	15,2 ^{-0,4}	9,7 ^{+0,6}
E 32/16/11	32,0 ^{±0,7}	11,0 ^{-0,7}	22,7 ^{+0,1}	9,5 ^{-0,6}	16,4 ^{-0,6}	11,2 ^{+0,6}
E 34/14/9	34,6 ^{±0,7}	9,7 ^{-0,8}	мин. 25,1	9,65 ^{-0,55}	14,65 ^{-0,75}	9,5 ^{+0,5}
E 36/18/11	36,0 ^{±0,5}	11,5 ^{-0,5}	мин. 24,5	10,2 ^{-0,5}	18,0 ^{-0,4}	12,0 ^{+0,6}
E 40/16/12	40,6 ^{±0,6}	12,5 ^{±0,25}	мин. 28,6	12,5 ^{±0,25}	16,5 ^{±0,2}	10,5 ^{±0,3}
E 42/21/15	42,0 ^{±0,7}	15,2 ^{-0,5}	мин. 29,5	12,2 ^{-0,5}	21,2 ^{-0,4}	14,8 ^{+0,7}
E 42/21/20	42,0 ^{±0,7}	20,0 ^{-0,8}	мин. 29,5	12,2 ^{-0,5}	21,2 ^{-0,4}	14,8 ^{+0,7}
E 55/28/21	55,0 ^{±0,9}	21,0 ^{-0,6}	мин. 37,5	17,2 ^{-0,5}	27,8 ^{-0,6}	18,5 ^{+0,8}
E 55/28/25	55,0 ^{±0,9}	25,0 ^{-0,6}	мин. 37,5	17,2 ^{-0,5}	27,8 ^{-0,6}	18,5 ^{+0,8}
E 65/32/27	65,0 ^{±1,2}	27,4 ^{-1,0}	мин. 44,2	20,0 ^{-0,7}	32,8 ^{-0,6}	22,2 ^{+0,8}
E 70/33/32	70,5 ^{±1,0}	32,0 ^{-0,8}	мин. 48,0	22,0 ^{-0,7}	33,2 ^{-0,5}	21,9 ^{+0,7}
E 80/38/20	80,0 ^{±1,8}	20,2 ^{-0,8}	мин. 58,9	20,2 ^{-0,8}	38,5 ^{-0,8}	27,9 ^{+0,8}

Пример расшифровки кода EPCOS и обозначение в конструкторской документации:

Единица измерения – **штука (половинка)**;
E42/21/20 B66329GX187 – полное наименование ферритового сердечника, где
E42/21/20 – конфигурация и типоразмер сердечника;
B66329 – код типоразмера E42/21/20;
87 – сердечник выполнен из феррита марки N87.

Геометрические размеры сердечников ETD



Типоразмер	A, мм	B, мм	D1, мм	D2, мм	h1, мм	h2, мм
ETD 29	30,6 ^{-1,6}	9,8 ^{-0,6}	мин. 22,0	9,8 ^{-0,6}	16,0 ^{-0,4}	10,7 ^{+0,6}
ETD 34	34,0 ^{±0,6}	11,1 ^{-0,6}	мин. 25,4	11,1 ^{-0,6}	17,5 ^{-0,4}	11,8 ^{+0,6}
ETD 39	38,9 ^{±0,7}	12,8 ^{-0,6}	мин. 29,3	12,8 ^{-0,6}	20,0 ^{-0,4}	14,2 ^{+0,8}
ETD 44	43,8 ^{±0,8}	15,2 ^{-0,8}	мин. 32,5	15,2 ^{-0,8}	22,5 ^{-0,4}	16,1 ^{+0,8}
ETD 49	48,5 ^{±0,9}	16,7 ^{-0,8}	мин. 36,1	16,7 ^{-0,8}	24,9 ^{-0,4}	17,7 ^{+0,8}
ETD 54	54,5 ^{±1,3}	19,3 ^{-0,8}	мин. 40,1	19,3 ^{-0,8}	27,8 ^{-0,4}	19,8 ^{+0,8}
ETD 59	59,8 ^{±1,4}	22,1 ^{-0,9}	мин. 43,6	22,1 ^{-0,9}	31,2 ^{-0,4}	22,0 ^{+0,9}

Пример расшифровки кода EPCOS и обозначение в конструкторской документации:

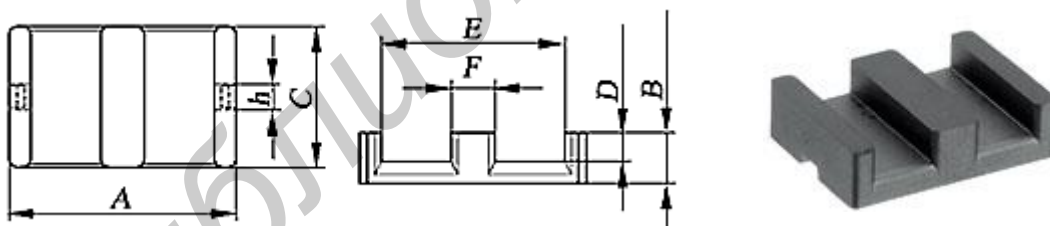
Единица измерения – **штука (половинка)**;

N87 ETD29/16/10 B66358GX187 – наименование ферритового материала, где **ETD29/16/10** – конфигурация и типоразмер сердечника;

B66358 – код типоразмера ETD29/16/10;

87 – сердечник выполнен из феррита марки N87.

Геометрические размеры сердечников ELP



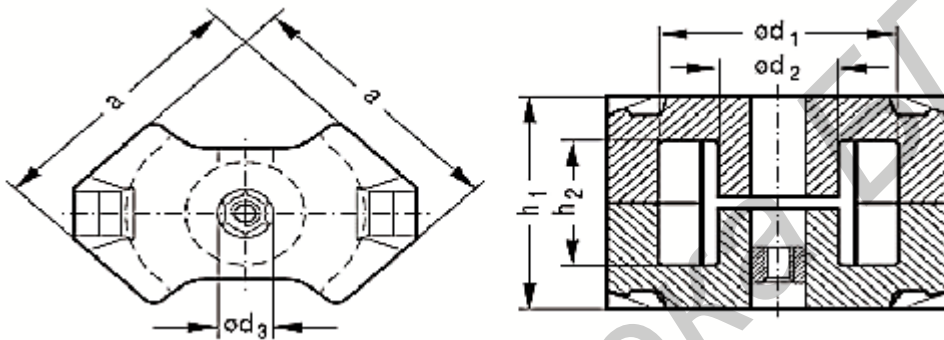
Типоразмер	A, мм	B, мм	C, мм	D, мм	E, мм	F, мм	H, мм
ELP14/3,5/5	14,0 ^{±0,3}	3,5 ^{±0,10}	5,0 ^{±0,10}	2,0 ^{±0,10}	11,0 ^{±0,25}	3,0 ^{±0,05}	
ELP18/4/10	18,0 ^{±0,35}	4,0 ^{±0,10}	10,0 ^{±0,20}	2,0 ^{±0,10}	14,0 ^{±0,30}	4,0 ^{±0,10}	3,0
ELP22/6/16	21,8 ^{±0,40}	5,7 ^{±0,10}	15,8 ^{±0,3}	3,2 ^{±0,10}	16,8 ^{±0,4}	5,0 ^{±0,10}	3,0
ELP32/6/20	31,75 ^{±0,65}	6,35 ^{±0,15}	20,35 ^{±0,4}	3,2 ^{±0,15}	25,5 ^{±0,5}	6,35 ^{±0,15}	6,0
ELP38/8/25	38,1 ^{±0,8}	8,25 ^{±0,15}	25,4 ^{±0,55}	4,45 ^{±0,15}	30,8 ^{±0,6}	7,6 ^{±0,2}	6,0
ELP43/10/28	43,2 ^{±0,9}	9,5 ^{±0,15}	27,9 ^{±0,6}	5,4 ^{±0,15}	35,4 ^{±0,7}	8,1 ^{±0,2}	11,0
ELP58/11/38	58,4 ^{±1,2}	10,55 ^{±0,15}	38,1 ^{±0,8}	6,5 ^{±0,15}	51,1 ^{±1,1}	8,1 ^{±0,2}	
ELP64/10/50	64,0 ^{±1,3}	10,2 ^{±0,15}	50,8 ^{±1,1}	5,1 ^{±0,15}	53,6 ^{±1,1}	10,2 ^{±0,2}	

Обозначение в конструкторской документации:

N87 ELP18/4/10 B66283-G-X187, где
B66283 – код изделия ELP 18/4/10;
G – исполнение в варианте ELP (P – в варианте замыкающей пластины I);
87 – марка материала (N87).

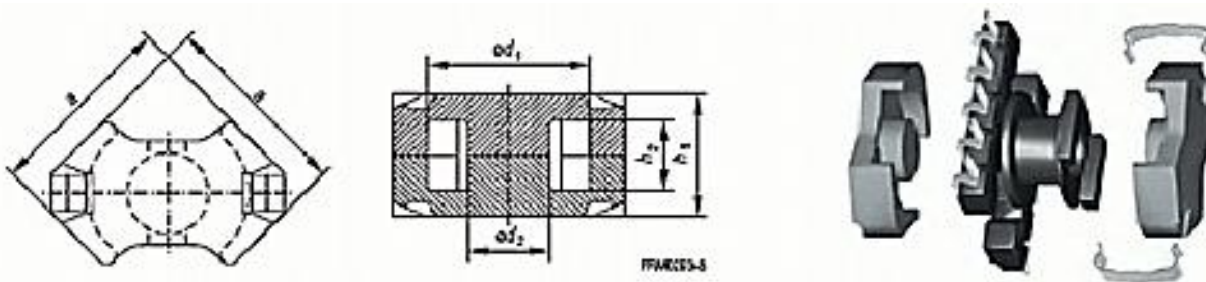
N87 ELP 32/6/20 B66287U315A187, где
B66287 – код изделия ELP 32/6/20;
U315 – сердечник с зазором с $Al = 315$ нГн;
A – класс точности исполнения зазора по Al ($\pm 3\%$);
87 – марка материала (N87).

Геометрические размеры сердечников RM



Типоразмер	A, мм	D1, мм	D2, мм	D3, мм	h ₁ , мм	h ₂ , мм
RM 4	9,8 ^{-0,4}	8,0 ^{+0,3}	3,9 ^{-0,2}	2,0 ^{+0,1}	10,5 ^{-0,2}	7,0 ^{+0,4}
RM 5	12,3 ^{-0,5}	10,2 ^{+0,4}	4,9 ^{-0,2}	2,0 ^{+0,1}	10,5 ^{-0,2}	6,3 ^{+0,4}
RM 6	14,7 ^{-0,6}	12,4 ^{+0,5}	6,4 ^{-0,2}	3,0 ^{+0,1}	12,5 ^{-0,2}	8,0 ^{+0,4}
RM 7	17,2 ^{-0,7}	14,75 ^{+0,65}	7,25 ^{-0,3}	3,0 ^{+0,1}	13,5 ^{-0,2}	8,4 ^{+0,5}
RM 8	19,7 ^{-0,8}	17,0 ^{+0,6}	8,55 ^{-0,3}	4,4 ^{+0,2}	16,5 ^{-0,2}	10,8 ^{+0,4}
RM 10	24,7 ^{-1,1}	21,2 ^{+0,9}	10,9 ^{-0,4}	5,4 ^{+0,2}	18,7 ^{-0,2}	12,4 ^{+0,6}
RM 12	29,8 ^{-1,2}	25,0 ^{+1,0}	12,8 ^{-0,4}	-	24,6 ^{-0,2}	16,8 ^{+0,6}
RM 14	34,8 ^{-1,3}	29,0 ^{+1,2}	15,0 ^{-0,6}	-	30,2 ^{-0,2}	20,8 ^{+0,6}

Низкопрофильные ферритовые сердечники (Low profile)



Типоразмер	A, мм	D1, мм	D2, мм	h1, мм	h2, мм
RM 4 LP	9,8 ^{-0,4}	8,0 ^{+0,3}	3,9 ^{-0,2}	7,8 ^{-0,2}	4,3 ^{+0,4}
RM 5 LP	12,3 ^{-0,5}	10,2 ^{+0,4}	4,9 ^{-0,2}	7,8 ^{-0,2}	3,6 ^{+0,4}
RM 6 LP	14,7 ^{-0,6}	12,4 ^{+0,5}	6,4 ^{-0,2}	9,0 ^{-0,2}	4,5 ^{+0,4}
RM 7 LP	17,2 ^{-0,7}	14,75 ^{+0,65}	7,25 ^{-0,3}	9,8 ^{-0,2}	4,7 ^{+0,5}
RM 8 LP	19,7 ^{-0,8}	17,0 ^{+0,6}	8,55 ^{-0,3}	11,6 ^{-0,2}	5,9 ^{+0,4}
RM 10 LP	24,7 ^{-1,1}	21,2 ^{+0,9}	10,9 ^{-0,4}	13,0 ^{-0,2}	6,7 ^{+0,4}
RM 12 LP	29,8 ^{-1,2}	24,9 ^{+1,1}	12,8 ^{-0,4}	16,8 ^{-0,2}	9,0 ^{+0,5}
RM 14 LP	34,8 ^{-1,3}	29,0 ^{+1,0}	15,0 ^{-0,5}	20,5 ^{-0,2}	11,1 ^{+0,6}

Обозначение в конструкторской документации:

Единица измерения – комплект;

N87 RM10 A = 400 нГн B65813-J400-A87, где

B65813 – код типоразмера ферритового сердечника RM10;

J400 – величина зазора отобрана для обеспечения $A_l = 400$ нГн;

A87 – сердечник P изготовлен из материала N87. Величина разброса по A_l составляет $\pm 3\%$;

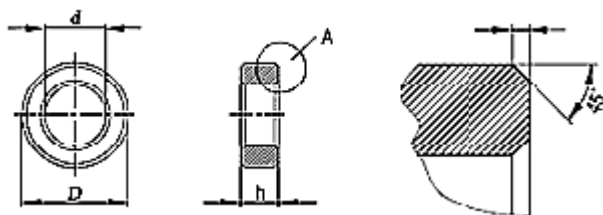
A, C, D – исполнение в варианте с отверстием по центральному керну, предусматривающее возможность использования подстроечного сердечника;

F, N – исполнение с пластмассовой втулкой для подстроечника впрессованной в отверстие по центральному керну ферритовой чашки;

E, J – в конструкции сердечника P отсутствует отверстие в центральном керне;

P – исполнение с заниженной высотой (Low profile).

Геометрические размеры ферритовых колец R



Типоразмер	Размеры без покрытия			Размеры после покрытия		
	D, мм	d, мм	h, мм	D1, мм	d1, мм	h1, мм
R3,94*2,24*1,30	3,94 ^{±0,12}	2,24 ^{±0,12}	1,30 ^{±0,12}	Толщина покрытия 0,012 мм		
R4,0*2,4*1,6	4,0 ^{±0,12}	2,4 ^{±0,1}	1,6 ^{±0,1}			
R5,84*3,05*3,00	5,84 ^{±0,12}	3,05 ^{±0,12}	3,00 ^{±0,12}			
R6,3*3,8*2,5	6,30 ^{±0,15}	3,80 ^{±0,12}	2,50 ^{±0,12}			
R10*6*3	10,0 ^{±0,2}	6,0 ^{±0,15}	3,0 ^{±0,12}	≤ 10,8	≥ 5,25	≤ 3,75
R10*6*3,1	10,0 ^{±0,2}	6,0 ^{±0,15}	3,1 ^{±0,12}	≤ 10,8	≥ 5,25	≤ 3,85
R10*6*4	10,0 ^{±0,2}	6,0 ^{±0,15}	4,0 ^{±0,15}	≤ 10,8	≥ 5,25	≤ 4,75
R12,5*7,5*4,1	12,5 ^{±0,3}	7,5 ^{±0,2}	4,1 ^{±0,15}	≤ 13,6	≥ 6,5	≤ 5,05
R12,5*7,5*5	12,5 ^{±0,3}	7,5 ^{±0,2}	5,0 ^{±0,15}	≤ 13,6	≥ 6,5	≤ 5,95
R12,5*7,5*9,2	12,5 ^{±0,3}	7,5 ^{±0,2}	9,2 ^{±0,2}	≤ 13,6	≥ 6,5	≤ 10,0
R12,7*7,9*6,35	12,7 ^{±0,3}	7,9 ^{±0,25}	6,35 ^{±0,2}	≤ 13,6	≥ 7,15	≤ 7,15
R12,7*7,9*7,5	12,7 ^{±0,3}	7,9 ^{±0,25}	7,5 ^{±0,2}	≤ 13,6	≥ 7,15	≤ 8,3
R14*9*5	14,0 ^{±0,3}	9,0 ^{±0,25}	5,0 ^{±0,2}	≤ 15,1	≥ 7,95	≤ 6,0
R15,8*8,9*4,7	15,8 ^{±0,38}	8,9 ^{±0,25}	4,7 ^{±0,13}	≤ 16,8	≥ 8,05	≤ 5,45
R16*9,6*2,5	16,0 ^{±0,4}	9,6 ^{±0,3}	2,5 ^{±0,12}	≤ 17,2	≥ 8,5	≤ 3,25
R16*9,6*6,3	16,0 ^{±0,4}	9,6 ^{±0,3}	6,3 ^{±0,2}	≤ 17,2	≥ 8,5	≤ 7,3
R18,4*5,9*5,9	18,4 ^{±0,4}	5,9 ^{±0,3}	5,9 ^{±0,3}	≤ 19,5	≥ 4,8	≤ 6,7
R20*10*7	20,0 ^{±0,4}	10,0 ^{±0,25}	7,0 ^{±0,3}	≤ 21,2	≥ 8,95	≤ 8,1
R20*12*6	20,0 ^{±0,5}	12,0 ^{±0,4}	6,0 ^{±0,25}	≤ 21,3	≥ 10,8	≤ 7,05
R22,1*13,7*6,35	22,1 ^{±0,4}	13,7 ^{±0,3}	6,35 ^{±0,3}	≤ 23,3	≥ 12,6	≤ 7,4
R22,1*13,7*7,9	22,1 ^{±0,4}	13,7 ^{±0,3}	7,9 ^{±0,3}	≤ 23,3	≥ 12,6	≤ 9,0
R22,1*13,7*12,5	22,1 ^{±0,4}	13,7 ^{±0,3}	12,5 ^{±0,5}	≤ 23,3	≥ 12,6	≤ 13,8
R25,3*14,8*10,0	25,3 ^{±0,5}	14,8 ^{±0,5}	10,0 ^{±0,2}	≤ 26,6	≥ 13,5	≤ 11,0
R25,3*14,8*15,0	25,3 ^{±0,5}	14,8 ^{±0,5}	15,0 ^{±0,4}	≤ 26,6	≥ 13,5	≤ 16,2
R28,0*16,0*9,0	28,0 ^{±0,6}	16,0 ^{±0,4}	9,0 ^{±0,4}	≤ 29,4	≥ 14,8	≤ 10,2
R29,5*19,0*14,9	29,5 ^{±0,7}	19,0 ^{±0,5}	14,9 ^{±0,4}	≤ 31,1	≥ 17,7	≤ 16,1
R29,5*19,0*20,0	29,5 ^{±0,7}	19,0 ^{±0,5}	20,0 ^{±0,5}	≤ 31,1	≥ 17,7	≤ 21,2
R30,5*20,0*12,5	30,5 ^{±1,0}	20,0 ^{±0,6}	12,5 ^{±0,4}	≤ 32,3	≥ 18,2	≤ 13,7
R34*20,5*10	34,0 ^{±0,7}	20,5 ^{±0,5}	10,0 ^{±0,3}	≤ 35,5	≥ 19,2	≤ 11,1
R34*20,5*12,5	34,0 ^{±0,7}	20,5 ^{±0,5}	12,5 ^{±0,3}	≤ 35,5	≥ 19,2	≤ 13,6
R36*23*15	36,0 ^{±0,7}	23,0 ^{±0,5}	15,0 ^{±0,4}	≤ 37,5	≥ 21,7	≤ 16,2
R38,1*19,05*12,7	38,1 ^{±0,5}	19,05 ^{±0,4}	12,7 ^{±0,3}	≤ 39,2	≥ 18,05	≤ 13,6
R40*24*16	40,0 ^{±1,0}	24,0 ^{±0,7}	16,0 ^{±0,4}	≤ 41,8	≥ 22,5	≤ 17,2
R41,8*26,2*12,5	41,8 ^{±1,0}	26,2 ^{±0,6}	12,5 ^{±0,3}	≤ 43,6	≥ 24,8	≤ 13,6
R50*30*20	50,0 ^{±1,0}	30,0 ^{±0,7}	20,0 ^{±0,5}	≤ 51,8	≥ 28,5	≤ 21,3
R58,3*40,8*17,6	58,3 ^{±1,0}	40,8 ^{±0,8}	17,6 ^{±0,4}	≤ 60,1	≥ 39,2	≤ 18,8
R63*38*25	63,0 ^{±1,5}	38,0 ^{±1,2}	25,0 ^{±0,8}	≤ 65,3	≥ 36,0	≤ 26,6
R87*54,3*13,5	87,0 ^{±1,5}	54,3 ^{±1,1}	13,5 ^{±0,3}	≤ 89,3	≥ 52,4	≤ 14,8
R102*65,8*15	102,0 ^{±2,0}	65,8 ^{±1,3}	15,0 ^{±0,5}	≤ 104,8	≥ 63,7	≤ 16,3
R140*103*25	140,0 ^{±3,0}	103,0 ^{±2,0}	25,0 ^{±1,0}			
R202*153*25	202,0 ^{±4,0}	153,0 ^{±3,0}	25,0 ^{±1,0}			

Обозначение в конструкторской документации:

N87 R10*6*4 B64290-L38-X87, где
N87 – марка феррита;
R10*6*4 – типоразмер изделия;
B64290 – код конфигурации кольцевых сердечников;
L – тип покрытия;
38 – код типоразмера R10*6*4;
X – величина разброса по коэффициенту одновитковой индуктивности A;
87 – марка материала (N87).

Приложение 2

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ERCOS

Эквивалентные параметры ферритовых сердечников E Ersos

Без зазора:

Типоразмер	Материал	Al, нГн/Вит ²	le, мм	Se, мм ²	Ve, мм ³
E 13/7/4	N27	800 ^{±20%}	29,60	13,00	384,00
	N30	1000 ^{±20%}			
	N87	850 ^{±20%}			
	T46	3600 ^{±30%}			
	T65				
E 16/8/5	N27	950 ^{±20%}	37,60	20,10	756,00
	N30	1400 ^{±20%}			
	N87	1000 ^{±20%}			
	T46	5100 ^{±30%}			
E 16/8/7,8	N87				
E 20/10/6	N27	1300 ^{±20%}	46,30	32,10	1490,00
	N30	2460 ^{±25%}			
	N87	1470 ^{±20%}			
	T35				
	T46				
E 25/13/7	N27	1750 ^{±20%}	57,50	52,50	3020,00
	N30	2900 ^{±25%}			
	N87	1850 ^{±20%}			
	N97	1850 ^{±20%}			
E 30/15/7	N27	1700 ^{±20%}	67,00	60,00	4000,00
	N30	3100 ^{±25%}			
	N87	1900 ^{±20%}			
	T35				
E 32/16/11	N87	2900 ^{±25%}	74,00	97,00	7187,00

E 34/14/9	N27 N87	2300 ^{±20%} 2450 ^{±20%}	69,60	120,00	5900,00
E 36/18/11	N27 N87	2900 ^{±20%} 3100 ^{±20%}	81,00	120,00	9670,00
E 40/16/12	N27 N87	3800 ^{±20%} 4150 ^{±20%}	77,00	149,00	11500,00
E 42/21/15	N27 N30 N87 N97	3500 ^{±20%} 3950 ^{±20%}	97,00	178,00	17300,00
E 42/21/20	N27 N30 N87 N97	4750 ^{±20%} 5200 ^{±20%}	97,00	233,00	22600,00
E 55/28/21	N27 N87	5800 ^{±20%} 6400 ^{±20%}	124,00	354,00	43900,00
E 55/28/25	N27 N87	6800 ^{±20%} 7300 ^{±20%}	124,00	420,00	52100,00
E 65/32/27	N27 N87 N97	7200 ^{±20%} 7900 ^{±20%} 7950 ^{±20%}	147,00	535,00	78600,00
E 70/33/32	N27 N87	8850 ^{±20%} 9700 ^{±20%}	149,00	683,00	102000,00
E 80/38/20	N27 N87	4150 ^{±20%} 4500 ^{±20%}	184,10	390,00	71800,00

С зазором:

Типоразмер	Материал и зазор	Al, нГн/Вит ²
E 13/7/4	N27 E 13/7/4 g = 0,04 мм	284
	N87 E 13/7/4 g = 0,13 мм	109
	N27 E 13/7/4 g = 0,35 мм	43
	N27 E 13/7/4 g = 0,50 мм	30
E 16/8/5	N87 E 16/8/5 g = 0,05 мм	376
	N27 E 16/8/5 g = 0,06 мм	320
	N27 E 16/8/5 g = 0,10 мм	213
	N87 E 16/8/5 g = 0,10 мм	216
	N87 E 16/8/5 g = 0,15 мм	151
	N27 E 16/8/5 g = 0,20 мм	115
	N87 E 16/8/5 g = 0,28 мм	85
	N27 E 16/8/5 g = 0,50 мм	49
	N87 E 16/8/5 g = 0,50 мм	49
E 20/10/6	N87 E 20/10/6 g = 0,05 мм	567
	N27 E 20/10/6 g = 0,09 мм	363
	N87 E 20/10/6 g = 0,10 мм	333

	N27 E 20/10/6 g = 0,15 MM	233
	N87 E 20/10/6 g = 0,15 MM	235
	N87 E 20/10/6 g = 0,17 MM	211
	N87 E 20/10/6 g = 0,20 MM	182
	N27 E 20/10/6 g = 0,25 MM	147
	N87 E 20/10/6 g = 0,25 MM	148
	N27 E 20/10/6 g = 0,50 MM	77
	N87 E 20/10/6 g = 0,50 MM	77
	N27 E 20/10/6 g = 0,60 MM	64
	N87 E 20/10/6 g = 0,65 MM	60
	N87 E 20/10/6 g = 0,80 MM	49
	N27 E 20/10/6 g = 1,00 MM	39
E 25/13/7	N87 E 25/13/7 g = 0,08 MM	621
	N27 E 25/13/7 g = 0,10 MM	512
	N87 E 25/13/7 g = 0,10 MM	523
	N27 E 25/13/7 g = 0,16 MM	349
	N87 E 25/13/7 g = 0,16 MM	354
	N27 E 25/13/7 g = 0,25 MM	236
	N30 E 25/13/7 g = 0,25 MM	250
	N87 E 25/13/7 g = 0,25 MM	239
	N87 E 25/13/7 g = 0,315 MM	193
	N27 E 25/13/7 g = 0,40 MM	154
	N87 E 25/13/7 g = 0,50 MM	125
	N27 E 25/13/7 g = 0,50 MM	125
	N87 E 25/13/7 g = 1,00 MM	64
	N87 E 25/13/7 g = 1,32 MM	49
	N27 E 25/13/7 g = 1,32 MM	49
E 30/15/7	N27 E 30/15/7 g = 0,10 MM	564
	N87 E 30/15/7 g = 0,10 MM	578
	N27 E 30/15/7 g = 0,15 MM	410
	N27 E 30/15/7 g = 0,18 MM	353
	N87 E 30/15/7 g = 0,20 MM	327
	N27 E 30/15/7 g = 0,50 MM	141
	N87 E 30/15/7 g = 0,50 MM	142
	N87 E 30/15/7 g = 0,80 MM	90
	N27 E 30/15/7 g = 1,00 MM	73
	N87 E 30/15/7 g = 1,00 MM	73
	N27 E 30/15/7 g = 1,20 MM	61
E 32/16/11	N87 E 32/16/11 g = 0,25 MM	429
	N87 E 32/16/11 g = 1,60 MM	74
E 42/21/15	N27 E 42/21/15 g = 0,10 MM	1506
	N27 E 42/21/15 g = 0,25 MM	749
	N27 E 42/21/15 g = 0,55 MM	373
	N27 E 42/21/15 g = 0,64 MM	324
	N27 E 42/21/15 g = 1,00 MM	213

	N87 E 42/21/15 g = 1,00 MM N27 E 42/21/15 g = 1,25 MM N87 E 42/21/15 g = 1,25 MM N27 E 42/21/15 g = 1,50 MM N87 E 42/21/15 g = 1,50 MM N87 E 42/21/15 g = 2,50 MM N87 E 42/21/15 g = 3,50 MM N87 E 42/21/15 g = 5,00 MM	214 172 172 144 144 87 63 44
E 42/21/20	N27 E 42/21/20 g = 0,24 MM N87 E 42/21/20 g = 0,40 MM N27 E 42/21/20 g = 0,50 MM N87 E 42/21/20 g = 0,50 MM N27 E 42/21/20 g = 1,00 MM N87 E 42/21/20 g = 1,00 MM N27 E 42/21/20 g = 1,50 MM N87 E 42/21/20 g = 1,50 MM N27 E 42/21/20 g = 4,50 MM	1019 662 536 540 280 281 189 190 64
E 55/28/21	N27 E 55/28/21 g = 0,50 MM N27 E 55/28/21 g = 1,00 MM N27 E 55/28/21 g = 1,20 MM N27 E 55/28/21 g = 1,50 MM N27 E 55/28/21 g = 2,00 MM N87 E 55/28/21 g = 2,00 MM	791 418 352 284 215 215
E 55/28/25	N87 E 55/28/25 g = 1,50 MM N27 E 55/28/25 g = 2,50 MM	339 206
E 65/32/27	N87 E 65/32/27 g = 0,10 MM N87 E 65/32/27 g = 0,50 MM N27 E 65/32/27 g = 1,00 MM N87 E 65/32/27 g = 1,00 MM N87 E 65/32/27 g = 1,20 MM N27 E 65/32/27 g = 1,50 MM N87 E 65/32/27 g = 1,50 MM N27 E 65/32/27 g = 2,00 MM N87 E 65/32/27 g = 2,00 MM N87 E 65/32/27 g = 2,50 MM N27 E 65/32/27 g = 3,50 MM N27 E 65/32/27 g = 4,10 MM N87 E 65/32/27 g = 4,25 MM N27 E 65/32/27 g = 4,80 MM	4029 1186 626 630 530 427 429 324 325 261 188 161 155 137
E 70/33/32	N27 E 70/33/32 g = 1,50 MM N27 E 70/33/32 g = 2,40 MM	545 346
E 80/38/20	N27 E 80/38/20 g = 0,10 MM N87 E 80/38/20 g = 0,50 MM N87 E 80/38/20 g = 1,00 MM N27 E 80/38/20 g = 4,50 MM	2551 839 542 106

Эквивалентные параметры ферритовых сердечников ETD Epcos

Без зазора:

Типоразмер	Материал	Al, нГн/вит ²	le, мм	Se, мм ²	Ve, мм ³
ETD 29/16/10	N27	2000 ^{±20%}	70,40	76,00	5350,00
	N87	2200 ^{±20%}			
	N97	2250 ^{±20%}			
ETD 34/17/11	N27	2400 ^{±20%}	78,60	97,10	7630,00
	N87	2600 ^{±20%}			
	N97	2650 ^{±20%}			
ETD 39/20/13	N27	2550 ^{±20%}	92,20	125,00	11500,00
	N87	2700 ^{±20%}			
	N92				
	N97	2850 ^{±20%}			
ETD 44/22/15	N27	3300 ^{±20%}	103,00	173,00	17800,00
	N87	3500 ^{±20%}			
	N97	3600 ^{±20%}			
ETD 49/25/16	N27	3700 ^{±20%}	114,00	211,00	24100,00
	N87	3800 ^{±20%}			
	N97	3900 ^{±20%}			
ETD 54/28/19	N27	4200 ^{±20%}	127,00	280,00	35600,00
	N87	4450 ^{±20%}			
	N97	4600 ^{±20%}			
ETD 59/31/22	N27	5000 ^{±20%}	139,00	368,00	51200,00
	N87	5300 ^{±20%}			
	N97	5500 ^{±20%}			

С зазором:

Типоразмер	Материал, зазор	Al, нГн/вит ²
ETD 29/16/10	N27 ETD 29/16/10 g = 0,10 мм	621
	N87 ETD 29/16/10 g = 0,10 мм	621
	N27 ETD 29/16/10 g = 0,20 мм	383
	N87 ETD 29/16/10 g = 0,20 мм	383
	N87 ETD 29/16/10 g = 0,50 мм	201
	N27 ETD 29/16/10 g = 1,00 мм	124
	N87 ETD 29/16/10 g = 1,00 мм	124
	ETD 34/17/11	N27 ETD 34/17/11 g = 0,20 мм
N87 ETD 34/17/11 g = 0,20 мм		482
N27 ETD 34/17/11 g = 0,40 мм		
N27 ETD 34/17/11 g = 0,45 мм		
N27 ETD 34/17/11 g = 0,50 мм		251
N87 ETD 34/17/11 g = 0,50 мм		251
N27 ETD 34/17/11 g = 1,00 мм		153
N87 ETD 34/17/11 g = 1,00 мм		153

ETD 39/20/13	N27 ETD 39/20/13 g = 0,10 MM N27 ETD 39/20/13 g = 0,20 MM N87 ETD 39/20/13 g = 0,20 MM N27 ETD 39/20/13 g = 0,50 MM N87 ETD 39/20/13 g = 0,50 MM N87 ETD 39/20/13 g = 0,60 MM N87 ETD 39/20/13 g = 0,70 MM N87 ETD 39/20/13 g = 0,80 MM N27 ETD 39/20/13 g = 1,00 MM N27 ETD 39/20/13 g = 2,00 MM	1062 639 639 326 326 196
ETD 44/22/15	N27 ETD 44/22/15 g = 0,05 MM N87 ETD 44/22/15 g = 0,10 MM N27 ETD 44/22/15 g = 0,20 MM N87 ETD 44/22/15 g = 0,20 MM N27 ETD 44/22/15 g = 0,50 MM N87 ETD 44/22/15 g = 0,50 MM N27 ETD 44/22/15 g = 1,00 MM N87 ETD 44/22/15 g = 1,00 MM N87 ETD 44/22/15 g = 1,20 MM N27 ETD 44/22/15 g = 1,50 MM N87 ETD 44/22/15 g = 1,50 MM N87 ETD 44/22/15 g = 1,90 MM	 862 862 438 438 262 262 194 194
ETD 49/25/16	N87 ETD 49/25/16 g = 0,10 MM N87 ETD 49/25/16 g = 0,20 MM N27 ETD 49/25/16 g = 0,50 MM N87 ETD 49/25/16 g = 0,50 MM N27 ETD 49/25/16 g = 1,00 MM N87 ETD 49/25/16 g = 1,00 MM N87 ETD 49/25/16 g = 1,40 MM N27 ETD 49/25/16 g = 2,00 MM N87 ETD 49/25/16 g = 2,00 MM N27 ETD 49/25/16 g = 3,00 MM N87 ETD 49/25/16 g = 3,00 MM	 1035 525 525 314 314 188 188
ETD 54/28/19	N87 ETD 54/28/19 g = 0,50 MM N87 ETD 54/28/19 g = 1,00 MM N87 ETD 54/28/19 g = 2,00 MM N27 ETD 54/28/19 g = 2,50 MM	 393 229
ETD 59/31/22	N87 ETD 59/31/22 g = 0,20 MM N87 ETD 59/31/22 g = 1,00 MM N87 ETD 59/31/22 g = 1,50 MM N87 ETD 59/31/22 g = 2,00 MM N87 ETD 59/31/22 g = 2,50 MM	1588 508 381 311

Эквивалентные параметры ферритовых сердечников R Epcos

Типоразмер	Код	Al, нГн/Вит ²	Le, мм	Ae, мм ²	Ve, мм ³
R3,94*2,24*1,30	B64290-A61-X38	1470 ± 30%	9,21	1,08	9,90
R4,0*2,4*1,6	B64290-P36-X830 B64290-P36-X38	700 ± 25% 1630 ± 30%	9,63	1,25	12,0
R5,84*3,05*3,00	B64290-P687-X38 B64290-P687-X46	3900 ± 30% 5850 ± 30%	13,03	4,04	52,6
R6,3*3,8*2,5	B64290-P37-X830 B64290-P37-X49 B64290-P37-X87 B64290-P37-X38 B64290-P37-X46	1090 ± 25% 1090 ± 25% 560 ± 25% 2350 ± 30% 3600 ± 30%	15,21	3,06	46,5
R8*4*4	B64290-P751-X87	1200 ± 25%	17,42	7,70	134
R10*6*4	B64290-A38-X830 B64290-L38-X830 B64290-L38-X87 B64290-L38-X35 B64290-A38-X38 B64290-L38-X38 B64290-L38-X46	1900 ± 25% 1900 ± 25% 900 ± 25% 2650 ± 25% 4410 ± 30% 4410 ± 30% 6400 ± 30%	24,07	7,83	188
R12,5*7,5*5	B64290-A44-X830 B64290-L44-X830 B64290-A44-X87 B64290-L44-X87 B64290-A44-X35 B64290-L44-X35 B64290-L44-X38	2200 ± 25% 2200 ± 25% 1120 ± 25% 1120 ± 25% 3060 ± 25% 3060 ± 25% 5110 ± 30%	30,09	12,23	368
R12,7*7,9*6,35	B64290-L742-X87 B64290-L742-X38 B64290-L742-X65	1330 ± 25% 6030 ± 30% 2850 ± 30%	31,17	14,96	466
R14*9*5	B64290-L658-X830 B64290-L658-X35 B64290-L658-X38 B64290-L658-X65	1900 ± 25% 2650 ± 25% 4420 ± 30% 2300 ± 30%	32,70	12,27	401
R15,8*8,9*4,7	B64290-L743-X830 B64290-L743-X87	2320 ± 25% 1190 ± 30%	36,75	15,78	780
R16*9,6*6,3	B64290-A45-X830 B64290-L45-X830 B64290-L45-X87 B64290-A45-X35 B64290-L45-X35 B64290-A45-X38 B64290-L45-X38	2770 ± 25% 2770 ± 25% 1420 ± 25% 3870 ± 25% 3870 ± 25% 6440 ± 30% 6440 ± 30%	38,52	19,73	760

R18,4*5,9*5,9	B64290-L697-X87	2950 ± 25%	31,03	33,14	1029
R20*10*7	B64290-A632-X830	4160 ± 25%	43,55	33,63	1465
	B64290-L632-X830	4160 ± 25%			
	B64290-L632-X87	2130 ± 25%			
	B64290-A632-X35	5000 ± 25%			
	B64290-L632-X35	5000 ± 25%			
R20*12*6	B64290-L632-X38	9740 ± 30%	48,10	23,50	1131
	B64290-L810-X87	1350 ± 25%			
R22,1*13,7*6,35	B64290-L638-X830	3610 ± 25%	54,15	26,17	1417
	B64290-L638-X87	1340 ± 25%			
	B64290-L638-X35	3200 ± 25%			
	B64290-A638-X38	6070 ± 30%			
	B64290-L638-X38	6070 ± 30%			
	B64290-L638-X65	3160 ± 30%			
R22,1*13,7*7,9	B64290-L719-X87	1660 ± 25%	54,15	32,55	1763
	B64290-L719-X35	4000 ± 25%			
	B64290-L719-X38	7570 ± 30%			
	B64290-L719-X65	3930 ± 30%			
R22,1*13,7*12,5	B64290-L651-X87	2630 ± 25%	54,15	51,15	2789
	B64290-L651-X38	12000 ±			
	B64290-L651-X65	30% 6200 ± 30%			
R25,3*14,8*10,0	B64290-A618-X830	4620 ± 25%	60,07	51,26	3079
	B64290-L618-X830	4620 ± 25%			
	B64290-L618-X87	2360 ± 25%			
	B64290-A618-X35	5400 ± 25%			
	B64290-L618-X35	5400 ± 25%			
	B64290-A618-X37	6970 ± 25%			
	B64290-L618-X37	6970 ± 25%			
	B64290-L618-X38	10700 ±			
	30%				
R25,3*14,8*15,0	B64290-L615-X830	6970 ± 25%	60,07	76,89	4619
R28*16*9	B64290-L811-X87	2200 ± 25%	65,60	52,60	3453
R29,5*19,0*14,9	B64290-L647-X87	2880 ± 25%	73,78	76,98	5680
	B64290-L647-X37	8500 ± 25%			
	B64290-L647-X38	13100 ±			
	B64290-L647-X65	30% 6800 ± 30%			
R34*20,5*10	B64290-L58-X830	4360 ± 25%	82,06	66,08	5423
R34*20,5*12,5	B64290-L48-X830	5460 ± 25%	82,06	82,60	6778
	B64290-L48-X65	6400 ± 30%			
R36*23*15	B64290-A674-X830	5460 ± 25%	89,64	95,89	8597
	B64290-L674-X830	5460 ± 25%			
	B64290-L674-X87	2940 ± 25%			
	B64290-L674-X37	7600 ± 25%			

	B64290-L674-X38 B64290-L674-X65	12700 ± 30% 6400 ± 30%			
R38,1*19,05*12,7	B64290-L668-X87 B64290-L668-X38 B64290-L668-X65	3870 ± 25% 17600 ± 30% 8800 ± 30%	82,97	116,2	9644
R40*24*16	B64290-L659-X830 B64290-L659-X37 B64290-L659-X65	7570 ± 25% 10500 ± 25% 8800 ± 30%	96,29	125,3	12070
R41,8*26,2*12,5	B64290-L22-X830 B64290-L22-X87 B64290-L22-X37 B64290-L22-X65	5000 ± 25% 2560 ± 25% 7000 ± 25% 5800 ± 30%	103,0	95,75	9862
R50*30*20	B64290-A82-X830 B64290-L82-X830 B64290-L82-X87 B64290-L82-X65	8700 ± 25% 8700 ± 25% 4460 ± 25% 10000 ± 30%	120,40	195,70	23560
R58,3*40,8*17,6	B64290-L40-X830 B64290-L40-X87 B64290-L40-X37 B64290-L40-X65	5400 ± 25% 2760 ± 25% 7160 ± 25% 6250 ± 30%	152,4	152,4	23230
R63*38*25	B64290-L699-X830 B64290-L699-X87 B64290-L699-X37 B64290-L699-X65	5000 ± 25% 10800 ± 25% 13900 ± 25% 12600 ± 30%	152,1	305,9	46530
R87*54,3*13,5	B64290-L730-X87 B64290-L730-X37 B64290-L730-X65	2790 ± 25% 7000 ± 25% 6280 ± 30%	213,9	216,7	46360
R102*65,8*15	B64290-A84-X830 B64290-L84-X830 B64290-A84-X87 B64290-L84-X87 B64290-A84-X65	5500 ± 25% 5500 ± 25% 2880 ± 25% 2880 ± 25% 6500 ± 30%	255,3	267,2	68220
R140*103*25	B64290-A705-X830	6200 ± 25%	375,8	458,9	172440
R202*153*25	B64290-A711-X830	5200 ± 25%	550,5	608,6	335030

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ АНАЛОГИ

Обозначение	Аналог	$U_{ds_max},$ В	$R_{ds(on)},$ Ом	$I_{d_max},$ А	$U_{gs_max},$ В	Р, Вт	Тип	Корпус
КП723А	IRFZ44	60	0,028	50	±20	150	п-канал	ТО-220
КП723Б	IRFZ45	60	0,035	50	±20	150	п-канал	ТО-220
КП723В	IRFZ40	50	0,028	50	±20	150	п-канал	ТО-220
КП723Г	IRLZ44	60	0,028	50	±10	150	п-канал	ТО-220
КП726А	BUZ90А	600	2,0	4,0	±20	75	п-канал	ТО-220
КП726Б	BUZ90	600	1,6	4,5	±20	75	п-канал	ТО-220
КП727А	BUZ71	50	0,1	14	±20	40	п-канал	ТО-220
КП727Б	IRFZ34	60	0,05	30	±20	88	п-канал	ТО-220
КП727В	IRLZ34	60	0,05	30	±10	60	п-канал	ТО-220
КП728Г1	—	700	5,0	3,0	±20	75	п-канал	ТО-220
КП728С1	—	650	4,0	3,0	±20	75	п-канал	ТО-220
КП728Е1	—	600	3,0	3,3	±20	75	п-канал	ТО-220
КП728Л1	—	550	3,0	4,0	±20	75	п-канал	ТО-220
КП731А	IRF710	400	3,6	2,0	±20	36	п-канал	ТО-220
КП731Б	IRF711	350	3,6	2,0	±20	36	п-канал	ТО-220
КП731В	IRF712	400	5,0	1,7	±20	36	п-канал	ТО-220
КП737А	IRF630	200	0,4	9,0	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737Б	IRF634	250	0,45	8,1	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737В	IRF635	250	0,68	6,5	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737Г	IRL630	200	0,4	9,0	±10	74	п-канал	ТО-220
КП739А	IRFZ14	60	0,2	10	±20	43	п-канал	ТО-220

Обозначение	Аналог	$U_{ds_max}, В$	$R_{ds(on)}, Ом$	$I_{d_max}, А$	$U_{gs_max}, В$	Р, Вт	Тип	Корпус
КП739Б	IRFZ10	50	0,2	10	±20	43	n-канал	ТО-220
КП739В	IRFZ15	60	0,32	8,3	±20	43	n-канал	ТО-220
КП740А	IRFZ24	60	0,1	17	±20	60	n-канал	ТО-220
КП740Б	IRFZ20	50	0,1	17	±20	60	n-канал	ТО-220
КП740В	IRFZ25	60	0,12	14	±20	60	n-канал	ТО-220
КП741А	IRFZ48	60	0,018	50	±20	190	n-канал	ТО-220
КП741Б	IRFZ46	50	0,024	50	±20	150	n-канал	ТО-220
КП742А	STH75N06	60	0,014	75	±20	200	n-канал	ТО-218
КП742Б	STH80N05	50	0,012	80	±20	200	n-канал	ТО-218
КП743А	IRF510	100	0,54	5,6	±20	43	n-канал	ТО-220
КП743Б	IRF511	80	0,54	5,6	±20	43	n-канал	ТО-220
КП743В	IRF512	100	0,74	4,9	±20	43	n-канал	ТО-220
КП744А	IRF520	100	0,27	9,2	±20	60	n-канал	ТО-220
КП744Б	IRF521	80	0,27	9,2	±20	60	n-канал	ТО-220
КП744В	IRF522	100	0,36	8,0	±20	60	n-канал	ТО-220
КП744Г	IRL520	100	0,27	9,2	±10	60	n-канал	ТО-220
КП745А	IRF530	100	0,16	14,0	±20	88	n-канал	ТО-220
КП745Б	IRF531	80	0,16	14,0	±20	88	n-канал	ТО-220
КП745В	IRF532	100	0,32	12,0	±20	88	n-канал	ТО-220
КП745Г	IRL530	100	0,16	15,0	±10	88	n-канал	ТО-220
КП746А	IRF540	100	0,077	28,0	±20	150	n-канал	ТО-220
КП746Б	IRF541	80	0,077	28,0	±20	150	n-канал	ТО-220
КП746В	IRF542	100	0,1	25,0	±20	150	n-канал	ТО-220
КП746Г	IRL540	100	0,077	28,0	±10	150	n-канал	ТО-220

Обозначение	Аналог	$U_{ds,max}, В$	$R_{ds(on)}, Ом$	$I_{d,max}, А$	$U_{gs,max}, В$	P, Вт	Тип	Корпус
КП747А	IRFP150	100	0,055	41,0	±20	230	n-канал	ТО-218
КП748А	IRF610	200	1,5	3,3	±20	36	n-канал	ТО-220
КП748Б	IRF611	150	1,5	3,3	±20	36	n-канал	ТО-220
КП748В	IRF612	200	2,4	2,6	±20	36	n-канал	ТО-220
КП749А	IRF620	200	0,8	5,2	±20	50	n-канал	ТО-220
КП749Б	IRF621	150	0,8	5,2	±20	50	n-канал	ТО-220
КП749В	IRF622	200	1,2	4,0	±20	50	n-канал	ТО-220
КП750А	IRF640	200	0,18	18,0	±20	125	n-канал	ТО-220
КП750Б	IRF641	150	0,18	18,0	±20	125	n-канал	ТО-220
КП750В	IRF642	200	0,22	16,0	±20	125	n-канал	ТО-220
КП750Г	IRL640	200	0,18	18,0	±10	150	n-канал	ТО-220
КП751А	IRF720	400	1,8	3,3	±20	50	n-канал	ТО-220
КП751Б	IRF721	350	1,8	3,3	±20	50	n-канал	ТО-220
КП751В	IRF722	400	2,5	2,8	±20	50	n-канал	ТО-220
КП752А	IRF730	400	1,0	5,5	±20	74	n-канал	ТО-220
КП752Б	IRF731	350	1,0	5,5	±20	74	n-канал	ТО-220
КП752В	IRF732	400	1,5	4,5	±20	74	n-канал	ТО-220
КП753А	IRF830	500	1,5	4,5	±20	74	n-канал	ТО-220
КП753Б	IRF831	450	1,5	4,5	±20	74	n-канал	ТО-220
КП753В	IRF832	500	2,0	4,0	±20	74	n-канал	ТО-220
КП771А	STP40N10	100	0,04	40,0	±20	150	n-канал	ТО-220
КП771Б	—	100	0,055	35,0	±20	150	n-канал	ТО-220
КП775А	2SK2498А	60	0,009	50,0	±20	200	n-канал	ТО-220
КП775Б	—	55	0,009	50,0	±20	200	n-канал	ТО-220

Обозначение	Аналог	$U_{ds_max}, В$	$R_{ds(on)}, Ом$	$I_{d_max}, А$	$U_{gs_max}, В$	Р, Вт	Тип	Корпус
КП775В	—	60	0,011	50,0	±20	200	п-канал	ТО-220
КП776А	IRF740	400	0,55	10,0	±20	125	п-канал	ТО-220
КП776Б	IRF741	350	0,55	10,0	±20	125	п-канал	ТО-220
КП776В	IRF742	400	0,8	8,3	±20	125	п-канал	ТО-220
КП776Г	IRF744	450	0,63	8,8	±20	125	п-канал	ТО-220
КП777А	IRF840	500	0,85	8,0	±20	125	п-канал	ТО-220
КП777Б	IRF841	450	0,85	8,0	±20	125	п-канал	ТО-220
КП777В	IRF842	500	1,1	7,0	±20	125	п-канал	ТО-220
КП778А	IRFP250	200	0,085	30,0	±20	190	п-канал	ТО-218
КП779А	IRFP450	500	0,4	14,0	±20	190	п-канал	ТО-218
КП780А	IRF820	500	3,0	2,5	±20	50	п-канал	ТО-220
КП780Б	IRF821	450	3,0	2,5	±20	50	п-канал	ТО-220
КП780В	IRF822	500	4,0	2,2	±20	50	п-канал	ТО-220
КП781А	IRFP350	400	0,3	16,0	±20	190	п-канал	ТО-218
КП783А	IRFP3205	55	0,008	70,0	±20	200	п-канал	ТО-220
КП784А	IRF9534	-60	0,14	-18,0	±20	88	р-канал	ТО-220
КП785А	IRF9540	-100	0,2	-19,0	±20	150	р-канал	ТО-220
КП786А	BUZ80А	800	3,0	4,0	±20	100	п-канал	ТО-220
КП787А	BUZ91А	600	0,9	8,0	±20	150	п-канал	ТО-220
КП789А	BUZ111А	55	0,008	80,0	±20	250	п-канал	ТО-220

ТАБЛИЦА ПАРАМЕТРОВ P-КАНАЛЬНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип	$U_{си}$, В	$R_{си}$ 10V, МОм	I_C 25 ⁰ С, А	I_C 100 ⁰ С, А	Q_3 Тип	Рассеиваемая мощность, Вт
IRF9Z34	-60	140	-18	-13	22,7	88
IRFI9Z34G	-60	140	-12	-8,5	23,3	42
IRF9Z24NL	-60	175	-11	-7,7	12,7	60
IRF9Z24	-60	280	-11	-7,7	12,7	60
IRFR9024	-60	280	-8,8	-5,6	12,7	42
IRFI9Z24G	-60	280	-8,5	-6	12,7	37
IRF9Z14	-60	500	-6,7	-4,7	8	43
IRFI9Z14G	-60	500	-5,3	-3,8	8	27
IRFR9014	-60	500	-5,1	-3,2	8	25
IRFL9014	-60	500	-1,8		8	2
IRFD9024	-60	280	-1,6	-1,1	12,7	1,3
IRFD9014	-60	500	-1,1	-0,8	8	1,3

Литература

1. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005.
2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника : от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008.
3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В. А. Казначеев [и др.]. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001.
4. Мэк, Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Р. Мэк; пер. с англ. – М. : Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2008.
5. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование / М. Браун; пер. с англ. – К. : «МК – Пресс», 2007.
6. Северо-западная лаборатория [Электронный ресурс]. – 2013. – Режим доступа: <http://www.ferrite.ru>.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Коваленко Валентин Максимович
Свито Игорь Леонтьевич

***ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА.
УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ***

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Г. С. Корбут*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная правка, оригинал-макет *Е. Г. Бабичева*

Подписано в печать 03.12.2013. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,42. Уч.-изд. л. 4,5. Тираж 100 экз. Заказ 205.

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