МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет» Инженерно-технологическая академия

> Д.Ю. ДЕНИСЕНКО Ю.И. ИВАНОВ В.И. ФИНАЕВ

# ОСНОВЫ СИЛОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Часть II

Учебное пособие

Таганрог Издательство Южного федерального университета 2016

## УДК 621.314 (075.8) ББК 31.264.5973 Д 332

Печатается по решению редакционно-издательского совета Южного федерального университета

### Рецензенты:

доктор технических наук, профессор, декан факультета информационных технологий и управления ФГБОУ ВПО РГУПС *М.С. Бутакова;* доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информатики Таганрогского института им. А.П. Чехова (филиал)

РГЭУ (РИНХ) Ромм Я.Е.

Денисенко Д.Ю.

Д 332 Основы силовой преобразовательной техники. Часть II: учебное пособие / Денисенко Д.Ю., Иванов Ю.И., Финаев В.И. Южный федеральный университет. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 149 с. ISBN 978-5-9275-1975-0

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 27.03.04 Управление в технических системах, 150304 «Автоматизация технологических процессов и производств», а также по направлению 180800 «Корабельное вооружение». В пособии рассмотрены принципы построения и функционирования схем силовой преобразовательной электроники.

#### ISBN 978-5-9275-1975-0

УДК 621.314 (075.8) ББК 31.264.5973

© Южный федеральный университет, 2016
© Денисенко Д.Ю., 2016
© Иванов Ю.И., 2016
© Финаев В.И. 2016

# СОДЕРЖАНИЕ

| ВВЕДЕНИЕ4   |
|---|
| 1. DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМ                   |
| РАЗДЕЛЕНИЕМ ВХОДА И ВЫХОДА6                                 |
| 1.1. Особенности однотактных преобразователей 6             |
| 1.2. Обратноходовой преобразователь 7                       |
| 1.3. Прямоходовой преобразователь23                         |
| 1.4. Особенности построения двухтактных преобразователей 36 |
| 1.5. Полумостовая схема DC/DC преобразователя 37            |
| 1.6. Мостовая схема DC/DC преобразователя46                 |
| 1.7. Назначение резонансных преобразователей 51             |
| 1.8. Последовательный резонансный преобразователь52         |
| 1.9. Параллельный резонансный преобразователь               |
| 2. DC-АС ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ 71                                 |
| 2.1. Виды DC/AC преобразователей71                          |
| 2.2. DC/AC преобразователи с модифицированной               |
| синусоидой на выходе72                                      |
| 2.3. DC/AC преобразователи с чистой синусоидой на выходе 83 |
| 2.4. Трехфазные DC/AC преобразователи                       |
| 3. КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ 105                     |
| 3.1. Назначение и особенности построения корректоров 105    |
| 3.2. Пассивные корректоры коэффициента мощности 111         |
| 3.2. Активные корректоры коэффициента мощности 115          |
| 4. РЕГУЛЯТОРЫ В ИМПУЛЬСНЫХ                                  |
| ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ128   |
| 4.1. Структурные схемы импульсных преобразователей128       |
| 4.2. Модели аналоговой и дискретной системы управления 133  |
| БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК 145                                |

#### введение

Данное пособие содержит продолжение изложения учебного материала для изучения силовой преобразовательной техники, знание которого необходимо для решения задач проектирования исполнительных устройств, систем преобразования сигналов и систем питания технических средств автоматики и автоматизации.

В первой части пособия были изложены сведения о задаче преобразования энергетических сигналов, пассивных компонентах силовой электроники, силовых полупроводниковых приборах и устройствах регулирования, преобразования и стабилизации напряжения.

Цель данного пособия состоит в предоставлении возможности студентам изучить и понять способы реализации разного вида преобразователей DC/DC, DC/AC («AC» - переменный ток, «DC» – постоянный ток).

В первом разделе приведено описание принципов работы DC-DC преобразователей с гальваническим разделением входа и выхода. Объяснено назначение гальванической развязки, как защиты человека от поражения электрическим током. Рассмотрены виды однотактных преобразователей, предназначенных для построения схем преобразователей мощностью до нескольких сотен ватт. К однотактным преобразователям относятся обратноходовые и прямоходовые преобразователи. Приведены варианты схем их реализации, описание работы и временные диаграммы, показывающие изменение входных и выходных напряжений и токов.

Рассмотрены особенности построения двухтактных преобразователей, показаны способы построения полумостовой и мостовой схем DC/DC преобразователей. Рассмотрено назначение резонансных преобразователей, преобразующих входное постоянное напряжения в переменное напряжение прямоугольной формы, причём работа резонансных преобразователей происходит на «склоне» амплитудно-частотной характеристики избирательного фильтра. Приведены схемы и описание работы последовательного и параллельного резонансного преобразователя.

Во втором разделе рассмотрено назначение DC-AC преобразователей. Приведено описание DC/AC преобразователей с модифицированной (неидеальной) синусоидой на выходе. Приведены рузультаты моделирования И расчета среднеквадратических значений напряжений для квазисинусоиды и синусоиды, примеры изменения спектрального состава гармоник выходного напряжения. Приведены схемы, описание и результаты моделирования DC/AC преобразователей с чистой синусоидой на выходе, т.е. с сигналом, содержащим единственную спектральную составляющую, находящуюся на основной гармонике и с известной амлитудой. Рассмотрено построение трехфазных DC/AC преобразователей, которые применяются для построения частотнорегулируемого электропривода переменного напряжения.

В третьем разделе рассмотрено назначение и построение корректоров коэффициента мощности, т.е. отношения активной мощности к полной. Приведено описание изменения мгновенной мощности при активной и реактивной нагрузке и рассмотрены особенности коррекции, как процесса приведения потребления конечного устройства, обладающего низким коэффициентом мощности при питании от силовой сети переменного тока, к состоянию, при котором коэффициент мощности соответствует принятым стандартам. Рассмотрены схемы реализации пассивных и активных корректоров мощности.

В четвертом разделе рассмотрено назначение регуляторов в импульсных преобразователях. Приведены структурные схемы импульсных стабилизаторов, модели аналоговой и дискретной системы управления в виде передаточных функций, выполнено их исследование путём моделирования преобразователя с контуром обратной связи по напряжению, аналоговым и цифровым регулятором. Выполнен анализ переходных характеристик.

## 1. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ВХОДА И ВЫХОДА

#### 1.1. Особенности однотактных преобразователей

При определении видов преобразователей сигналов применяются обозначения: AC/DC, DC/DC, DC/AC, AC/AC. Аббревиатура «AC» соответствует переменному току, а «DC» – постоянному току (сокр. от англ. *alternating current/direct current* — переменный ток/постоянный ток).

Отличительной особенностью рассматриваемых преобразователей является присутствие гальванической развязки между входным источником энергии и выходом преобразователя. Эти преобразователи применяют при проектировании электронных устройств, питающихся от напряжения промышленной сети. Назначение гальванической развязки в этих преобразователях состоит в защите от поражения электрическим током человека, который может коснуться токоведущих частей устройства.

В первой части методического пособия [1] было отмечено, что элементом электрической цепи, обеспечивающим гальваническую развязку и одновременно позволяющим передавать достаточно большую энергию с входа на выход, является трансформатор. Трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток. Схемотехнические особенности DC/DC преобразователей с гальванической развязкой позволяют проектировать преобразователи с несколькими выходными напряжениями, отличающимися как по величине напряжения, так и по величине максимально возможного тока в нагрузке.

Для питания входных и выходных цепей интерфейсов также применяют DC/DC преобразователи с гальванической развязкой, например, интерфейсы RS-485, RS-232, USB, Ethernet и др. Источники питания интерфейсных блоков при применении гальванической развязки не позволяют выйти из строя входным и выходным цепям при подключении/отключении этих блоков. Связано это с тем, что при отсутствии дополнительной

гальванической развязки между выходными шинами различных электронных блоков в момент включения/отключения может быть достаточно большая разность потенциалов, которая в свою очередь может превысить максимально допустимые предельные параметры используемых полупроводниковых приборов. Для передачи информационных сигналов в проводных интерфейсах и одновременного обеспечения гальванической развязки применяют специализированные микросхемы с оптической развязкой и трансформаторами [2].

В названии «однотактные преобразователи» отражается их принцип действия. Этот принцип действия заключается в том, что передача энергии от источника энергии на выход преобразователя осуществляется только в одном такте его работы, хотя на самом деле, есть еще второй такт, в котором что-то происходит или не происходит, а это уже зависит от конкретной реализации преобразователя. В технической литературе обычно рассматривают два типа однотактных преобразователей: прямоходовой преобразователь (англ. - forward converter) и обратноходовой преобразователь (англ. - flyback converter) [3 - 6].

Отличительной чертой однотактных преобразователей является их простота схемотехнических решений (обычно используется один силовой электронный ключ), простота схем управления (необходимо формировать сигналы управления только для одного электронного ключа) и связанная с этим их низкая стоимость. Однако однотактным преобразователям присущ целый ряд недостатков, поэтому на их основе реализуются схемы преобразователей мощностью до нескольких сотен ватт.

#### 1.2. Обратноходовой преобразователь.

Вспомним принцип действия схемы инвертирующего DC/DC преобразователя без гальванического разделения входа и выхода, которая приведена на рис. 1.1 [1]. На рис. 1.2 показана эта же схема инвертирующего DC/DC преобразователя без учета потерь в катушке индуктивности и со вторым ключем, выполненным на диоде. При замыкании ключа *S1*, катушка инвертирующего DC/DC-преобразователя оказывается подключенной параллельно к

источнику постоянного напряжения E, а диод переходит в запертое состояние.



Рис. 1.1. Инвертирующий DC/DC преобразователь



Питание нагрузки до размыкания ключа осуществляется от заряженного конденсатора Cl. Во время замкнутого состояния ключа через катушку протекает ток и в ней накапливается энергия в магнитном поле. После размыкая электронного ключа, за счет ЭДС самоиндукции в катушке ток меняет свое состояние на противоположное, что приводит к тому, что диод открывается и ток от катушки протекает как в нагрузку, так и в конденсатор, подзаряжая его.

В первой части методического пособия [1] была приведена формула регулировочной характеристики инвертирующего преобразователя

$$U_{\rm gbax} = -E \frac{q}{l-q}, \qquad (1.1)$$

показывающая взаимосвязь выходного напряжения преобразователя от коэффициента  $q = \frac{\tau}{T}$  заполнения управляющих импульсов (рис. 1.3) электронного ключа и величины входного напряжения *E*.



Рис. 1.3. Управляющие импульсы ключей S1 и S2

Если в схеме на рис. 1.2. применить двухобмоточный дроссель (катушку с двумя обмотками), то эту схему можно преобразовать к виду, показанному на рис. 1.4.



Рис. 1.4. Обратноходовой преобразователь

При применении в схеме инвертирующего преобразователя двухобмоточного дросслеля решается задача обеспечения гальванической развязки входной и выходной цепей преобразователя. В момент замыкания ключа SI (см. рис. 1.4) в фазе "а" (см. рис. 1.3) во вторичной обмотке L2 трансформатора (дросселя) индуцируется ток, который является запирающим для диода, поэтому вторичная обмотка оказывается не нагруженной (см. рис. 1.5). Протекающий ток  $I_I$  в первичной обмотке L1

приводит к накоплению энергии в сердечнике трансформатора. В течении времени замнкнутого состояния ключа напряжение и ток *I*<sub>2</sub> в нагрузке *R*<sub>*H*</sub> поддерживается с помощью заряженного конденсатора.



Рис. 1.5. Состояние цепей обратноходового преобразователя в фазе "а"

В фазе "б" после размыкания ключа (рис. 1.6) первичная обмотка оказывается без нагрузки, а за счет ЭДС самоиндукции, ток протекающий во вторичной обмотке приводит к открытию диода и накопленная энергия в дросселе передается в нагрузку и конденсатор.



Рис. 1.6. Состояние цепей обратноходового преобразователя в фазе "б"

В приведенном выше описании работы схемы обратноходового преобразователя использовано два понятия – трансформатор и дроссель. Конструктивно трансформатор и дроссель не отличаются. Однако в данной схеме трансформатор работает как дроссель, в том смысле, что в одном такте работы схемы он накапливает энергию, а

в другом – отдает. Если считать дроссель идеальным, а также выполнить обе катушки дросслеля с равным числом витков, то регулировочная характеристика схемы обратноходового преобразователя будет определяеться формулой (1.1), а его принцип действия ничем не будет отличаться от исходной схемы на рис. 1.2. Если же число витков первичной и вторичной обмоток разные, то величина выходного напряжения

$$U_{\rm gbix} = -En\frac{q}{l-q} \tag{1.2}$$

становится зависимой и от соотношения витков первичной w1 и вторичной w2 обмоток

$$n = \frac{w^2}{wI}.$$
 (1.3)

Формулы, приведенные выше, и описание работы схемы сделано для идеализированных параметров элементов схемы. На практике схема, изображенная на рис. 1.4 и собранная на реальных элементах, при первом включении скорее всего выйдет из строя. Связано это с тем, что при анализе работы схемы не был учтен ряд особенностей работы двухобмоточного дросселя.

В первой части методического пособия [1] при рассмотрении работы двухобмоточного трансформатора и выводе формул, описывающих его работу, было пренебрежено влиянием потоков рассеяния  $\Phi_{p1}$  и  $\Phi_{p2}$  ввиду их малости (см. рис. 1.7). Это допущение справедливо при условии, что к первичной обмотке трансформатора постоянно подключен синусоидальный источник напряжения и никакие коммутации в схеме не происходят.



Рис. 1.7. Магнитные потоки в двухобмоточном трансформаторе

В обратноходовом преобразователе при размыкании электронного ключа первичная обмотка будет не нагруженной и в этот момент времени. За счет потока рассеяния  $\Phi p1$  на ее выводах может возникнуть большое напряжение, которое, в свою очередь, может привести к выходу из строя электронного ключа. В работах [3 - 7] для учета разных неидельностей параметров трансформаторов используют разные схемы замещения. Наиболее часто применяют схему, приведенную на рис. 1.8.



Рис. 1.8. Схема замещения трансформатора

В схеме замещения на рис. 1.8 реальный трансформатор представлен в виде идеального трансформатора MT и его паразитными элементами. При этом идеальный трансформатор характеризуется тем, что его коэффициент трансформации равен n=w2/w1, относительная магнитная проницаемость сердечника равна бесконечности и ток намагничивания равен нулю. Магнитные потоки рассеяния обмоток трансформатора учитываются с помощью индуктивностей рассеивания  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ , а свойства трансформатора как индуктивного элемента в схеме учитываются с помощью индуктивности намагничивания -  $L_{\mu}$ .

В более точных математических моделях трансформатора также учитываются потери в обмотках трансформатора и его сердечнике (см. рис. 1.9). Потери энергии в обмотках трансформатора при протекании по ним токов учитываются активными сопротивлениями  $Rs_1$  и  $Rs_2$ , включенными последовательно с обмотками трансформатора, а потери энергии на перемагничивание сердечника - с помощью сопротивления  $R\mu$ , включенного параллельно индуктивности намагничивания.

Часть параметров элементов рассмотренных математических моделей реальных трансформаторов (актуальных для моделирования в программах, использующих SPICE-модели) можно найти путем нескольких измерений [7].



Рис. 1.9. Схема замещения трансформатора с учетом потерь в обмотках трансформатора и сердечнике

Для модели трансформатора, приведенного на рис. 1.8, можно найти коэффициент связи по формуле

$$=\frac{Ll-Lsl}{Ll}.$$
 (1.4)

и коэффициент трансформации

$$n = \frac{w2}{wl} = \sqrt{\frac{L2}{Ll}}, \qquad (1.5)$$

где  $L_1$  и  $L_2$  – индуктивности первичной и вторичной обмоток трансформатора (см. рис. 1.10),  $Ls_1$  и  $Ls_2$  – индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора.



Собрав схему, показанную на рис. 1.11, и подключив к ней источник переменного напряжения с синусоидальной формой наряжения, по результам измерения среднеквадратических значений тока в первичной обмотке трансформатора и напряжения на выводах вторичной обмотки можно найти индуктивность намагничевания.



Рис. 1.11. Измерительная схема для определения индуктивности намагничивания трансформатора

Индуктивность намагничивания (при условии, что *Ls1*<<*L*µ) находится по формуле

$$L_{\mu} = \frac{nU_{c\kappa_3}}{2\pi f I_{c\kappa_3}},\tag{1.6}$$

где  $Ic\kappa_3$  — среднеквадратическое значение тока в первичной обмотке,  $Uc\kappa_3$  — среднеквадратическое значение напряжение на вторичной обмотке, f — частота источника синусоидального напряжения e(t).

Для измерения индуктивности рассеяния трансформатора необходимо собрать схему, показанную на рис. 1.12.



Рис. 1.12. Измерительная схема для определения индуктивности рассеяния трансформатора

Индуктивность намагничивания *L*µ у реального трансформатора всегда намного больше индуктивностей рассеяния *Lsi*. С учетом этого условия, показания измерителя индуктивности в схеме на рис. 1.12 с закороченной вторичной обмоткой трансформатора будут примерно равны

$$L_{s} \approx L_{s1} + L_{s2}' = L_{s1} + n^{2}L_{s2}, \qquad (1.7)$$

где  $L'_{s2}$  – индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведённая к первичной обмотке трансформатора.

Для трансформаторов с ферромагнитными сердечниками выполняется условие  $L_{s1} \approx L_{s2}^{'}$ , при котором индуктивность рассеяния первичной обмотки определится по формуле

$$L_{sI} = \frac{L_s}{2},\tag{1.8}$$

а индуктивность рассеивания вторичной обмотки

$$L_{s2} = \frac{L_s}{2n^2}.$$
(1.9)

Вернемся к рассмотрению работы обратноходового преобразователя (см. рис. 1.4). Выполним моделирование его работы, предварительно изменив местами выводы вторичной обмотки трансформатора, а также изменив местами выводы диода. Заметим, что произведенные изменения в схеме не нарушают её работы, а приводят только к тому, что изменяется полярность выходного напряжения (рис. 1.13).



ис. 1.13. Схема для моделирования работь обратноходового преобразователя

В программе схемотехнического моделирования Micro Cap [9] начало и концы обмоток катушек индуктивности и трансформаторов обозначаются символами "–" и "+". Еще одной особенностью программы моделирования является то, что она "не понимает висящих узлов", так как расчет ведется относительно одной из шин с нулевым потенциалом. В этой связи один из узлов (например, вывод трансформатора, как показано на рис. 1.13) должен быть подключен к общей шине. Это нарушает гальваническую развязку, но в реальной схеме заземление не требуется, а подключение вторичной обмотки к общей шине на результаты моделирования никак не влияет.

Для удобства отображения процессов в схеме частота переключения управляемого напряжением электронного ключа S1 в схеме выбрана достаточно низкой и равной 1 кГц, а коэффициент заполнения импульсов управления q=0,5.

На рис. 1.14 приведены графики, полученные в результате моделирования схемы обратноходового преобразователя.





На графиках рис. 1.14 показаны формы напряжений на первичной обмотке трансформатора Uin и выходного напряжения преобразователя Uout, а также формы токов в первичной  $I_{L1}$  и вторичной  $I_{L2}$  обмотках трансформатора. На графиках рис. 1.14 можно видить, что во время замкнутого состояния ключа в первичной обмотке нарастает ток, а во вторичной обмотке из-за запертого состояния диода он равен нулю. При разомкнутом состоянии ключа ток в первичной обмотке трансформатора равен нулю, а во вторичной он уменьшается. В этот момент времени накопленная энергия в дросселе передается в нагрузку.

Во время замкнутого состояния ключа напряжение на первичной обмотке трансформатора равно напряжению источника питания V1. В момент размыкания электронного ключа на первичной обмотке трансформатора возникает большое отрицательное напряжение (до нескольких кВ), которое в реальной схеме может приводить к выходу из строя силового транзистора. Для борьбы с этим явлением существуют различные схемотехнические решения [3 - 6].

Также как и в схеме инвертирующего DC/DC преобразователя в схеме обратноходового преобразователя возможен режим прерывистых токов в дросселе (рис. 1.15).



Рис. 1.15. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.13 с прерывистым током в дросселе

Такой режим возможен, если увеличить частоту коммутации ключа, или при неизменной частоте переключения ключа уменьшить индуктивности первичной и вторичной обмоток трансформатора. Для работы электронного ключа (транзистора) такой режим является более предпочтительным, так как коммутация ключа (его включение) происходит при токе равном нулю. Такое включение ключа получило название "мягкое", а в противном случае (при токе не равном нулю) – "жесткое". Обеспечение мягкого режима включения транзисторного ключа позволяет снизить динамические потери в транзисторе и тем самым повысить коэффициент полезного действия преобразователя.

Если в схеме, приведенной на рис. 1.13, электронный ключ *S1* подключить к другому выводу первичной обмотки трансформатора, то такое перемещение ключа на работу схемы не окажет влияния (рис. 1.16).



# Рис. 1.16. Обратноходовой преобразователь с ключом, подключенным к общей шине

Однако такое включение электронного ключа в реальной схеме, где ключ реализуется на основе транзистора, может существенно упростить схему. Связано это с тем, что один из выводов транзистора (эмиттер или исток) в этой схеме оказывается подключенным к общей шине, а управляющий сигнал для транзистора, также формируется схемой управления относительно общей шины. В схеме на рис. 1.13 для управления транзистором необходимо формировать "плавающий" источник, так как

напряжение на верхнем выводе первичной обмотки трансформатора изменяется в достаточно большом диапазоне. Более подробно схемы управления "верхним" и "нижним" ключами Н-моста рассмотрены в разд. 4.

Результаты моделирования схемы обратноходового преобразователя с электронным ключом, подключенным к общей шине, приведены на рис. 1.17.



Рис. 1.17. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.16



Рис. 1.18. Схема ОХП с ограничивающим стабилитроном

Одним из решений, позволяющим уменьшить величину всплеска напряжения на первичной обмотке в момент размыкания ключа, является применение стабилитрона (см. рис. 1.18).

В схеме на рис. 1.18 во время замкнутого состояния ключа диод D2 оказывается в запертом состоянии и цепь, состоящая из диода D2 и стабилитрона D3, не оказывает влияния на работу схемы. В момент размыкания ключа диод D2 переходит в проводящее состояние, а стабилитрон D3 ограничивает рост отрицательного напряжения на первичной обмотке (рис. 1.19). При этом величина "всплеска" ограничивается на уровне напряжения стабилизации применяемого стабилитрона.



Рис. 1.19. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.18

Моделирование схем выполняется в Evaluation версии программы Micro Cap 11. В этой версии программы пользователю доступно ограниченное число моделей элементов из ее библиотеки. Поэтому для моделирования схемы со стабилитроном, использована модель 1N752, в которой напряжение стабилизации стабилитрона изменено с 5,6 В на 15 В.

Применение различных схемных решений для уменьшения "всплеска" напряжения приводит также к значительному

уменьшению мощности рассеиваемой на силовом транзисторе в момент его переключения. Связано это с тем, что мгновенная мощность, выделяемая на транзисторе, равна произведению падения напряжения на нем на ток, протекающий через него в каждый момент времени.

Еще одним решением, позволяющим уменьшить ток, протекающий через транзистор в момент его выключения и тем самым уменьшить потери мощности на переключение, является применение различных цепей, содержащих конденсатор. В такой цепи в момент переключения транзистора часть тока, протекающего через транзистор, ответвляется и сбрасывается в конденсатор. В момент замкнутого состояния ключа, конденсатор разряжается и подготавливается к следующему циклу. В некоторых случаях схема строится так, что сброс накопленной энергии в конденсаторе может происходить также и в источник энергии. Цепи, обеспечивающие перезаряд конденсатора в момент включения транзистора и подключение его к транзистору в момент выключения, называются снабберами. В зависимости от того, как производится перезаряд конденсатора, путём рассеивания накопленной в нём энергии на резисторе, или с возвратом её в источник питания (или в выходную цепь), снабберы делятся соответственно на диссипативные и регенеративные [9]. Как следствие, преобразователи с регенеративными снабберами имеют более высокий КПД.

В качестве примера рассмотрим работу схемы обратноходового преобразователя с диссипативным снаббером, показанную на рис. 1.20. В схеме обратноходового преобразователя с диссипативным элементом во время замкнутого состояния электронного ключа диод D2 находится в закрытом состоянии, а конденсатор C2 разряжается через резистор R2 (рис. 1.21).

В момент размыкания ключа диод *D2* открывается, а ток, протекающий из первичной обмотки, заряжает конденсатор *C2* (рис. 1.22). Затем процессы повторяются.

В отличие от схемы без снабберной цепи, в этой схеме ток в первичной обмотке протекает как при замкнутом состоянии ключа, так и при разомкнутом (см. рис. 1.23). Величина остаточного "всплеска" напряжения *Uin* на первичной обмотке зависит от емкости конденсатора *C2* и сопротивления резистора *R2*.



Рис. 1.20. Схема ОХП с диссипативным снаббером



Рис. 1.21. Схема рис. 1.20 при замкнутом ключе S1



Рис. 1.22. Схема рис. 1.20 при разомкнутом ключе S1



Рис. 1.23. Формы напряжений и токов в схеме рис. 1.20

Величина рассеиваемой мощности на резисторе *R2* может быть достаточно существенной. Для мощных преобразователей она может составлять десятки ватт. Поэтому на основе таких схем строят преобразователи, мощность которых ограничена несколькими сотнями ватт.

Схемы преобразователей с регенеративными снабберами, позволяют избежать тепловых потерь, но являются более сложными и будут рассмотрены при описании работы прямоходовых преобразователей.

## 1.3. Прямоходовой преобразователь

По принципу работы схема, приведйнная на рис. 1.24, прямоходового преобразователя (ПХП) близка к работе понижающего DC/DC преобразователя. Также как и в схеме понижающего DC/DC преобразователя в схеме ПХП на входе выходного LC-фильтра нижних частот с помощью электронного ключа, трансформатора и диодов формируется последовательность однополярных прямоугольных импульсов, из которых LC-фильтром



Рис. 1.24. Прямоходовой преобразователь

Рассмотрим состояние схемы в двух фазах. В первой фазе, когда электронный ключ замкнут, первичная обмотка трансформатора подключена к источнику напряжения *E*, диод *VD1* открыт и напряжение со вторичной обмотки поступает на вход фильтра, как показано на рис. 1.25. В это же время происходит накопление энергии в магнитном поле дросселя *L3*.



Рис. 1.25. Схема рис. 1.24 при замкнутом ключе S1

Во второй фазе (см. рис. 1.26), когда электронный ключ *S1* разомкнут, диод *VD1* переходит в запертое состояние, а диод *VD2* открывается током дросселя *L3* и ток дросселя осуществляет питание нагрузки и продолжает заряжать конденсатор. В зависимости от соотношения времени выключенного состояния электронного ключа, величины индуктивности дросселя, а также емкости конденсатора и сопротивления нагрузки можно наблюдать два режима работы схемы (см. рис. 1.27) – с непрерывным током в

дросселе (см. рис. 1.28) и прерывистым током в дросселе (см. рис. 1.29).



Рис. 1.27. Схема моделирования работы прямоходового преобразователя

Режим с прерывистым током в дросселе возникает тогда, когда ток в дросселе успевает уменьшиться до нуля еще до момента времени перехода электронного ключа в замкнутое состояние. После уменьшения тока в дросселе до нуля, питание нагрузки осуществляется от конденсатора.

На рис. 1.28 и рис. 1.29 приведены эпюры напряжений на электронном ключе *Uin*, на входе фильтра нижних частот *Uin1*, на выходе преобразователя (на нагрузке) *Uout*, а также эпюры токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора *IL1* и *IL2*, и тока в дросселе *IL3*.

Разница в работах схем ОХП и ПХП заключается в том, что в первом такте работы схемы ОХП энергия от источника накапливается в дросселе (трансформаторе), а во втором - передается в нагрузку, а в схеме ПХП энергия от источника

передается на выход в том же такте, в котором трансформатор подключается к источнику. что трансформатор в схеме ПХП работает с подмагничеванием.







Рис. 1.29. Формы напряжений и токов в схеме рис. 1.27 с прерывистым током в дросселе

Следует также обратить внимание на то, что к первичной обмотке трансформатора прикладывается последовательность однополярных импульсов напряжения. Это приводит к тому,

Регулировочная характеристика прямоходового преобразователя зависит прямо пропорционально от коэффициента трансформации, коэффициента заполнения импульсов управления электронным ключом и величины входного напряжения преобразователя

 $U_{BbIX}=nqE, \qquad (1.10)$ 

и отличется от регулировочной характеристики понижающего DC/DC преобразователя без гальванической развязки дополнительным коэффициентом трансформации.

Рассмотрим более подробно работу схемы ПХП с момента выключения электронного ключа. До размыкания ключа в первичной обмотке трансформатора от источника напряжения протекал ток. Если обратиться к схема замещения трансформатора (см. рис. 1.8), то этот тот протекал как через индуктивность намагничивания трансформатора, так и через индуктивность рассеяния. После размыкания ключа (см. рис. 1.26) диод *D1* закрывается и обе обмотки трансформатора оказываются ни к чему не подключенными. Энергия, накопленная в трансформаторе, приводит к тому, что на выводах обмоток появляется достаточно большое напряжение (см. график напряжения *Uin* на рис. 1.28). Величина этого напряжения может быть значительно больше предельно допустимого для применяемого транзистора, который используется в реальной схеме в качестве электронного ключа.

Еще одним существенным моментом является то, что при подключении первичной обмотки к источнику входного напряжения *E* полярность напряжения не меняется, также как и направление тока, протекающего в обмотке трансформатора. В результате сердечник трансформатора работает с подмагничиванием. Если никаких мер не предпринимать, то через несколько тактов работы схемы в сердечнике может наступить насыщение (см. рис. 1.9 в [1]), что приведет к неограниченному росту тока в первичной обмотке и как следствие к выходу из строя силового ключа.

Также как и в схеме ОХП, для борьбы с перечисленными явлениями в схеме прямоходового преобразователя применяются

Анализ известных схемотехнических решений преобразователей показывает, что в ряде схем преобразователей ограничение напряжения на обмотках трансформатора (связанное с индуктивностью рассеяния) и "утилизацией" накопленной энергии в индуктивности намагничивания трансформатора выполняются дополнительно введенными различными цепями независимо, а в некоторых схемах преобразователей обе проблемы решаются одной и той же цепью.

Наиболее простое решение перечисленных проблем может быть обеспечено путем параллельного подключения к первичной обмотке цепи, состоящей из диода и стабилитрона, также, как это было сделано в схеме обратноходового преобразователя (см. рис. 1.18). Однако такое решение является не эффективным, так как на стабилитроне в этой схеме должна рассеиваться достаточно большая мощность, т.е. выделяться в виде тепла. Более эффективное решение показано на рис. 1.30.



Рис. 1.30. ПХП с дополнительной обмоткой трансформатора

В схеме на рис. 1.30 для "сброса" накопленной энергии в индуктивности намагничивания в трансформатор вводится дополнительная обмотка *W3*. Благодаря включенному последовательно с этой обмоткой диоду *VD3*, во время замкнутого состояния ключа, диод находится в запертом состоянии и эта обмотка на работу преобразователя не оказывает влияния.

В момент размыкания электронного ключа, ток, протекающий в дополнительной обмотке L3, меняет свое направление на противоположное. Диод VD3 переходит в проводящее состояние и энергия накопленная в сердечнике трансформатора возвращается обратно во входной источник напряжения E.

В рассмотренной схеме остается не выясненным действие индуктивностей рассеяния трансформатора. Для оценки их вкалада в изменение формы напряжения на электронном ключе заменим схему трансформатора на рис. 1.30 его схемой замещения (см. рис. 1.10) и получим схему, показанную на рис. 1.31.



Рис. 1.31. Схема ПХП, учитывающая индуктивности рассеяния обмоток трансформатора

Из анализа схемы прямоходового преобразователя со схемой замещения трансформатора (рис. 1.31) следует, что во время замкнутого состояния ключа ток протекает как через индуктивность рассеяния первичной обмотки Ls1, так и через индуктивность намагничивания Lµ. Благодаря магнитной связи между обмотками *W1* и *W3* в момент размакании ключа энергия накопленная в сердечнике (в индуктивности Lµ) сбрасывается во входной источник Е. Это позволяет существенно уменьшить напряжение на трансформатора. первичной обмотке Однако, так как индуктивность рассеяния первичной обмотки Ls1 не имеет магнитной связи с обмотками трансформатора (ее силовые магнитные линии замыкаются через воздух), то на выводах этой индуктивности в момент размыкания ключа появляется большое напряжение, которое в схеме ничем не скомпенсировано. Это же напряжение прикладывается к разомкнутому ключу.

Анализ схемы ПХП с дополнительной обмоткой в трансформаторе показал, что введение дополнительной обмотки решает только часть проблемы, т.е. происходит размагничивание сердечника и частично уменьшается всплеск напряжения на первичной обмотке. Для ограничения напряжения, возникающего на индуктивности рассеяния первичной обмотки в рассмотренной схеме преобразователя необходимо применять дополнительные цепи - снабберы. Схема прямоходового преобразователя с одним из вариантов снаббера приведена на рис. 1.32.



Рис. 1.32. Схема ПХП с дополнительной обмоткой трансформатора и снаббером

В схеме на рис. 1.32 в момент выключения ключа всплеск наряжения на первичной обмотке приводит к отрытию диода D4 и энергия запасенная в индуктивности рассеяния трансформатора "сбрасывается" в конденсатор C2. Так как индуктивность рассеяния трансформатора мала, то и запасенная энергия в ней тоже мала. Поэтому процесс уменьшения напряжения проходит за короткое время. Это можно видеть на графике напряжения Uin (см. рис. 1.33) в виде очень короткого импульса (в виде "пила"). Величина этого осточного выброса напряжения зависит от емкости конденсатора C2. По окончании действия этого импульса диод D4 закрывается, а конденсатор C2 разряжается с постоянной времени, равной произведению C2R3. При этом постоянную времени разряда необходимо выбирать так, чтобы конденсатор успевал разрядиться практически до нуля до прихода следующего импульса.



Рис. 1.33. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.32

Анализ процессов проходящих в схеме позволяет не только понять её работу, но и сформулировать требования к элементам, применяемым в схеме. С этой целью рассмотрим более подробно в увеличенном масштабе график изменения напряжения *Uin* на электронном ключе, показанный на рис. 1.34.

С приходом управляющего импульса на ключ (рис. 1.34: напряжение v(s1)), ключ замыкается и на нем напряжение падает до 0. После размыкания ключа напряжение Uin на нем скачкообразно увеличивается (это действие индуктивности рассеивания), которое ограничевается снабберной цепью до уровня U1.

Затем наблюдаются затухающие колебания с уровнем постоянной составляющей, равной U2. Затухающие колебания возникают благодаря образованию колебательного контура, состоящего из первичной обмотки трансформатора и конденсатора снабберной цепи C2, а также емкости закрытого *p-n* перехода диода D1 и индуктивности вторичной обмотки трансформатора. В реальной схеме необходимо учитывать и выходную ёмкость транзисторного ключа. Величина постоянной составляющей (ступеньки) U2 зависит от соотношения витков катушек L1 и L3

$$U_2 = E(\frac{wl}{w3} + 1)$$
(1.11)



Рис. 1.34. Последовательность управляющих импульсов ключа *V(S1)* и напряжение на нем *V(Uin)* в схеме на рис. 1.32

С уменьшением тока в дополнительной обмотке L3 до нуля, напряжение на ключе устанавливается равным  $U_3$ , которое в свою очередь равно напряжению источника питания E. К этому моменту времени все переходные процессы в трансформаторе заканчиваются.

Следует также отметить, что чем меньше число витков катушки L3, тем быстрее убывает ток в этой обмотке и, как результат, меньше длительность переходного процесса (длительность полочки U2), но тем выше уровень напряжения U2.

Выше, на рис. 1.32 приведена схема с одним из вариантов реализации демпфирующей цепи (снаберра). Рассмотриваем только эту схему, а с другими решениями читатель может познакомиться, например, обратившись к источниками [3 - 10].

На рис. 1.35 представлена схема прямоходового преобразователя в которой решены обе проблемы одновременно. Решение достигается путем введения дополнительного электронного ключа S2 и двух диодов VD3 и VD4. Первичная

обмотка трансформатора оказывается подключенной в диагональ моста, состоящего из двух ключей и двух диодов.



Рис. 1.35. ПХП с дополнительным электронным ключом S2 и диодами

Управление электронными ключами в этой схеме осуществляется синхронно, т.е. оба ключа одновременно включаются или одновременно выключаются. На рис. 1.36а и 1.366 показаны конфигурации схемы при замкнутом и разомкнутом состоянии ключей соответственно.



Рис. 1.36. Состояния схемы рис. 1.35 в фазах "а" и "б"

Отличием конфигурации схемы с двумя ключами от рассмотренных ранее схем прямоходовых преобразователй является её состояние в фазе "б". После размыкания ключей, ток первичной обмотки, обусловленный намагничиванием сердечника, приводит к открытию диодов *VD3*, *VD4* и энергия, накопленная в сердечинке в фазе "а", возвращается в источник входного напряжения *E*.

Результаты моделирования схемы (рис. 1.37) показывают, что максимально возможные падения напряжений (*Uin*) на электронных ключах не превышают напряжения источника питания, как показано на рис. 1.38.



Рис. 1.37. Схема моделирования ПХП с дополнительным



Рис. 1.38. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.37

Анализ графиков тока, протекающего в первичной обмотке, а также падения напряжения на ней (см. рис. 1.39), показывает, что окончание переходных процессов (уменьшение тока в первичной обмотке до нуля) наступает за время, примерно равное удвоенному времени замкнутого состояния ключей.



Рис. 1.39. Напряжение и ток в первичной обмотке трансформатора схемы на рис. 1.37

В связи с вышеизложенными особенностями, для обеспечения нормальной работы, т.е. чтобы не доводить сердечник трансформатора до насыщения и возможного выхода из строя силовых элементов, в рассматриваемой схеме прямоходового преобразователя коэффициент заполнения импульсов должен находиться в пределах от 0 до 0,5.

Эффективность схемы с дополнительным электронным ключом по сравнению с рассмотренными ранее преобразователями является более высокой, так как в ней обеспечиваются наименьшие потери мощности.

К недостаткам рассмотренной схемы следует отнести ее сложность, заключающуюся в том, что для управления ключами необходимо формировать отдельно последовательности импульсов

для управления верхним *S2* и нижним *S1* ключами. Также себестоимость этой схемы оказывается выше из-за дополнительного силового транзисторного ключа.

# 1.4. Особенности построения двухтактных преобразователей

В двухтактных DC/DC преобразователях с гальваническим разделением входа и выхода энергия от источника входного напряжения на выход схемы передается 2 раза в течение одного периода работы схемы, поэтому они и получили такое название. Однако в течении каждого периода схема может находиться в четырех состояниях, поэтому правилее было бы ее назвать четырехтактной. Для того чтобы не нарушать установившуюся терминологию, каждый период работы схемы T будем разделять на четыре фазы "*a*", "*6*", "*в*" и "*г*".

Существует достаточно большое число схемотехнических решений двухтактных преобразователей, которые выполнены по одной и той же структурной схеме, показанной на рис. 1.40.



Рис. 1.40. Структурная схема двухтактного преобразователя

В схеме на рис. 1.40 с помощью блока электронных ключей ЭК на его выходе формируется последовательность двухполярных прямоугольных импульсов Us(t), с уровнем напряжения равным источнику входного напряжения *E*. Длина импульсов и время паузы между ними определяются последовательностью управляющих
импульсов ключей S1...SN, которые формируются схемой управления CY. Напряжение Us(t) подается на трансформатор. Трансформатор в схеме выполняет две функции – обеспечивает гальваническую развязку входа и выхода, а также изменяет уровень выходного напряжения UTp(t), причем, в зависимости от решаемой задачи напряжение на выходе трансформатора может быть как меньше, так и больше входного.

К выходу трансформатора подключается выпрямитель B, на выходе которого формируется последовательность однополярных импульсов UB(t). С помощью фильтра нижних частот  $\Phi H Y$  из этой последовательности однополярных импульсов выделяется постоянная составляющая *Uвых*, которая подается на выход схемы.

Как видно из приведенного описания работы структурной схемы двухтактного преобразователя идея его построения основана на схеме понижающего DC/DC преобразователя без гальванической развязки. Эта же идея использована и в однотактном прямоходовом преобразователе. Главным отличием в работе двухтактного преобразователя по сравнению с прямоходовым преобразователем является то, что в нем на трансформатор подается последовательность двухполярных импульсов, и, как следствие, трансформатор работает в этой схеме без подмагничивания. Благодаря тому, что трансформатор работает без подмагничивания это создает лучшие условия для его работы, а в схемах позволяет требования массо-габаритным снизить К параметрам трансформатора и построить преобразователи на большие мощности.

Далее рассмотрим несколько вариантов схем двухтактных преобразователей. Основные различия в этих схемах заключаются в количестве применяемых электронных ключей в блоке ЭК и числе выводов первичной обмотки трансформатора.

## 1.5. Полумостовая схема DC/DC преобразователя

В полумостовых схемах в блоке ЭК используются два электронных ключа, которые управляются импульсными последовательностями, показанными на рис. 1. 41. На рис. 1.42 приведены схемы полумостовых преобразователей.



Рис. 1.41. Последовательности управляющих импульсов ключей



Рис. 1.42. Схемы полумостовых преобразователей

В полумостовых схемах преобразоватей применяется два источника питания постоянного напряжения (*E1* и *E2* на рис. 1.42а) или один источник питания и емкостной делитель напряжения (*C1* и C2 на рис. 1.42а).

Если в схемах на рис. 1.42 выполнить условия E1=E2, E=E1+E2, а также C1=C2, то принцип их работы ничем не будет

отличаться, поэтому ограничимся рассмотрением процессов, которые протекают, например, в схеме на рис. 1.42а.

В соответствии с временной диаграммой управления ключами в момент замыкания ключа S1, на нижний вывод первичной обмотки прикладывается положительное напряжение от источника Е1, а ток, протекающий во вторичной обмотке трансформатора, приводит к запиранию диода VD1 и открытию диода VD2 и положительное напряжение подается на вход фильтра нижних частот. Когда замыкается ключ S2 (оба ключа в этих схемах не могут одновременно находиться в замкнутом состоянии, так как это приведет к короткому замыканию на входной источник к нижнему первичной обмотки напряжения) выводу прикладывается отрицательное напряжение от источника E1, диод VD2 запирается, а диод VD1 открывается и на вход фильтра нижних частот второй раз за период Т поступает положительное напряжение.

В соответствии с временной диаграммой включения электронных ключей есть фазы (б и г на рис. 1.41), в течение периода коммутации которых оба ключа находятся в выключенном состоянии. В момент выключения ключей, на нижнем выводе первичной обмотки за счет накопленной энергии в сердечнике и в индуктивностях рассеяния трансформатора может возникнуть большой выброс напряжения, причем в зависимости от того какой из ключей выключается, выброс напряжения может быть как положительной, так и отрицательной полярности.

Если в схемах применить транзисторы со встроенными диодами, как это показано на рис. 1.43, то любой из выбросов напряжения приведет к открытию одного из диодов *VDS1* или *VDS2*. Таким образом, диоды ограничивают этот выброс до уровня напряжения источника питания и частично возвращают накопленную энергию в сердечнике в источник входного напряжения.

Также часть энергии накопленной в сердечике в момент размыкания ключей через один из выпрямительных диодов *VD1* или *VD2* сбрасывается в выходную цепь преобразователя.

Для обеспечения работы трансформатора без подмагничивания необходимо выполнить условие равенства площадей под кривой изменения формы напряжения за период при его положительном и отрицательном значении на первичной обмотке трансформатора. Это условие выполняется, если в схеме на рис. 1.42a E1=E2 и времена включенного состояния электронных ключей также равны между собой, т.е.  $\tau=t_1-t_0=t_3-t_2$  – см. рис. 1.41, а в схеме на рис. 1.426 ёмкости конденсаторов делителя также должны быть равны C1=C2.



Рис. 1.43. Схема преобразователя с электронными ключами со встроенными диодами

Если обозначить длительности включенных состояний электронных ключей символом  $\tau$ , то регулировочную характеристику рассмотренных двухтактных преобразователей можно описать формулой

$$U_{\rm \tiny GBLX} = n \frac{2\tau}{T} E \,, \tag{1.12}$$

причем, длительность времени включенного состояния электронных не может быть больше половины периода, поэтому диапазон изменения  $\tau$  в этих схемах должен находиться в пределах от 0 до T/2, а n – как и в предыдущих формулах – коэффицент трансформации.

В схеме с емкостным делителем напряжения величины емкостей конденсаторов *C1* и *C2* необходимо выбирать из условия обеспечения минимизации пульсации напряжения в точке их подключения к первичной обмотке трансформатора.

Так как ёмкости конденсаторов выбираются равными, то на каждом из них падает половина напряжения входного источника *E*/2. Во время замкнутого состояния ключа через каждый конденсатор проходит половина пересчитанного к первичной обмотке тока нагрузки *Iн* [3]. В результате получаем уравнение

$$C\frac{\Delta Uc}{\tau} = \frac{I'_{\scriptscriptstyle H}}{2},\tag{1.13}$$

где  $\Delta Uc$  - изменение напряжения на конденсаторе за время действия импульса  $\tau$ , C=C1=C2.

Из (1.13) находим амплитуду пульсаций напряжения на конденсаторе

$$Uc = \frac{\Delta Uc}{2} = \frac{I'_{_{_{H}}}}{4C}\tau = \frac{I'_{_{_{H}}}q}{8fC}.$$
 (1.14)

Так как на практике обычно имеется только один источник напряжения, схема с емкостным делителем напряжения оказалась более востребованной. Следует также обратить внимание на то, что на практике в емкостном делителе применяются электролитические конденсаторы, которые при работе не допускают больший пульсаций напряжений. Благодаря тому что электролитические конденсаторы при их малом объеме имеют большие емкости последняя проблема легко разрешима.

Еще одна схема, которая по своим свойствам близка к полумостовой, показана на рис. 1.44. В этой схеме также имеется пара электронных ключей, управляемых последовательностью импульсов, приведенных на рис. 1.41.



Рис. 1.44. Двухтактный преобразователь с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора

В схеме на рис. 1.44 при попеременном замыкании ключей работают или верхние части обмоток *W11* и *W21* или нижние *W12* и *W22*. Для обеспечения "симметричности" процессов в трансформаторе количество витков в секциях первичной и

вторичной обмоток равно W11=W12 и W21=W22 соответственно. Так как в трансформаторе при замкнутом состоянии одного из ключей работает только одна пара половинок обмоток, то коэффициент трансформации равен n=W21/W11=W22/W12.

При периодическом замыкании электронных ключей, начала и концы секций первичной обмотки W11 и W12 поочередно подключаются к минусовому выводу источника входного напряжения E. Благодаря этому в сердечнике трансформатора формируются разнонаправленные магнитные потоки, и трансформатор работает без подмагничивания. В момент замкнутого состояния ключа, например S1, обмотка W11 подключается к источнику E, а на выводах обмотки W12 появляется напряжение, равное этому источнику. При этом на разомкнутом электронном ключе S2 падение напряжения равно сумме падения напряжения на выводах обмотки W12 и источника 2E. Такое же напряжение падает и на ключе S1, когда ключ S2 замкнут.

В приведенном выше описании работы ключей и обоснования падений напряжений на них не были учтены влияния индуктивностей рассеяния трансформатора, которые приводят к дополнительным выбросам напряжения на обмотках трансформатора и дополнительным всплескам напряжения на разомкнутых ключах. На рис. 1.45 приведена схема замещения двухтактного преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора.



Рис. 1.45. Схема замещения двухтактного преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора

Для схемы двухтактного преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора существенное значение имеет магнитная связь между обмотками, чем она лучше, тем меньше индуктивности рассеяния *Ls* каждой из обмоток и тем меньше выброс напряжения на ключе при его выключении.

Так как встроенные диоды в ключах VDS1 и VDS2 в этой схеме не работают (по той причине, что они всегда находятся в запертом состоянии), для ограничения выбросов напряжения необходимо применять демпфирующие цепи (см. рис. 1.46).



Рис. 1.46. Схема моделирования двухтактного преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора

Если для питания схемы применяется источник с небольшим входным напряжением, то в качестве демпфирующих цепей удобно использовать мощные высоковольтные стабилитроны *VD3* и *VD4* (рис. 1.47), которые получили название "приборы для защиты цепей от импульсных выбросов напряжения" или просто "защитные диоды", в англ. названии "Transient Voltage Suppressors (TVS)".

Максимальная импульсная рассеиваемая мощность супрессоров достигает 1500 Вт, обратное напряжение срабатывания (защиты) для различных типов супрессоров может находиться от 5 В до 160 В, а импульсный ток от 140 А до 5 А соответственно [11].

На рис. 1.48 приведены результаты моделирования схемы (см. рис. 1.46) с установленными супрессорами *D3*, *D4* и демпфирующими цепями *C2R5* и *C3R6*.



Рис. 1.47. Двухтактный преобразователь с защитными диодами



Рис. 1.48. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.45

Так как в схеме используется источник входного напряжение 10 В, то защитные диоды (супрессоры) выбраны с обратным напряжением 25 В, т.е. большим, чем удвоенное значение входного напряжения.

На рис. 1.49 в увеличенном масштабе показаны управляющее напряжение v(s1) первого ключа S1 и падение напряжения на нем v(Uin). С приходом управляющего сигнала ключ S1 замыкается и напряжение на нем уменьшается до нуля. По окончании импульса ключ размыкается, а падение напряжение на нем устремляется к очень большой величине, но рост этого напряжения ограничивает защитный диод на уровне 25 В.



Рис. 1.49. Управляющие импульсы v(s1) и падение напряжения v(Uin) на электронном ключе S1 в схеме на рис. 1.45

Установленные демпфирующие цепи позволяют сократить переходный процесс, проявляющийся в виде затухающего периодического колебания после резкого скачка напряжения. После этого на первом ключе устанавливается напряжение, равное источнику входного напряжения *E*. Когда приходит управляющий импульс на второй ключ, то он замыкается, а на первом ключе устанавливается напряжение равное удвоенному значению напряжения входного источника.

Основным преимуществом схемы на рис. 1.44 является то, что управляющие сигналы в ней подаются на ключи относительно их

общего соединения (для транзисторов – эмиттеров или истоков), что значительно упрощает схему формирования управляющих импульсов.

Из-за перечисленных особенностей работы, а также значений токов протекающих через полупроводниковые элементы и падений напряжений на них, схема двухтактного преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора наибольшее применение находит при построении повышающих преобразователей напряжения.

#### 1.6. Мостовая схема DC/DC преобразователя

Мостовая схема DC/DC преобразователя, показанная на рис. 1.50, содержит четыре управляемых ключа *S1-S4*, включенных по мостовой схеме, которую в технической литературе часто называют Н-мост. Рассматриваемая схема по своим параметрам, а также по функциональным возможностям превосходит все рассмотренные ранее схемы.



Рис. 1.50. Мостовая схема DC/DC преобразователя

В общем случае каждый электронный ключ в схеме может управляться независимой последовательностью импульсов. Однако во избежании выхода из строя ключей необходимо исключить случаи когда одновременно могут включиться два ключа одной стойки моста S1 и S2 или S3 и S4.

Также как и в предыдущих схемах с помощью ключей необходимо обеспечить попеременное подключение выводов

первичной обмотки трансформатора к выводам источника входного напряжения.

Обычный двухтактный режим работы в схеме обеспечивается попеременным попарным включением ключей S1 и S4 или S2 и S3 представлен диаграммами на рис. 1.51а. При этом в интервале пауз " $\delta$ " и " $\epsilon$ " все ключи находятся в выключенном состояни. Также возможны режимы работы схемы, когда в интервалах пауз попарно включаются только верхние ключи моста S1 и S3, или только нижние – S2 и S4 в каждом полупериоде, а также когда в первом полупериоде, например, верхняя пара ключей, а во втором нижняя.



Рис. 1.51. Управляющие импульсы ключей в схеме на рис. 1.50

Последние три варианта работы ключей обеспечивают протекание одних и тех же процессов в схеме, но попеременное включение верхних и нижних ключей позволяют более равномерно распределить нагрузку на транзисторы, т.е. выровнять потери на них в виде выдяляемого тепла.

Последовательность управляющих импульсов для случая попеременного включения верхних и нижних колючей в паузах показана на рис. 1.516. Так как время включения и выключения транзисторных ключей конечно, для избежания скозных токов в транзисторных стойках полумоста, необходимо вводить защитные интервалы по времени на их переход из одного состояния в другое (на рис. 1.516 – интервал «d»). На интервалах времени "d" все транзистоы находятся в выключенном состоянии или в процессе включения или выключения.

Рассмотрим более подробно работу мостового преобразователя с схемой замещения трансформатора, показанную на рис. 1.52.



Рис. 1.52. Схема замещения мостового преобразователя

Когда замыкается пара ключей, например SI и S4, наряжение источника питания E прикладывается к первичной обмотке трансформатора, а на ее второичных обмотках появляются напряжения равные

$$U_2 = U_3 = nE,$$
 (1.15)

где *n*=*W*2/*W*1=*W*3/*W*1 – коэффициент трансформации.

В соответствии с началами выводов первичной и вторичных обмоткок, напряжение на обмотке W2 приводит к открытию диода VD1, которое поступает на вход LC-фильтра нижних частот. Диод VD2 при этом остается в запертом состоянии.

В момент размыкания ключей (рис. 1.51а) энергия накопленная в магнитном поле в индуктивности рассеяния *Ls* и в сердечике трансформатора приводит к появлению тока в первичной обмотке, который в свою очередь приводит к открытию диодов *VDS2* и *VDS3*, и "паразитная" энергия накопленная в трансформаторе

сбрасывается назад в источник входного напряжения. Аналогичные процессы в схеме приосходят и при замыкании следующей пары ключей S3 и S4.

В мостовой схеме благодаря встроенным в транзисторы диодам *VDS1* - *VDS4*, а также особенностям протекающих в ней процессов, отпадает необходимость в применении демпфирующих цепей.

Результаты моделирования мостовой схемы (рис. 1.53), приведенные на рис. 1.54, подтвержают сделанные выводы.



Рис. 1.53. Схема моделирования мостового преобразователя



Рис. 1.54. Формы напряжений и токов в схеме на рис. 1.53

На рис. 1.54 показаны графики управляющих импульсов ключей v(VSI) и v(VSI), падений напряжений на ключах одной стойки моста v(s3) и v(s4), напряжения на выводах первичной обмотки трансформатора v(L1) и тока в ней I(L1), а также напряжения на одной вторичной обмотке v(L2).

Так как напряжения на выходных обмотках трансформатора получается такое же как и в схеме со средней точкой трансформатора, то их регулировочные характеристики получаются одинаковыми и определяются формулой (1.12).

Работу мостовой схемы преобразователя с последовательностью управляющих импульсов ключей привенной на рис. 1.516 предлаегаем читателям разобрать самостоятельно.

В заключении сделаем краткий сравнительный анализ рассмотренных двухтактных схем преобразователей. Сравнение будем выполнять относительно мостовой схемы при одной и той же нагрузке преобразователя:

- в схемах с двумя источниками напряжения (см. рис. 1.42а) и емкостным делителем напряжения (см. рис. 1.42б) токи коммутации ключей в два раза выше, а падение напряжения на ключах в два раза ниже;

- в схеме со средним выводом трансформатора (см. рис. 1.44) токи коммутации ключей такие же, а максимальное падение напряжения на ключах как минимум в два раза выше.

- во всех схемах (за исключением мостовой) необходимо применять демпфирующие цепи.

Благодаря своим положительным качествам мостовая схема DC/DC преобразователя применяется для построения самых мощных преобразователей. Однако это не исключает применение на практике и друх схем, так как для их реализации требуется меньшее число транзисторов, проще схемы управления ключами и поэтому их общая себестоимость ниже.

Во всех рассмотренных схемах может быть применен трансформатор с одной обмоткой, но это повлечет за собой применение в качестве выпрямителя диодного моста, состоящего из четырех диодов. Принцип работы схем не изменится, однако их эффективность снизится из-за потерь на еще двух дополнительных диодах. Особенно последнее обстоятельство проявляется в преобразователях с низким выходным напряжением и большими

выходными токами. Для уменьшения потерь в выпрямителях и повышения КПД преобразователей с низким выходным напряжением, выпрямители в схемах преобразователей выполняются на МОП-транзисторах, которые получили название «синхронные выпрямители»".

## 1.7. Назначение резонансных преобразователей

Во всех рассмотренных ранее преобразователях регулировочная характеристика определялась как зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения управляющих импульсов *q*, т.е. во всех рассмотренных преобразователях для управления использовалась широтно-импульсная модуляция, при которой частота импульсов оставалась неизменной

$$U_{\text{abix}} = F(q). \tag{1.16}$$

Идея построения резонансных преобразователей основана на зависимости коэффициента передачи избирательного фильтра от частоты (фильтра нижних частот или полосового). Если в качестве избирательного фильтра использовать полосовой фильтр, то преобразователь может работать как на левом склоне его АЧХ относительно центральной частоты, так и на правом, что показано на рис. 1.55.



Рис. 1.55. Структурная схема резонансного преобразователя

В схеме резонансного преобразователя с помощью блока электронных ключей ЭК и схемы управления СУ входное постоянное напряжения *E* преобразуется в переменное напряжение

прямоугольной формы Us. Это напряжение поступает на избирательный фильтр  $I\Phi$ . С помощью фильтрации на выходе  $I\Phi$  выделяется сигнал первой гармоники, амплитуда которого зависит как от частоты входных прямоугольных импульсов так и от частоты настройки избирательного фильтра.

Отфильтрованное напряжение, по форме близкое к гармоническому, подается на трасформатор. Так же как и в других схемах трансформатор обеспечивает гальваничускую развязку входа и выхода преобразователя, а также изменяет амплитуду напряжения для согласования с нагрузкой. После выпрямления напряжение *Uв* поступает на вход фильтра нижних частот ФНЧ, который выделяет из выпрямленного напряжения среднее значение (постоянную составляющую) и это напряжение поступает на выход схемы преобразователя.

Ввиду особенной работы схемы регулировочная характеристика резонансного преобразователя определяется как зависимость его выходного напряжения от частоты управляющим импульсов ключей

$$U_{ablx} = F(f). \tag{1.17}$$

В схемах резонансных преобразователей избирательные фильтры должны пропускать через себя большую энергию от источника входного напряжения на выход, поэтому они строятся на основе цепей, содержащих *L* и *C* элементы, т.е. на реактивных элементах не рассеивающих энергию.

## 1.8. Последовательный резонансный преобразователь

Схема преобразователя с последовательной резонансной *RLC*цепью показана на рис. 1.56. Эта схема выполнена на основе мостовой схемы DC/DC преобразователя (см. рис. 1.50), в диагональ моста которого включены последовательно соединенные катушка индуктивности *L* и конденсатор *C*.

Другие схемы резонансных последовательных преобразователей могут быть построены аналогичным образом на основе схем полумостовых преобразователей, показанных на рис. 1.42a, 1.42б и 1.44. Для анализа процессов, происходящих в

схеме на рис. 1.56, удобно представить ее в виде схемы замещения, показанной на рис. 1.57.



Рис. 1.56. Последовательный резонансный преобразователь



Рис. 1.57. Схема замещения последовательного резонансного преобразователя

В схеме на рис. 1.57 трансформатор с нагрузкой представлен как активная нагрузка R, а источником ЭДС e(t) заменена часть схемы, включающая источник постоянного входного напряжения E и мост, состоящий из ключей S1-S4 и диодов VDS1-VDS4. Замена трансформатора с его нелинейной нагрузкой (выпрямителем и сглаживающим фильтром) на активное сопротивление R при анализе схемы замещения не позволит получить точные результаты, однако даст общее представление о работе резонансного преобразователя.

Акцентируем внимание на то, что выходное напряжение  $u \epsilon u \kappa(t)$  в схеме на рис. 1.57 это напряжение на первичной обмотке трансформатора в схеме на рис. 1.56.

В соответствии с работой ключей в схеме на рис. 1.57, напряжение входного источника e(t) в этой схеме имеет форму, показанную на рис. 1.58. Такая форма напряжения получается при допущении, что ключи переключаются мгновенно и не нужны защитные интервалы по времени на их переключение.



Рис. 1.58. Форма напряжения источка ЭДС в схеме на рис. 1.57

Для оценки спектрального состава сигнала *e*(*t*) представим его рядом Фурье [12]

$$e(t) = E \frac{4}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \omega t =$$
$$= E \frac{4}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 5 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \dots \right). \quad (1.18)$$

Если ключи замыкаются в соответствии с временной диаграммой приведенной на рис. 1.41, то форма напряжения источника будет иметь вид, показанный на рис. 1.59, а его представление в в иде ряда Фурье

$$e(t) = E \frac{4}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n \omega \tau}{2} \sin n \omega t . \qquad (1.19)$$

В последних двух формулах  $\omega = 2\pi/T$ ,  $\tau$  - длительность импульса, а n = 1,3,5,7... - порядковый номер гармоники.



Рис. 1.59 Форма напряжения источка ЭДС в схеме на рис. 1.57 с защитными интервалами времени преключения ключей

Сравнение формул (1.18) и (1.19) показывает, что гармонический состав сигналов одинаков, а их разница заключается только в амплитуде соответствующих гармоник. На рис. 1.60 показаны амплитуды первых 15-ти гармоник сигнала, приведенного

на рис. 1.58, у которого E=1 В и T=1 Мсек. В частности, из формулы (1.18) следует, что амплитуда первой гармоники в спектре сигнала равна  $E \frac{4}{\pi} \approx 1,273$ , что подтверждается моделированием сигнала (рис. 1.60).





Также из анализа формулы (1.18) следует, что в спектре отсутствуют четные гармоники n=2,4,6... В дальнейшем будет показано, что отсутствие четных гармоник снижает требования к крутизне затухания избирательного фильтра и благоприятно сказывается на регулировочной характеристике резонансного преобразователя.

Вернемся к анализу схемы, приведенной на рис. 1.57. Её передаточная функция находится достаточно просто, поэтому приведем ее без вывода

$$F(p) = \frac{U_{Bblx}(p)}{E(p)} = \frac{p\frac{R}{L}}{p^2 + p\frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}.$$
 (1.20)

Эта же передаточная функция, записанная в общем виде

$$F(p) = \frac{pd_0\omega_0}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p}$$
(1.21)

представляет собой передаточную функцию полосового фильтра второго порядка с частотой полюса

$$\omega_p = \frac{l}{\sqrt{LC}} \tag{1.22}$$

и затуханием полюса, определяемым по формуле

$$d_p = R_{\sqrt{\frac{C}{L}}}.$$
(1.23)

Полоса пропускания такого фильтра, определяемая по уровню затухания АЧХ равному -3дБ, зависит от его добротности

$$Q_p = \frac{l}{d_p} = \frac{l}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_p}{\omega_2 - \omega_l}.$$
(1.24)

где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  - частоты, соответствующие затуханию АЧХ, равному - ЗдБ.

Из передаточной функции (1.20) находим выражение для амплитудно-частотной характеристики

$$F(j\omega) \models \frac{\omega \frac{R}{L}}{\sqrt{\left(\frac{l}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\omega \frac{R}{L}\right)^2}} = \frac{\omega \omega_p d_p}{\sqrt{\left(\omega_p^2 - \omega^2\right)^2 + \left(\omega \omega_p d_p\right)^2}}$$
(1.25)

и фазочастотной характеристики фильтра

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega \frac{R}{L}}{\frac{1}{LC} - \omega^2} .$$
(1.26)

Анализ АЧХ показывает, что избирательные свойства фильтра, т.е. его полоса пропускания и уровень подавление близлежащих гармоник в окрестности полосы пропускания находятся в большой зависимости от реализуемой добротности, которая при неизменных значениях параметров L и C элементов определяется активным сопротивлением резистора R, а для рассматриваемой схемы преобразователя – его нагрузкой.

Для примера на рис. 1.61 приведены графики АЧХ при изменении добротности от 1 до 10.



Рис. 1.61. АЧХ схемы на рис. 1.57

Выше было сказано, что резонансный преобразователь может работать на одном из склонов АЧХ. Так как амплитудно-частотная характеристика имеет геометрическую симметрию, то на первый взгляд, на каком именно склоне будет работать преобразовать, не имеет значения. Однако если посмотреть на спектр входного напряжения, то оказывается, что если выбрать левый склон – в полосу пропускания фильтра могут попадать третья и более высшие гармоники. Причем, чем меньше добротность фильтра, тем в меньшей степени они будут подавлены фильтром.

Регулировочная характеристика преобразователя зависит от добротности фильтра и определяется крутизной склона его АЧХ. Другими словами – чем круче наклон АЧХ, тем больше изменение коэффициента передачи фильтра при том же диапазоне изменения частоты, и тем сильнее будет изменяться выходное напряжение резонансного преобразователя.

Вышесказанное можно дополнить тем, что при работе преобразователя на правом склоне АЧХ, регулировочная характеристика будет зависеть в основном от первой гармоники, а при работе на левом склоне, не только от первой, но и от других тоже. Поэтому диапазон изменения частоты регулирования во втором варианте должен быть выше. Также следует заметить, что при работе на левом склоне и больших отстройках по частоте, монотонность регулировочной характеристики нарушается. Для демонстрации этого эффекта на рис. 1.62 и 1.63 приведены выходные напряжения схемы при частоте входного напряжения равной частоте полюса фильтра (v(Out) - на обоих рисунках), а также при частоте входного напряжения выше в два раза и ниже в два раза v(Out1) и v(Out2) соответственно – рис. 1.62, а на рис. 1.63 - аналогичные графики при частотах входного напряжения в три раза больше и в три раза меньше.



Рис. 1.62. Выходные напряжения в схеме на рис. 1.57 при двукратном увеличении и уменьшении частоты входных импульсов

По графикам напряжений можно заметить, что при увеличении частоты входного напряжения – выходное напряжение с увеличением частоты продолжает уменьшаться, а при уменьшении частоты, сначала уменьшается, а затем увеличивается. Связано это с тем, что при уменьшении частоты в три раза, третья гармоника входного сигнала попадает в полосу пропускания фильтра (её частота как раз равна частоте полюса фильтра) и, как следствие, амплитуда выходного напряжения возрастает.



Рис. 1.63. Выходные напряжения в схеме на рис. 1.57 при трехкратном увеличении и уменьшении частоты входных импульсов

Результаты моделирования схемы, приведенные на рис. 1.62 и 1.63, получены для *Q*=10.

Фазочастотная характеристика, показанная на рис. 1.64, также оказывает влияние на работу полупроводниковых элементов *H*моста преобразователей.

В соответствии с графиком ФЧХ, при частоте входного напряжения  $\omega < \omega_p$  выходное напряжение опережает входное, и, наоборот, при  $\omega > \omega_p$  - отстает от входного.



Рис. 1.64. Фазочастотная характеристика схемы на рис. 1.57

Ток, протекающий в цепи, носит синусоидальный характер, что показано на рис. 1.65.



и выходной ток I(R1) в схеме на рис. 1.57

Так как в резонансной *RLC*-цепи протекает знакопеременный ток, ключи в схеме преобразователя (см. рис. 1.56) должны обладать двухсторонней проводимостью. Это достигается применение в схеме преобразователя ключей выполненных на полевых транзисторах или на *IGBT* транзисторах с включенными блокирующими диодами *VDS1* - *VDS4*.

При частоте входного напряжения  $\omega < \omega_p$  (см. рис. 1.65а) и, например, при его положительном значении, ток до момента его снижения до нуля проходит через электронные ключи, затем, при смене полярности, открываются блокирующие диоды и ток проходит через них. Вышесказанное приводит к тому, что ключи в этом режиме выключаются при токе равном нулю, поэтому отсутствуют динамические потери при их выключении, но есть потери при их включении.

При частоте входного напряжения  $\omega > \omega_p$  (см. рис. 1.65б) получается все наоборот, т.е. присутствуют динамические потери при выключении ключей и отсутствуют при их включении.

В реальной схеме преобразователя (по сравнению с рассмотренной ее схемой замещения) формы напряжений и токов будут отличаться. Прежде всего, связано это с тем, что трансформатор с его нагрузкой в виде выпрямителя и сглаживающего фильтра представляют собой нелинейный элемент. Тем не менее, основные процессы в схеме будут протекать также как и в схеме замещения.

Для более глубоко изучения работы схемы резонансного преобразователя (рис. 1.66) предлагаем читателям выполнить её моделирование самостоятельно. В этой схеме односторонняя проводимость ключей достигается путем их последовательного включения с диодами DS1-DS4. При моделировании схемы нужно учесть, что трансформатор имеет свою эквивалентную индуктивность, приведенную к первичной обмотке, которую можно учесть, уменьшив на соответствующее значение, полученное расчетным путем значение индуктивности LC-цепи.

В результате моделирования можно проследить за формой напряжений и токов во всех цепях преобразователя. При этом особый интерес представляют формы напряжений и токов, протекающих через ключи, характер изменения которых зависит от частоты управляющих импульсов, а также от их длительности (см. рис. 1.41).



Рис. 1.66. Схема моделирования резонансного преобразователя

В заключении приведем ряд схем резонансных преобразователей без анализа их работы [3 - 9], которые построены на основе последовательной *RLC*-цепи и показаны на рис. 1.67. Работоспособность резонансных преобразователей сохраняется при применении в них на выходе выпрямителя сглаживающего фильтра, состоящего только из конденсатора *Cf*, т.е. при *Lf*=0.

В последовательном резонансном преобразователе возможны и другие режимы работы. Если в схеме убрать блокирующие диоды и применить ключи с однонаправленным типом проводимости, то можно его ввести в режим работы с прерывистым током в *LC*-цепи. Такой режим является опасным для ключей, так как из-за индуктивностей рассеяния трансформатора и индуктивности самой *LC*-цепи может привести к возникновению на ключах недопустимо высокого напряжения.

Другие варианты управления преобразователем можно получить путем изменения периода переключения ключей при сохранении длительности импульса, т.е. времени включенного состояния ключей. Для этого рассмотрим переходные процессы в *RLC*-цепи. В схеме на рис. 1.57 в качестве источника напряжения применим, например, батарейку с напряжением 1 В. Результаты моделирования схемы (при начальных условия равных нулю - ток в катушке индуктивности равен нулю и конденсатор разряжен) приведены на рис. 1.68.









Рис. 1.67. Схемы последовательных резонансных преобразователей



Рис. 1.68. Переходные процессы в схеме на рис. 1.57

Моделирование схемы было выполнено с элементами, номиналы которых были рассчитаны по формуле (1.22) для частоты полюса равной  $f_p$ =1000 Гц. Графики изменения тока во времени (см. рис. 1.68) показывают, что для разных сопротивлений нагрузок изменяется только амплитуда тока, а их период, равный 1 мсек, остается постоянным.

Если на входе такой цепи установить H-мост с электронными ключами с односторонней проводимостью и блокирующими диодами, а электронные ключи оставлять во включенном состоянии на одном полупериоде колебаний

$$\tau = 0.5/f_p,$$
 (1.27)

то при смене направления протекания тока он будет протекать через блокирующие диоды до тех пор, пока не включатся ключи другой диагонали моста. Управляющие напряжения ключей и ток в нагрузке, а также токи, протекающие через ключ S4 и блокирующий диод VDS4 (см. рис. 1.67), в этом режиме показаны на рис. 1.69.

Если длительность паузы  $t_{\pi}$  между включенными состояниями ключей превышает длительность полупериода свободных колебаний в LC-цепи, то в преобразователе наблюдается режим прерывистых токов в резонансной цепи, что показано на рис. 1.70.



Рис. 1.70. Переходные процессы при  $t_{\Pi} > 0.5/f_p$ 

65

Из анализа графиков, приведенных на рис. 1.69 и 1.70, хорошо видно, что при непрерывном токе в резонансной цепи ключи выключаются при нулевом токе, а включаются при не нулевом. В схеме с прерывистым током в резонансной цепи ключи включаются и выключаются при нулевом токе, что приводит к заметному снижению динамических потерь.

Если в схеме на рис. 1.55 в качестве избирательного фильтра применить *RLC*-цепь с передаточной функцией фильтра нижних частот, то можно построить ряд схем, которые получили название резонансных DC/DC преобразователей с нагрузкой, подключенной к конденсатору. Одна из таких схем, выполненная на основе *H*-моста, показана на рис. 1.71.

Для анализа процессов происходящих в схеме на рис. 1.71 представим ее в виде схемы замещения, показанной на рис. 1.72. При составлении схемы замещения были сделаны такие же допущения, как и при анализе схемы на рис. 1.56.



Рис. 1.71. Резонансный DC/DC преобразователь с подключенной нагрузкой к конденсатору



Рис. 1.72. Схема замещения резонансного преобразователя с подключенной нагрузкой к конденсатору

В соответствии со схемой замещения её передаточная функция имеет вид

$$F(p) = \frac{U_{Bbix}(p)}{E(p)} = \frac{\frac{1}{LC}}{p^2 + p\frac{1}{CR} + \frac{1}{LC}}.$$
 (1.28)

Эта же передаточная функция, записанная в общем виде

$$F(p) = \frac{\omega_p}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p}$$
(1.29)

представляет собой передаточную функцию фильтра нижних частот второго порядка с частотой полюса

$$\omega_p = \frac{l}{\sqrt{LC}} \tag{1.30}$$

и затуханием полюса

$$d_p = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$
 (1.31)

Из передаточной функции (1.28) находим выражения для амплитудно-частотной характристики

$$|F(j\omega)| = \frac{\frac{1}{CL}}{\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\omega\frac{1}{RC}\right)^2}} = \frac{\omega_p}{\sqrt{\left(\omega_p^2 - \omega^2\right)^2 + \left(\omega\omega_p d_p\right)^2}}$$
(1.32)

и фазочастотной характеристики фильтра

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega \frac{l}{RC}}{\frac{l}{LC} - \omega^2}$$
 (1.33)

Результаты моделирования показаны на рис. 1.73.

Выше частоты полюса фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями (относительно первой гармоники) находится в диапазоне от -90 до -180 градусов (рис. 1.73).

Еще одной особенностью обладает рассматриваемая схема – на частоте полюса подъем её АЧХ зависит от реализуемой добротности, определяемой по формуле

$$K_{p} = Q_{p} = \frac{1}{d_{p}} = R \sqrt{\frac{C}{L}}.$$
 (1.34)

В соответствии с характером изменения АЧХ схемы замещения, рабочая область частот резонансного преобразователя с нагрузкой, подключенной к конденсатору, располагается выше частоты полюса  $\omega_P$ .



Рис. 1.73. АЧХ и ФЧХ схемы на рис. 1.72

#### 1.9. Параллельный резонансный преобразователь

В параллельном резонансном преобразователе элементы L, C и R резонансной цепи включаются параллельно. Подключение с помощью ключей такой цепи к источнику напряжения приведет к протеканию большого тока, а резонансные свойства цепи не будут проявляться. Поэтому в параллельном резонансном преобразователе для его питания применяется источник тока, который реализуется путем подключения к источнику напряжения E катушки индуктивности Le и электронных ключей. Входная часть такого преобразователя показана на рис. 1.74а. В этой схеме дополнительная катушка индуктивности Le работает в цепи постоянного тока.



Характер протекающих процессов в схемах зависит от параметров элементов реактивных элементов и величины нагрузки, т.е. активного сопротивления. Оценить характер процессов протекающих в схемах преобразователей можно путем анализа их схем замещения – рис. 1.746 и 1.74г.

Работа схемы с параллельной RLC-цепью и последовательным подключением к ней катушки индуктивности (рис. 1.74в) аналогична работе схемы преобразователя с нагрузкой, подключенной к конденсатору (см. рис. 1.71), так как избирательная цепь представляет собой ФНЧ второго порядка с делителем напряжения на входе, состоящим из двух индуктивностей *Le* и *L*.

Схема замещения, приведенная на рис. 1.74г, достаточно точно отражает процессы, происходящие в схеме на рис. 1.74в.

В схеме с резонансной RLC-цепью подключенной в диагональ *H*-моста (рис. 1.74а) протекают процессы значительно более сложные, чем в схеме ее замещения на рис. 1.74б. В этой связи анализ схемы замещения с источником тока может дать только качественное представление о работе схемы.

Современные программы схемотехнического моделирования и анализа электронных схем позволяют выполнить анализ работы схем без вывода сложных аналитических формул, поэтому предоставляем возможность читателям самостоятельно выполнить моделирование и исследовать работу схем параллельных резонансных преобразователей.

## 2. DC-АС ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

#### 2.1. Виды DC/AC преобразователей

DC/AC преобразователи предназначены для преобразования постоянного напряжения в переменное. DC-AC преобразователи находят применение для питания двигателей переменного тока (портативные дрели и т.д.), для подключения к бортовой сети автомобиля постоянного тока различных электронных устройств бытового назначения (телевизоров, ноутбуков, зарядных устройств и т.д.), а также в источниках бесперебойного питания компьютеров, насосов отопительных котлов и т.д.

DC/AC преобразователи являются также составными функциональными блоками в AC/AC преобразователях, в которых входное переменное напряжение предварительно преобразуется в постоянное напряжение, а затем из постоянного напряжения в переменное. Такие преобразователи используются в том случае, когда необходимо обеспечить изменение не только уровня входного напряжения, но и его частоты, а в некоторых случаях и числа фаз.

По характеру изменения выходного напряжения DC/AC преобразователи делятся на два типа – с чистой синусоидой и квазисинусоидой. Так как напряжение в сети изменяется по синусоидальному закону, то преобразователи с выходным напряжением с "чистым синусом", как правило, не имеют ограничений на их применение. У преобразователей с квазисинусоидальным выходным напряжением форма напряжения близка к двуполярному меандру, поэтому их применение оказывается ограниченным или вообще невозможным в случае требовательных нагрузок. Ннапример, при питании электромотора переменного тока "квазисинусом", первая гармоника "квазисинуса" создает вращающийся момент, а все высшие гармоники этот момент не создают, но приводят к потерям в железе и обмотках мотора, т.е. нагревают мотор.

Схемотехника преобразователей с квазисинусоидальным выходным напряжением значительно проще. На практике находят применение оба типа преобразователей. По числу фаз выходного

# 2.2. DC/AC преобразователи с модифицированной синусоидой на выходе

Наиболее часто однофазные DC/AC преобразователи применяются для обеспечения питанием аппаратуры, основным источником которой является промышленная сеть 220 В и 50 Гц.

В современной радиоэлектронной аппаратуре применяются встроенные импульсные источники питания. В таких источниках переменное напряжение сначала преобразуется в постоянное (с помощью диодного выпрямителя и сглаживающего фильтра), а затем с помощью различных схемотехнических решений DC/DC преобразователей в одно или несколько выходных напряжений. Так как переменное напряжение сразу преобразуется в постоянное, то требования к форме входного напряжения и его частоте в таких импульсных источниках питания являются минимальными.

В аппаратуре, в которой используется трансформатор, работающий на частоте сети, предъявляются более жесткие требования к качеству сетевого напряжения, так как высокочастотные гармоники сетевого напряжения приводят к дополнительным потерям в сердечнике трансформатора и его обмотках.

В более общем случае величина выходного напряжения, частота и форма выходного напряжения DC/AC преобразователя могут быть произвольными или задаваться потребителем [13].

При преобразовании постоянного напряжения в переменное в DC/AC преобразователях решаются несколько задач:

- в зависимости от величины соотношения постоянного входного напряжения и величины амплитуды выходного напряжения осуществляется преобразование с увеличением или с уменьшением напряжения;

- в высококачественных преобразователях дополнительно решается задача стабилизации выходного напряжения;

- обеспечивается заданная частота выходного напряжения, а также стабильность этой частоты;
- реализуются различные защиты выходного каскада от перегрузок по току, перенапряжению и т.д.

Анализ известных схемотехнических решений показывает, что DC/AC преобразователи с модифицированной синусоидой на выходе в основном реализуются на основе двух структурных схем, показанных на рис. 2.1.



Рис. 2.1. Структурные схемы DC/AC преобразователей с квазисинусоидой на выходе

В структурной схеме на рис. 2.1а с помощью блока электронных ключей (ЭК) входное постоянное напряжение *E* преобразуется в переменное, которое подается на трансформатор, а с помощью трансформатора изменяется уровень напряжения до требуемой величины. Отличительной особенностью этой структурной схемы является то, что в ней трансформатор работает на частоте выходного напряжения. Если на основе этой схемы выполняется DC/AC низкочастотный преобразователь, например работающий на частоте 50 Гц, то габариты трансформатора вносят существенный вклад в массо-габаритные параметры всего преобразователя.

В структурной схеме на рис. 2.16 с помощью входного DC/DC преобразователя входное напряжение преобразуется до требуемой величины, а затем с помощью блока ЭК выходное постоянное напряжение DC/DC преобразователя преобразуется в переменное напряжение. Отличительной особенностью этой схемы по сравнению с предыдущей является то, что DC/DC преобразователь может работать на высокой частоте, поэтому массо-габаритные параметры используемого трансформатора (при одной и той же мощности преобразователей) оказываются значительно ниже, и массо-габаритные параметры всего DC/AC преобразователя могут быть значительно ниже. Однако из-за наличия DC/DC преобразователя схемотехнические решения, выполненные по структурной схеме на рис. 2.16, являются более сложными, а их себестоимость выше.

В рассмотренных ранее DC/DC преобразователях входное постоянное напряжение вначале преобразовывалось в переменное напряжение, а потом с помощью дросселей и трансформаторов уменьшалось или увеличивалось до нужной величины, и уже после этого выпрямлялось и сглаживалось. Другими словами большинство DC/DC преобразователей являются на самом деле DC/AC/DC преобразователями, поэтому если убрать в их схемах выходной выпрямитель и сглаживающий фильтр, то получится DC/AC преобразователь, согласно структурной схеме на рис. 2.1а.

В выходном переменном напряжении DC/AC преобразователя должна отсутствовать постоянная составляющая, поэтому для их реализации наилучшим образом подходят двухтактные преобразователи, т.е. мостовые и полумостовые схемы. В качестве примера на рис. 2.2 показана схема мостового DC/AC преобразователя.

Амплитуда переменного выходного напряжения в схеме определяется величиной входного постоянного наряжения *E* и коэффициентом трансформации

$$U_a = nE. \tag{2.1}$$

где *n*=*W*2/*W*1 – коэффицтент трансформации.



Рис. 2.2. Схема мостового DC/AC преобразователя

Форма выходного напряжения и его частота зависят от последовательности управляющих импульсов, поступающих на электронные ключи *S1* - *S4*.

Если в схеме на рис. 2.2. попарно и попеременно включать и выключать ключи *S1, S4* и *S2, S3*, то на выходе схемы получится напряжение с формой, показанной на рис. 2.3а. Если ввести паузы между включенными состояниями ключей, то с формой напряжения, показанной на рис. 2.3б. Возникает вопрос: какая форма напряжения лучше? Наиболее простой ответ (ни к чему не обязывающий): та, которая удовлетворяет решаемую задачу.



Рис. 2.3. Формы напряжений на выходе схемы на рис. 2.2

А теперь выскажем некоторые рассуждения, которые будут привязаны к практическому использованию DC/AC преобразователей.

Первая предпосылка – лампочка (активная нагрузка), подключенная к выходу DC/AC преобразователя должна светить с такой же яркостью, как если бы ее подключили к сетевому напряжению (220 В, 50 Гц, Sin).

Вторая предпосылка – импульсный источник питания с выпрямителем на входе и сглаживающим фильтром должен работать и от сетевого напряжения и от DC/AC преобразователя одинаково.

Из первой предпосылки следует, что действующие значения напряжений должны быть равные, а из второй предпосылки – амплитуды напряжений должны быть равные.

Амплитуда сетевого напряжения равна  $U_a = 220\sqrt{2} \approx 311$ В, поэтому и амплитуда выходных напряжений на рис. 2.3 тоже должна быть равна этому значению.

Сделать равными и действующие значения напряжений сетевого напряжения и напряжений, представленных на рис. 2.3, можно только для формы напряжения на рис. 2.36. Достигается это равенство путем изменения длительности импульсов т.

В соответствии с формулой (3.4) первой части методического пособия [1], среднеквадратическое значение напряжения равно

$$U_{CK3} = \sqrt{\frac{C}{T}} \int_{0}^{T} u^2(t) dt$$
(2.2)

Для напряжения с формой на рис. 2.36

$$U_{CK3} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{\tau} U_{a}^{2} dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\tau} U_{a}^{2} dt} = U_{a} \sqrt{\frac{2\tau}{T}}$$
(2.3)

Приравнивая найденное среднеквадратическое значение напряжения и среднеквадратическое напряжение синусоидального напряжения, равное

$$U_{CK3} = U_a \frac{1}{\sqrt{2}}$$
 (2.4)

находим условие  $\tau = T/4$ , при котором эти два напряжения равны.

DC/AC преобразователи с формой напряжения на выходе в соответствии с рис. 2.36 получили название "DC/AC преобразователи с квазисинусоидой на выходе" или с "модифицированной синусоидой".

На рис. 2.4 приведены результаты моделирования и расчета среднеквадратических значений напряжений для квазисинусоиды (два верхних графика) и синусоиды (два нижних графика), которые подтвердили равенство их среднеквадратических значений.



Рис. 2.4. Результаты моделирования "квазисинуса" и синуса

В отличие от чистого синуса квазисинус богат гармониками. Спектр амплитуд квазисинусоидального напряжения (см. формулу (1.19)) показан на рис. 2.5. В спектре этого напряжения содержится основная гармоника (50 Гц), а также кратные ей нечетные гармоники 150 Гц, 250 Гц, 350 Гц и т.д., причем с увеличением частоты амплитуды гармоник убывают.

Напряжение с формой, показанной на рис. 2.36, получило название "с однократной модуляцией", а в случае большего число импульсов в каждом полупериоде – "с многократной модуляцией". Дальнейшее совершенствование DC/AC преобразователей связано с



Рис. 2.5. Спектр амплитуд квазисинусоидального напряжения

Согласно формуле (2.3) среднеквадратическим значением напряжения можно управлять путем изменения длительности импульса  $\tau$ , т.е. с помощью широтно-импульсной модуляции. Причем, если этот импульс раздробить на более короткие, но по суммарной длительности оставить их по-прежнему равной  $\tau$ , то среднеквадратическое значение напряжения не изменится. Варьируя количеством импульсов и их длительностью можно изменять спектральный состав гармоник выходного напряжения.

В качестве примера на рис. 2.6.5а показана форма напряжения с двумя нулевыми промежутками между импульсами и его среднеквадратическое значение, а на рис. 2.66 спектр амплитуд этого же напряжения.

Из сравнения спектров амплитуд рассмотренных напряжений хорошо видно, что уровень третьей гармоники в сректре

чем с формой напряжения при однократной модуляции. RMS P 3I Sin .CIR 480.0 320.00 160.0 -320.00 0.00m v(Uout) (V) 375.00 300.00 225.00 150.00 75.00 a) Harm(v 300 00 225.00 150.00 75.00 10.00 0.00K Harm(v(Uout)) 0.20 F (Hz) б)



Рис. 2.6. Напряжение с двумя нулевыми промежутками между импульсами и его спектр амплитуд

В приведенном на рис. 2.6а исходный импульс разбит на три, причем длительности крайних импульсов меньше длительности среднего. Здесь ограничимся рассмотрением только этого примера, но отметим, что импульсы могут быть и одинаковой длительности, а их число может быть различным. Каждая последовательность

напряжения с двумя нулевыми промежутками значительно ниже,

таких импульсов дает новую форму напряжения, которая характеризуется своим спектром амплитуд. В публикациях [3, 10, 12] можно найти характеристики различных форм напряжений и формулы для расчета длительностей импульсов и пауз между ними.

Часто применяют модуляцию по синусоидальному закону. Такая модуляция достаточно просто осуществляется на основе таймеров встроенных в микроконтроллеры или на основе генераторов синусоидального напряжения и треугольных импульсов и компаратора напряжения.

Количество импульсов на каждом полупериоде напряжения при модуляции по синусоидальному закону определяется отношением частот генераторов синусоидального напряжения и треугольных импульсов (рис. 2.7).





Графики напряжений получены для частоты синуса 50 Гц, частоты треугольных импульсов 2000 Гц и амплитуды напряжения 311 В. Из анализа графиков на рис. 2.7 следует, что среднеквадратическое значение напряжения при такой форме увеличилось до 247 В, а его спектральный состав значительно улучшился (рис. 2.8).

В спектре напряжения присутствует 1-я гармоника на 50 Гц и высокочастотные составляющие, которые находятся в окрестности частоты генератора треугольных импульсов (в окрестности 2000 Гц).

Отметим, что в спектре нет близлежащих гармоник на частотах 150 Гц, 250 Гц и т.д. Также следует отметить, что уровень 1-й гармоники приблизился к 311 В.



Рис. 2.8. Спектр амплитуд напряжения на рис. 2.7.

В мостовой схеме преобразователя для получения формы выходного напряжения в соответсвии с рис. 2.7 необходимо специальным образом сформировать последовательности управляющих импульсов ключей. Так, например, в схеме на рис. 2.2 в первом полупериоде напряжения при замкнутом ключе *S1*, в противофазе включать и выключать ключи *S3* и *S4*, а во втором полупериоде, при замкнутом ключе *S2*, также в противофазе включать и выключать ключи *S3* и *S4*. Возможны и другие варианты управления, которые позволяют равномерно распределить динамические потери на переключение ключей.

DC/AC преобразователи, стуктурные схемы которых приведены на рис. 2.1, относятся к инверторам напряжения. В названии "инвертор напряжения" отражается то, что входным является источник напряжения.

На практике иногда возникают задачи, связанные с тем, что накопленную энергию необходимо вернуть в сеть. Такая задача, например, возникает при построении устройств, которые получили назание "электронная нерассеиваемая нагрузка". Аналогичные задачи возникают и при построении системы питания какого либо промышленного объекта или загородного коттежда от альтернативных источников энергии. При решении подобного рода задач DC/AC преобразователь должен работать на низкоомную нагрузку, представлящую собой источник ЭДС переменного напряжения. DC/AC преобразователи, позволяющие решать перечисленные задачи, строятся на основе "инверторов тока", На рис. 2.9 приведена схема мостового инвертора тока.



Рис. 2.9. Мостовой инвертор тока

В схеме инвертора тока электронные ключи должны обладать односторонней проводимостью, поэтому последовательно с ними включены диоды VD1-VD4.

На практике накопители энергии по своим свойствам близки к источникам напряжения, поэтому в реальных схемах источник тока (рис. 2.9) может представлять собой источник напряжения, последовательно с которым включена достаточна большая индуктивность, как это сделано, например, в схеме на рис. 1.76а.

Выполнить анализ работы схемы мостового инвертора тока предлагаем читателям самостоятельно или обратившись к соответствующей литературе.

## 2.3. DC/AC преобразователи с чистой синусоидой на выходе

В предыдущем разделе было показано, что спектр амплитуд выходного напряжения зависит от формы напряжения, формируемого последовательностью переключения электронных ключей. При этом можно увидеть закономерность – чем чаще переключаются ключи в течении периода реализумого переменного напряжения, тем меньше число гармоник содержится в выходном напряжении и особенно низкочастотных. Также можно отметить, что уровень амплитуд гармоник также снижается.

Терминология "чистое синусоидальное напряжение" и (или) "чистый синус" используется в том случае, когда хотят подчеркнуть, что выходное напряжение DC/AC преобразователя максимально приближено к форме синусоидального напряжения. И это утверждение во многих случаях оказывается оправданным, так как напряжение в сети на самом деле может быть "далеко" от чисто синусоидального, тому подтвержением является рис. 3.2, приведенный в первой части методического пособия [1], на котором показана фотография экрана осциллографа с реальной формой сетевого напряжения.

"Чисто синусоидальное напряжение" в некотором смысле является идеальным, так как должно содержать одну единственную спектральную составляющую, находящуюся на основной гармонике и с известной амлитудой. Любые отклонения от идеального синуса приводят к появлению гармоник, а сетевое напряжение (выходное напряжение преобразователя) характеризуется коэффициентом гармоник. В этом смысле и выходное напряжение промышленного измерительного генератора синусоидальных колебаний также неидеальное, так как характеризуется коэффициентом гармоник.

Для обеспечения высокого КПД транзисторы в выходных каскадах DC/AC преобразователей могут работать только в ключевом режиме, поэтому получить выходное напряжение

Единственным решением для снижения уровня высокочастотных составляющих в спектре выходного напряжения DC/AC преобразователя является установка на его выходе избирательного фильтра, подавляющего "лишние" гармоники. В качестве такого избирательного фильтра обычно применяется фильтр нижних частот второго порядка, выполненный на *L* и *C* элементах. Возможно также применение и ФНЧ более высокого порядка, однако увеличение порядка фильтра приводит к значительному увеличению массо-габаритных параметров всего преобразователя.

Порядок передаточной функции применяемого фильтра и его массо-габаритные параметры зависят от спектрального состава гармоник напряжения, подаваемого на фильтр, а также от требований, предъявляемых к коэффициенту гармоник выходного напряжения DC/AC преобразователя.

На рис. 2.10 приведены нормированные к единичной частоте среза амлитудно-частотные характеристики фильтров нижних частот с аппроксимацией Баттерворта для 2, 4 и 6-го порядков. Фильтры Баттерворта на частоте среза имеют затухание равное – 3дБ. Наклон характеристики за полосой пропускания равен -20 дБ/декаду (для 1-го порядка).

Зная спектральный состав гармоник подаваемого сигнала на вход фильтра, а также его АЧХ, можно определить величину подавления каждой отдельной спектральной составляющей. Так, например, напряжение с однократной модуляцией (рис. 2.5) содержит в спектре нечетные гармоники, начиная с третьей (рис. 2.6).

Графики АЧХ ФНЧ показывают, что фильтром Баттерворта 2го порядка эта гармоника будет подавлена на -19 дБ, 4-го порядка на -38 дБ, а фильтром 6-го порядка на -57 дБ. Более высокочастотные гармоники будут подавлены в большей степени. Предполагается, что частота среза фильтра равна частоте 1-й гармоники (для этого примера – 50 Гц). Частоту среза не обязательно выбирать равной частоте 1-й гармоники. Для рассмотренного примера, например, ее лучше выбрать больше

частоты 1-й гармоники, тем самым снизив затухание 1-й гармоники. Однако, смещение частоты среза фильтра вправо приведет и к меньшему подавлению 3-й гармоники, поэтому на практике нужно искать компромиссное решение.



Рис. 2.10. АЧХ ФНЧ с аппроксимацией Баттерворта

В спектре напряжения с модуляцией по синусоидальному закону (рис. 2.8) заметные гармоники появляются на частотах выше 1500 Гц, поэтому частоту среза ФНЧ можно выбрать значительно выше частоты первой гармоники. Если поставить условие обеспечения подавления гармоник как и в предыдущем примере, то частоту среза можно выбрать равной 250-500 Гц. Увеличение частоты среза ФНЧ в 10 раз позволяет значительно уменьшить индуктивность катушки и емкость конденсатора, т.е. позволяет снизить массо-габаритные параметры устройства.

На рис. 2.11 приведен пример мостовой схемы с подключенным к выходу RLC-фильтра нижних частот, а на рис. 2.12а показаны формы выходного напряжения преобразователя с ФНЧ Чебышева с частотой среза 50 Гц (средний график) и ФНЧ Баттерворта (нижний график).



Рис. 2.11. Мостовой инвертор напряжения с ШИМ



Рис. 2.12. Выходные напряжения DC/AC преобразователя

Из анализа графиков на рис. 2.12 видно, что фильтр Чебышева не изменяет уровень 1-й гармоники, но слабо подавляет 3-ю гармонику. С фильтром Баттерворта выходное напряжение более приближенно к синусоидальной форме, но амплитуда напряжения 1-й гармоники уменьшена. Из-за наличия 3-й гармоники получить более "чистый синус" можно только за счет увеличения порядка передаточной функции.

На рис. 2.12б показано выходное напряжение преобразователя с модуляцией по синусоидальному закону. Здесь также

использовался фильтр Баттерворта 2-го порядка, но с частотой среза 250 Гц. Благодаря тому что в спектре исходного напряжения содержатся гармоники с частотами выше 1500 Гц, ФНЧ 2-го порядка их сильно подавляет, причем не изменяя уровень 1-й гармоники, поэтому выходное напряжение преобразователя наиболее приближено к синусу – нижний график на рис. 2.126.

Ранее для RLC-фильтра нижних частот была найдена передаточная функция (1.28), а также получены выражения для нахождения частоты полюса (1.30) и затухания (1.31). На рис. 1.75 показана зависимость АЧХ фильтра от реализуемой добротности, которая в свою очередь зависит от сопротивления нагрузки *Rн*.

На практике нагрузка преобразователя может носить не только активный характер, но и емкостной, и индуктивный. При рективном характере нагрузки будет изменяться не только добротность выходного фильтра, но и его частота среза. Так как во многих случаях характер нагрузки заранее неизвестен, то в схемах DC/AC преобразователей для стабилизации выходного напряжения применяют цепи обратных связей с регуляторами.

Уменьшение числа гармоник в спектре напряжениея может быть достигнуто не только путем изменения числа импульсов и их длительности, но и путем формирования ступенчатого напряжения, которое по форме приближается к синусоидальному, как показано на рис. 2.13. Чем больше ступенек напряжения, тем меньше число низкочастотных гармоник содержится в его спектре.



амплитуд

Во многих схемотехнических решениях формирование многоступечатого напряжения осуществляется путем суммированием нескольких импульсных последовательностей напряжений с помощью трансформатора, что показано на рис. 2.14.



Рис. 2.14. Структурная схема формирователя многоступенчатого напряжения

В схеме на рис. 2.14 блоки электронных ключей ЭК могут быть выполнены по мостовой схеме, или в виде полумостовой схемы, но тогда потребуется сделать обмотки трансформатора со средней точкой. Форма напряжения на выходе трансформатора определяется последовательностью управляющих импульсов ключей. В качестве примера на рис. 2.15 приведены формы напряжений на выходах двух блоков ЭК (два верхних графика) и выходного напряжения трансформатора, которое получается суммированием двух верхних графиков.

Таким образом, варьируя параметрами длительностей импульсных последовательностей напряжений, а также их числом, можно получить форму напряжения с желаемым составом спектральных составляющих. Однако, в соотвествии со

структурной схемой на рис. 2.14, реализация таких устройств оказывается значительно сложнее, чем при использовании ШИМ, поэтому на практике преобразователи с многоступенчатой формой напряжения находят ограниченное применение.



Рис. 2.15. Формирование трехступенчатого напряжения

## 2.4. Трехфазные DC/AC преобразователи

Трехфазные DC/AC преобразователи в основном применяются для построения частотно-регулируемого электропривода (ЧРЭ) переменного напряжения, что показано на рис. 2.16.

Современный частотно-регулируемый электропривод состоит из асинхронного или синхронного электрического двигателя М и преобразователя частоты (ПЧ). Питание ПЧ может осуществляться как от трехфазной, как это показано на рис. 2.6, так и от однофазной сети. К валу двигателя подключается исполнительный орган (ИО).

Известно, что скорости вращения валов как асинхронных так и синхронных двигателей зависят от частоты питающего напряжения, поэтому основное предназначение ПЧ – изменение частоты

питающего напряжения двигателя под воздействием сигналов управления (СУ).



Рис. 2.16. Частотно-регулируемый электропривод

В наиболее распространенном частотно-регулируемом на основе электроприводе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором применяются скалярное и векторное частотное управление, при которых изменяется и частота, и действующее значение питающего напряжения [14]. Преобразователи частоты подразделяются на два типа: непосредственные преобразователи частоты и преобразователи частоты со звеном постоянного тока [15].

В непосредственных преобразователях частоты (рис. 2.17а) преобразование сетевого напряжения (трехфазного!) осуществляется с помощью управляемого выпрямителя (УВ), наиболее часто выполняемого на тиристорах и подключаемемого к сети.

В преобразователях частоты со звеном постоянного тока (рис. 2.17б) сетевое переменное напряжение сначала выпрямляется и сглаживается, а затем полученное постоянное напряжение  $U_{-}$  с помощью блока электронных ключей (ЭК) преобразуется в переменное трехфазное. Ввиду особенностей построения схемы в преобразователях со звеном постоянного тока может быть использована и однофазная сеть. Однако из-за проблем со сглаживаем выпрямленного постоянного напряжения при больших мощностях, область применения таких преобразователей обычно ограничавается двумя киловаттами. Преобразователи со звеном

постоянного тока называют также "двухзвенными преобразователя частоты", подчеркивая тем самым, что преобразование энергии в них осуществляется в два этапа.





По характеру реализуемой формы напряжения и изменению частоты сетевого напряжения функциональные возможности непосредственных преобразователей частоты ограничены. Так, например, нельзя получить на выходе такого преобразователя частоту больше входной. Однако долгое время они находили применение так как для реализации УВ использовались самые мощные полупроводниковые приборы – однооперационные тиристоры.

С появлением в продаже двухоперационных (запираемых) тиристоров, а также мощных MOSFET и особенно IGBT транзисторов, стало возможным построение высокоэффектиных преобразователей со звеном постоянного тока. Так как сигналы управления электронными ключами (СУ ЭК) в этой схеме не

привязаны к частоте сети, выходная частота преобразователя может быть значительно выше частоты питающего напряжения. Форма преобразователя выходного напряжения зависит от решения блока ЭК. схемотехнического а также ОТ последовательности управляющих импульсов ключей СУ ЭК. Достаточно часто в схемах преобразователей применяют неуправляемый выпрямитель, в этом случае и частота и действующее значение выходного напряжения зависят только от сигналов управления ключами. Ограничимся рассмотрением схемотехнических решений блока электронных ключей, выполняющего функции трехфазного DC/AC преобразователя.

Двухзвенные преобразователи частоты выполняются на основе автономных инверторов тока (АИТ) и автономных инверторов напряжения (АИН). Основное отличие в топологиях структурных схем преобразователей, выполненных на основе инверторов тока и напряжения, заключается в различных схемотехнических решениях сглаживающих фильтров, включаемых между выпрямителем и блоком силовых ключей.

В двухзвенном преобразователе частоты с АИТ сглаживающий фильтр ( $\Phi$ ) выполняется на одном или двух дросселях, включаемых между управляемым выпрямителем УВ и автономным инвертором тока, как показано на рис. 2.18.



Рис. 2.18. Двухзвенный преобразователь частоты на основе АИТ

В двухзвенном преобразователе частоты с АИН сглаживающий фильтр Ф выполняется на основе Г образного LC-фильтра или одного конденсатора, включаемых между управляемым выпрямителем УВ и автономным инвертором напряжения, как показано на рис. 2.19. Когда в фильтре применяется только конденсатор в момент подключения к сети через этот конденсатор и диоды выпрямителя до заряда конденсатора могут протекать

недопустимо большие токи, поэтому в выпрямителях применяют схемотехнические решения, направленные на специальные ограничение тока до полного заряда конденсатора.







На практиве наибольшее распространение получили преобразователи частоты, выполненные на основе АИН [14 - 17].

В зависимости от спсоба формирования ступечатого выходного напряжения автономные инверторы можно разделить на двух, трех уровненые и т.д.

Наиболее простая схема АИН показана на рис. 2.20.



Рис. 2.20. Двухуровневый трехфазный инвертор напряжения

Двухуровневый инвертор напряжения выполняется на основе шести электронных ключей S1 - S6. Так как наиболее часто нагрузкой инвертора является мотор М, т.е. нагрузка носит индуктивный характер, то параллельно ключам необходимо включать диоды VDS1-VDC6 или применять в схеме транзисторы со встроенными диодами.

Форма выходного напряжения инвертора, его частота, а также действующие значения линейного и фазного напряжений на нагрузке, зависят от последовательности управляющих импульсов ключей. Формы напряжений на отдельных обмотках мотора зависят также от способа их подключения – треугольником или звездой.

Схемы формирования сигналов управления ключами в настоящее время строятся на основе микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров. В таких схемах программным алгоритмом достаточно легко реализуется любая последовательность управляющих импульсов.

С точки зрения изучения принципа работы инвертора рассмотрим последовательность управляющих импульсов ключей, которую можно сформировать на основе трех триггеров, включенных в "кольцо" – рис. 2.21.



Рис. 2.21. Схема управления АИН на основе ЈК триггеров

В схеме управления на основе триггеров частота формируемых импульсов управления ключами инвертора задается генератором

синхроимпульсов *V2*. Нумерация выходов в схеме *S1- S6* сопадает с нумерацией ключей в схеме инвертора на рис. 2.20.



Рис. 2.22. Сигналы управления ЭК в схеме на рис. 2.20

На рис. 2.23 показаны получаемые формы напряжений между фазами (между выходами АН-ВН и т.д.) при подключении нагрузки "звездой", а на рис. 2.24 – между средней точкой их соединения и каждым воходом.



Рис. 2.23. Эпюры напряжений между выходами в схеме на рис. 2.20





Схема управления, приведенная на рис. 2.21 позволяет изменять только частоту выходного напряжения инвертора. Поэтому в данном случае для изменения и напряжения необходимо применять на входе управляемый выпрямитель.

Путем небольшого усложнения схемы управления, можно сформировать импульсы управления, которые позволят устанавливать как частоту, так и действующее значение напряжения. С этой целью, как это показано на рис. 2.25а, введен еще один источник импульсов *V3*, который позволяет выключать на определенное время все ЭК. Изменяя сважность заполнения импульсов источника V3, получаем схему управления автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения (рис. 2.256).

В рассматриваемой схеме управления выходная частота формируемого напряжения и его действующее значение устанавливются независимо друг от друга с помощью отдельных источников V2 и V3. На практике, при формировании управления мотором, эти два источника (задатчика) должны быть связаны между собой. Связано это с тем, что, например, при управлении скоростью вращения вала асинхронного мотора и сохранения момента на его валу, необходимо выдерживать постоянным соотношение U/f=const, известное как "Закон Костенко".

Выходное напряжение по спектральному составу можно приблизить к синусоидальному, если выполнить широтно-импульсную модуляцию по синусоидальному закону. Такую

модуляцию и более сложное управление можно сделать с помощью микроконтроллеров.



Рис. 2.25. Схема управления АИН с ШИМ

При рассмотрении однофазных DC/AC преобразователей было показано, что приближение выходного напряжения инвертора к синусоидальной форме может быть достигнуто не только путем введения ШИМ, но и путем создания многоступенчатой (многоуровневой) формы напряжения. Аналогичные решения существуют и для трехфазных DC/AC преобразователей.

Для этого постоянное напряжение на выходе выпрямителя с помощью конденсаторов делится на равные части. На рис. 2.26 показана схемя с делителем на двух конденсаторах с равными значениями емкостей. В этой схеме за счет дополнительных ключей S7 - S12 и блокирующих диодов D1 - D6 на выходе инвертора реализуется трехуровневая форма напряжения.



Рис. 2.26. Трехуровневый трехфазный АИН по топологии NPC

Из-за высокой крутизны импульсов выходного напряжения во избежании повреждения изоляции статора асинхронного двигателя между выходом инвертора и двигателем рекомендуется установка "синусоидальных фильтров", выполненных на реакторах и конденсаторах [17].

Инверторы, выполненные по схемам на рис. 2.20 и рис. 2.26, называют NPC (neutral point clamped – с фиксированной нейтральной точкой). Эта топология схем может быть расширена до четырех и более уровней. На рис. 2.27 приведена топология схемы четырехуровнего NPC-инвертора, которая позволяет увидеть идеологию развития и перехода к многоуровневым схемам.



99

Рис. 2.27. Четырехуровневый NPC-инвертор

Одним из важных преимуществ NPC схем является то, что для их питания требуется только один источник постоянного напряжения. К недостаткам NPC схем следует отнести то, что для схем с числом уровней выходного напряжения больше трех, требуется установка высоковольных блокирующих диодов, или применение последовательного включения нескольких диодов.

Еще одним решением АИН с питанием от одного источника напряжения является топология с "плавающими" конденсаторами (FLC - flying capacitor) (рис. 2.28).

Топология схем FPC также может быть расширена до четырех, как показано на рис. 2.29, и более уровней.

К недостаткам схем инверторов с топологией FPC следует отнести большое число конденсаторов (по сравнению с NPC топологией), а также повышенный уровень потерь на переключение [16 - 18].

Ограничимся описанием только схемотехнический решений NPC и FPC топологий инверторов. С раличными вариантами

управления ключей для этих решений можно ознакомиься, обратившись к соответствующей литературе.



Рис. 2.28. Трехуровневый трехфазный АИН по топологии FPC



Рис. 2.29. Четырехуровневый FPC-инвертор

В настоящее время самые мощные высоковольтные DC/AC преобразователи строятся на основе каскадной мостовой схемы. В многоуровневой ШИМ-АИН (Multi level - топология) выделяется "ячейка", представляющая собой силовой модуль в виде *H*-моста, как показано на рис. 2.30.



Рис. 2.30. Силовой Н-модуль

В зависимости от состояния ключей, выходное напряжение Hмодуля может принимать три разных значения +E, -E и 0. Постоянное напряжение E – это напряжение на фильтрующем конденсаторе модуля, которое в свою очередь зависит от переменного напряжения, подваемого на вход выпрямителя модуля.

Каждый отдельный силовой *Н*-модуль получает питание от отдельной вторичной обмотки трансформатора, поэтому выходные зажимы *Н*-модулей можно последовательно подключать к выходам других силовых модулей.

На рис. 2.31 показана основная схема соединения выходов моделей для получения трехфазного напряжения, а на рис. 2.32 эволюция этой тополии для реализации многоуровнего автономного источника напряжения. Важной особенностью последней топологии является ее модульность, которая позволяет достаточно просто наращивать число уровней выходного напряжения. Еще одним важным преимуществом является то, что при выходе из строя одной "ячейки" её можно закоротить и преобразователь будет продолжать работать, конечно, с пониженной мощностью.

Падение напряжения на транзисторах силового *Н*-модуля не превышает напряжение питания *E*. Благодаря каскадному включению моделей выходное напряжение преобразователя может в дестки раз превосходить напряжение питания *E*, это позволяет применять в многоуровневых топологиях низковольтные транзисторы.

При одной и той же мощности нагрузки выходной ток в высоковольнотных преобразователях оказывается значительно ниже, чем в низковольтнных. Снижение тока, протекающего через транзисторы ключей, приводит к снижению потерь на их переключение.



Рис. 2.31. Базовая каскадная структура трехфазного преобразователя на основе силовых *Н*-модулей



Рис. 2.32. Многоуровневая топология трехфазного преобразователя на основе силовых *Н*-модулей



Рис. 2.33. Эпюры напряжений пятиуровневого преобразователя: а) - выходное фазное напряжение, б) - выходное линейное напряжение

Выполнить моделирование многоуровневой топологии преобразователя в программе Micro Cap 11 нельзя, так как число узлов схемы в студенческой версии программы ограничено, поэтому, для получения качественного представления о выходном напряжении многоуровневого преобразователя, приведем, как пример, результаты моделирования (рис. 2.33) из работы [17]. В этой же работе досточно подробно рассмотрены всевозможные состояния полупроводников силового *H*-модуля и сигналы управления ключами преобразователя.

При построении многоуровневого автономного инвертора с каскадым соединением "ячеек" в качестве силового модуля можно применить не только *H*-мост (см. рис. 2.30), выполненный на четырех управляемых ключах, но и более сложные схемы моста, например, выполненные по NPC технологии (см. рис. 2.26 и 2.27).

На практике также можно встретить схемы преобразователей, в которых используется, например, каскадное соединение двух и трехуровневых ячеек.

В качестве примера на рис. 2.34 приведена схема многоуровневого преобразователя, которая выполнена по NPC топологии (см рис. 2.26).

К существенному недостатку Multi level топологии следует отнести необходимость применения силового трансформатора, работающего на частоте сети. Силовой трансформатор вносит основной вклад в массо-габаритные параметры всего устройства. Тем не менее, в силу значительных премуществ, на основе Multi level топологии строятся преобразователи частоты мощностью до нескольких тысяч кВт [18].



Рис. 2.34. Многоуровневый преобразователь на основе NPC топологии

## 3. КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

## 3.1. Назначение и особенности построения корректоров

Нагрузка сетевого источника напряжения может носить активный, реактивный характер, а также может быть нелинейной.

Коэффициент мощности определяется как отношение активной мощности к полной. Активная мощность расходуется на совершение полезной работы. Наличие реактивной мощности приводит к потерям (нагреву проводов).

При активной (резистивной) нагрузке коэффициент мощности равен единице. При линейной реактивной (индуктивной или емкостной) коэффициент мощности зависит от угла сдвига фаз между напряжением и током. В этом случае активная *P*, реактивная *Q* и полная *S* мощности определяются по формулам

$$P = UI \cos \varphi, \tag{3.1}$$

$$Q = UI \sin \varphi, \tag{3.2}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$
, (3.3)

а коэффициент мощности определяется как косинус угла между векторами тока и напряжения

$$\cos\varphi = \frac{P}{S}.$$
(3.4)

При синусоидальном напряжении и активной нагрузке (см. рис. 3.1) фазовый сдвиг между током и напряжением равен нулю, поэтому вся энергия выделяется в нагрузке, а график мгновенной мощности (обозначен на рисунке *ui*) находится в положительной полуплоскости над осью абсцисс.

При чисто реактивной нагрузке фазовый сдвиг между током и напряжением равен  $90^{\circ}$ . График мгновенной мощности *ui* находится по центру оси абсцисс (см. рис. 3.2). Поэтому каждую четверть периода синусоидального входного напряжения, подводимая энергия сохраняется в нагрузке, а в следующей четверти периода возвращается в источник. Реактивная нагрузка не потребляет энергию, а ток, протекающий по проводам от источника к нагрузке и обратно, приводит к потерям энергии.



106

Рис. 3.1. Напряжение, ток и мгновенная мощность при активной нагрузке



Рис. 3.2. Напряжение, ток и мгновенная мощность при реактивной нагрузке

При активно-реактивной нагрузке (см. рис. 3.3) график мгновенной мощности находится не по центру оси абсцисс, поэтому часть энергии потребляется, а часть возвращается в источник.



Рис. 3.3. Напряжение, ток и мгновенная мощность при активно-реактивной нагрузке

Коррекция коэффициента мощности (англ. power factor correction (PFC)) — процесс приведения потребления конечного устройства, обладающего низким коэффициентом мощности при питании от силовой сети переменного тока, к состоянию, при котором коэффициент мощности соответствует принятым стандартам [20]. При нелинейной нагрузке форма кривых напряжения и тока оказывает влияние на величину коэффициента мощности.

Нелинейные нагрузки приводят к искажению формы сетевого (синусоидального) напряжения. В результате в сетевом напряжении появляются высшие гармоники, которые оказывают отрицательное влияние на работу системы электроснабжения, вызывая дополнительные активные потери в трансформаторах, электрических машинах, сетях т.д.

Наиболее часто встречающаяся нелинейная нагрузка – это бестрансформаторный импульсный преобразователь напряжения. Входная часть схемы такого преобразователя (подключаемая к сети) состоит из выпрямителя и сглаживающего фильтра, который наиболее часто выполняется на одном конденсаторе (см. рис. 3.4а).

При подключении схемы к сети ток протекает не в соответствии с формой напряжения сети, а в отдельные интервалы времени,

когда диоды моста открываются (рис. 3.4б), т.е. ток изменяется не по синусоидальному закону, а сеть (источник напряжения) нагружается неравномерно.



Рис. 3.4. Нелинейная нагрузка и эпюры напряжения, тока и мгновенной мощности

Если источник имеет ограниченную мощностью см. (рис. 3.5), то нелинейная нагрузка приводит к искажению сетевого напряжения, как показано на рис. 3.6.

Форма напряжения на рис. 3.6 получена путем моделирования схемы. Эта форма с высокой точностью повторяет форму реального сетевого напряжения, фотография осциллограммы которого показана на рис. 3.2 в первой части методического пособия [1]. Диоды в схеме открываются при напряжении в сети (без учета
падений напряжений на диодах) равном падению напряжения на конденсаторе. Поэтому ток от источника напряжения потребляется в течении полупериода не все время, а только тогда, когда открываются диоды выпрямителя.



Рис. 3.5. Источник с ограниченной мощностью и нелинейной нагрузкой



Рис. 3.6. Искажение формы сетевого напряжения нелинейной нагрузкой

На рис. 3.6 видно, что наибольшее искажение напряжения происходит вблизи максимума амплитуды синуса, т.е. в моменты времени, когда диоды открыты.

Коррекция коэффициента мощности при реактивной нагрузке, т.е. коррекция реактивной составляющей (3.2) полной мощности (3.3) выполняется путем включения в цепь реактивного элемента, производящего обратное действие, например, для компенсации действия электродвигателя переменного тока, обладающего высокой индуктивной реактивной составляющей полной мощности, параллельно цепи питания включается конденсатор.

Для компенсации нелинейности потребления тока в течение периода колебаний питающего напряжения применяют специальные схемы, которые получили название "корректоры коэффициента мощности" (ККМ). В зависимости от схемотехнического решения ККМ делятся на пассивные и активные. Пассивные схемы ККМ выполняются на основе L, C- элементов и диодов, а активные – на основе схем DC/DC преобразователей, причем наиболее часто на основе повышающего DC/DC преобразователя без гальванической развязки.

Учитывая важность коррекции коэффициента мощности Международная электротехническая комиссия приняла стандарт IEC-1000-3-2, согласно которому любая электротехническая продукция мощностью 75 Ватт и более, подключаемая к сети переменного тока, должна иметь активный характер входного сопротивления, т.е. коэффициент мощности должен стремиться к единице.

Согласно этим требованиям все импульсные источники питания и преобразователи, мощность которых превышает 75 Вт, в своем составе должны иметь ККМ. На рис. 3.7 показана схема, по которой выполняется большинство современных преобразователей.



Рис. 3.7. Структурная схема импульсного преобразователя

Для устранения проникания высокочастотных импульсных помех от импульсного преобразователя напряжения (ИПН) в сеть, на входе устанавливается фильтр электромагнитных помех (ФЭМП), затем выпрямитель (В), корректор коэффицитента мощности (ККМ), к выходу которого подключается преобразователь с нагрузкой.

Коэффициент мощности  $\lambda$  определяется как косинус угла из выражения (3.4) и выражается процентах

$$\lambda = 100 \cos \varphi. \tag{3.5}$$

Приведем значения  $\lambda$  [21, 22], которые позволяют судить о качестве ККМ. Считается, что при  $\lambda$ >90% - хороший показатель;

90%>λ≥80% - удовлетворительный; 80%>λ≥70% -плохой; 70%>λ - очень плохой.

#### 3.2. Пассивные корректоры коэффициента мощности

Пассивные ККМ позволяют самым простым способом (со схемотехнической точки зрения) повысить коэффициент мощности. Они не содержат элементов, регулирующих ток и напряжение, т.е. не содержат цепей обратных связей. Пассивная коррекция позволяет достичь значения коэффициента мощности около 0,9.

Принцип работы пассивных ККМ основан на фильтрации потребляемого тока [21 - 25].

Наиболее простая схема пассивного ККМ получается путем подключения на входе или выходе выпрямителя катушки индуктивности, показанная на рис. 3.8.



# Рис. 3.8. Коррекция коэффициента мощности за счет введения дросселя

Применение LC-фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения позволяет уменьшить амплитуду пульсаций тока и приблизить форму его изменения к синусоидальной. При этом форма входного тока зависит от величины индуктивности дросселя, ёмкости конденсатора фильтра и сопротивления нагрузки.

На рис. 3.9 приведены результаты моделирования схемы с предустановленным дросселем на входе (рис. 3.8a) для трех значений нагрузки.



Рис. 3.9. Эпюры напряжений, токов и мгновенной мощности источника питания в схеме на рис. 3.8a

Из сравнения графиков токов, протекающих через источник питания, до введения в схему дросселя (рис. 3.4б) и после (рис. 3.9) хорошо видно, что форма тока достаточно сильно изменилась и приблизилась к синусоидальной.

Необходимо обратить внимание на то, что при изменении нагрузки изменияется форма протекающего тока. В этой связи пассивные корректоры коэффициента мощности наиболее выгодно применять при неизменной, т.е. постоянной нагрузке.

Пассивные ККМ с улучшенными качественными показателями строятся на основе более сложных резонансных LC-фильтров [21-23]. В качестве примера на рис. 3.10 приведен ряд схем пассивных ККМ. В этих схемах конденсаторы LC-фильтров C1 и C2 должны быть неполярными, а фильтрующие конденсаторы (на выходе мостов) полярными. В схеме на рис. 3.10в параллельно электролитическим конденсаторам для выравнивания напряжения на них подключены резисторы. Сопротивления этих резисторов должны быть одинаковы и составлять несколько сот кОм.

Во всех схемах параметры LC-фильтров зависят от нагрузки.





В работе [23] для схемы на рис. 3.106 в результате моделирования и оптимизации предложены формулы для расчета индуктивности катушки

$$L=1,12R_{H}/2\pi f,$$
 (3.6)

и емкости конденсатора

$$C = C_1 + C_2 = 1,127 \times 10^{-6}/L. \tag{3.7}$$

Применение пассивных ККМ особенно эффективно для постоянных нагрузок. Так, например, в лампах дневного света (электролюминесцентных) применяют схему, приведенную на рис. 3.11.



Рис. 3.11. Схема пассивного корректора коэффициента мощности для питания лампы дневного света

В схеме на рис. 3.11 параллельно лампе и дросселю включена компенсирующая схема на диодах *VD1-VD3* и конденсаторах *C1* и *C2*. Диоды обеспечивают коммутацию конденсаторов при изменении мгновенного значения напряжения питания. Емкости конденсаторов подбираются так, чтобы компенсировать индуктивный характер нагрузки.

Пассивный метод коррекции чаще всего применяется в недорогих малопотребляющих устройствах, в которых не предъявляется строгих требований к интенсивности младших гармоник тока.

Пассивные корректоры коэффициента мощности имеют следующие достоинства:

- не излучают помех;

- просты и надежны;

- имеют низкую себестоимость;

- могут подключаться между сетью и готовым источником питания.

К недостаткам пассивных корректоров коэффициента мощности следует отнести:

- большие массогабаритные параметры индуктивных элементов и конденсаторов (из-за работы на частоте сети 50 Гц);

- необходимость подстраивать (изменять индуктивности дросселей) при изменении нагрузки.

## 3.3. Активные корректоры коэффициента мощности

Активные ККМ выполняют следующие функции:

- обеспечивают потребление нагрузкой из сети тока, по форме близкой к форме напряжения сетии совпадающнго с его фазой, благодаря чему коэффициент мощности стремиться к 1;

- осуществляют преобразование переменного напряжения в постоянное (в случае однофазного исполнения в 360 - 400 или 700 – 800 В, причем, наиболее часто со стабилизацией выходного напряжения);

- за счет функции стабилизации обеспечивают работоспособность устройств при широком изменении входного сетевого напряжения от 120 до 265 В;

- продолжают выполнять свои функции при больших изменениях нагрузки.

По частоте преобразования активные ККМ делят на два типа низкочастотные и высокочастотные [26]. Низкочастотные активные ККМ позволяют улучшить коэффициент мощности и регулировать выходное напряжение. Однако их реактивные элементы, как и у пассивных ККМ, работают на низкой частоте, поэтому имеют большие массогабаритные параметры. Рассмотрим высокочастные ККМ, так как они по совокупности параметров превосходят пассивные и низкочастотные ККМ.

Большинство активных корректоров коэффициента мощности строятся на основе схемы повышающего DC/DC преобразователя без гальванической развязки. Обобщенная структурная схема такого корректора показана на рис. 3.12.

В состав структурной схемы входят: выпрямитель, выполненный на диодах D1 - D4, повышающий DC/DC преобразователь, элементами которого являются дроссель L, конденсатор C и электронный ключ S, датчик потребляемого из сети тока DT, датчик формы сетевого напряжения, состоящий из резисторов R3 и R4, датчик уровня выходного постоянного напряжения, состоящий из резисторов R1 и R2 и схема управления (СУ) корректором коэффициента мощности.



Рис. 3.12. Структурная схема активного ККМ на основе повышающего DC/DC преобразователя

С точки зрения функционирования активный ККМ представляет собой сложную систему автоматического управления и регулирования, поэтому во многих статьях, посвященных исследованиям работы ККМ, они характеризуются как "самые сложные устройства силовой электроники".

Многими производителями электронных компонентов для изготавливаются специализированные построения ККМ микросхемы, которые получили название "контроллеры ККМ". В этих микросхемах реализована схема управления корректором коэффициента мощности. Микросхемы контроллеров ККМ функциональными различными отличаются не только возможностями, но и методами управления ККМ. В статье [27] выполнен анализ методов коррекции коэффициента мощности, среди которых выделены следующие:

- метод "граничного" управления;

- метод управления по пиковому значению тока;
- метод управления по среднему значению тока;
- метод разрывных токов с использованием ШИМ.

Метод "граничного" управления реализует управление на границе между режимами безразрывных и разрывных токов дросселя. Функциональная схема этого метода приведена на рис. 3.13.



Рис. 3.13. Схема "граничного" управления

Выпрямленное напряжение через делитель с коэффициентом k=R4/(R3+R4) подается на умножитель, формируя эталонное напряжение Uref. Второй множитель определяется сигналом с регулятора (например, ПИ) и усилителя ошибки УО по напряжению, служащим для предварительной стабилизации выходного напряжения. Эталонное напряжение сравнивается компаратором (К) с напряжением, снимаемым с датчика тока в цепи ключа S. Сигнал с компаратора и сигнал с датчика нулевого тока (ДНТ) дросселя отвечают за переключение триггера T, управляющего ключом S. Выходной резистивный делитель напряжения, состоящий из резисторов R1 и R2, и источник опорного напряжения ИОН с напряжением Uon задают выходное постоянное напряжение =Usыx.

Работа схемы происходит циклически. В начальный момент ток в дросселе равен нулю. ДНТ устанавливает в единичное состояние триггер и происходит замыкание ключа *S*. Через дроссель *L* начинает протекать ток, который увеличивается по линейному закону. В это же время происходит накопление энергии в дросселе. Когда напряжение с датчика тока ДТ, пропорциональное току дросселя, становится равным напряжению Uref, происходит выключение ключа S. Энергия, запасенная в дросселе, через открывшийся диод VD1 отдается в нагрузку и конденсатор C. Ток в дросселе с течением времени спадает. По мере уменьшения тока дросселя до нуля, выходным напряжение ДНТ триггер устанавливается в единичное состояние, происходит включение ключа S и цикл повторяется.

Временные диаграммы токов, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 3.14. Цифрами обозначены графики токов, задаваемого эталонным напряжением -1, в дросселе -2 и среднего тока в дросселе -3.



Рис. 3.14. Диаграммы токов "граничного" управления

Функциональная схема управления по пиковому значению тока представлена на рис. 3.15.



Рис. 3.15. Схема управления по пиковому значению тока

По сигналу от тактового генератора ТГ триггер устанавливается в единицу и происходит включение электронного ключа S. Сигнал выключения ключа поступает на триггер с выхода компаратора напряжения, который формируется путем сравнения эталонного напряжения и суммы напряжений, пропорциональных току в ключе и с генератора пилообразных импульсов ГПИ, который синхронизирован с ТГ.

Характер изменения токов в схеме управления по пиковому значению тока показан на рис. 3.16. Функциональная схема управления по среднему значению тока представлена на рис. 3.17.



Рис. 3.16. Диаграммы токов при управлении по пиковому значению тока



Рис. 3.17. Схема управления по среднему значению тока

В схеме на рис. 3.17 эталонный эталонное напряжение Uref формируется также как и в предыдущих схемах, затем оно поступает на усилитель ошибки тока (УОТ) и через регулятор обратной связи по току (РТ) на вход компаратора (К). Сигналы управления ключом S формируются компаратором путем сравнения пилообразных импульсов с выхода ГПИ и напряжения с выхода РТ, которое пропорционально току датчика (ДТ) и выходному напряжению ККМ.

Характер изменения токов в схеме управления по пиковому значению тока показан на рис. 3.18.



Рис. 3.18. Диаграммы токов при управлении по среднему значению тока

Функциональная схема управления по методу разрывных токов с использованием ШИМ представлена на рис. 3.19.



Рис. 3.19. Схема метода разрывных токов с использованием ШИМ

В схеме на рис. 3.19, в отличие от схемы с "граничным" управлением, сигнал выключения ключа *S* поступает от генератора тактовых импульсов (ТГ), поэтому ток в дросселе некоторое время равен нулю (рис. 3.20), что и приводит к разрывным токам.



Рис. 3.20. Диаграммы токов при управлении по методу разрывных токов с использованием ШИМ

В работе [27] дан глубокий анализ преимуществ и недостатков рассмотренных схем управления. Среди которых выделим следующие.

В схеме на рис. 3.15 обеспечивается "мягкое" переключение силового диода VD1, однако, частота переключения ключа S зависит от нагрузки и изменяется в течение сетевого полупериода. В схемах на рис. 3.17 и 3.19 обеспечивается постоянная частота переключения ключа S, режим непрерывного тока дросселя, однако, переключение силового диода происходит в "жестких" условиях (включение и выключение происходит при больших токах).

В схеме на рис. 3.19 обеспечивается "мягкое" переключение силового диода, однако, наблюдается разрывный ток в дросселе.

Для снижения потерь в схемах с жесткими условиями закрывания силового диода применяют специальные схемотехнические решения (квазирезонансный режим работы ККМ) или путем применения в классической схеме карбидкремниевого диода Шоттки [28 - 30].

Независимо от метода управления во всех рассмотренных схемах решается задача обеспечения протекания тока в дросселе в соответствии с формой изменения сетевого напряжения. Причем амплитуда этого тока изменяется таким образом, чтобы одновременно обеспечить неизменным выходное постоянное напряжение при изменении нагрузки. Помимо основной классической схемы повышающего DC/DC преобразователя (рис. 3.12) для построения ККМ применяются различные ее модификации, показанные на рис. 3.21.



Рис. 3.21. Схемотехнические решения силовых модулей ККМ

Схема на рис. 3.21а является аналогом по алгоритму работы схемы на рис. 3.12, но выполнена с предустановленным дросселем *L* на входе выпрямительного моста. В схемах на рис. 3.216 и 3.21в

отсутствует "бустерный" диод *VD1*. В схеме на рис. 3.216 в диодном выпрямителе два диода заменены на транзисторы, а в схеме на рис. 3.21в – все четыре диода заменены на транзисторы. В схеме с двумя транзисторными ключами (рис. 3.21б) ключи *S1* и *S2* поочередно работают в каждом полупериоде сетевого напряжения.

Особенностью схемы выполненной на четырех полностью управляемых ключах (рис. 3.21в), является то, что она может работать в выпрямительно-инверторном режиме.

На рис. 3.22 представлена еще одна структурная схема. Она представляет собой комбинацию двух классических схем ККМ на основе повышающего DC/DC преобразователя.



Рис. 3.22. Двухфазный каскад ККМ

Для управления ключами в этой схеме компания Texas Instruments разработала и выпускает две микросхемы контроллеров ККМ, которые реализуют два метода управления: один для многофазных предрегуляторов, работающих в режиме управления по среднему значению тока, а второй - для многофазных предрегуляторов ККМ с управлением по переходному режиму [31]. Преобразователи в рассматриваемой схеме работают со сдвигом фазы 180<sup>0</sup> относительно друг друга. Благодаря этому достигается уменьшение пульсаций входного тока.

Поскольку высокочастотные компоненты пульсаций токов индуктивностей находятся в противофазе, то они компенсируют друг друга, уменьшая пульсации входного тока, порождаемые

токами индуктивностей. Такая технология уменьшает объем, занимаемый дросселем, и сокращает размеры входного фильтра электромагнитных помех.

Многофазные предрегуляторы ККМ также имеют 50% приблизительно на меньший высокочастотный среднеквадратичный ток выходного конденсатора по сравнению с однофазной технологией. Уменьшение высокочастотного среднеквадратичного тока конденсатора приводит к уменьшению объема конденсатора примерно на 25% [31].

Все выше рассмотренные схемы ККМ имеют один выход постоянного напряжения. При питании от сетевого напряжения 220 В они должны оставаться работоспособными при изменении сетевого напряжения как минимум от 180 до 240В. При повышенном сетевом напряжении его амплитуда может достигать 340 В. Так как рассмотренные схемы ККМ выполняются в основном на основе повышающего DC/DC преобразователя, то при разработке ККМ его выходное напряжение выбирают в диапазоне от 360 до 400В.

Известны также схемы ККМ с дифференциальным выходом [25]. Структурная схема, по которой они выполняются, представлена на рис. 3.23.



Рис. 3.23. Структурная схема ККМ с двунаправленным ключом

Отличительной особенностью этой схемы по сравнению с другими является отсутствие входного диодного моста. Электронный ключ *S1* коммутирует дроссель *L* в цепи переменного тока, поэтому он должен обладать двунаправленной проводимостью.

Выпрямительные диоды VD1 и VD2 работают при положительной и отрицательной полуволнах сетевого напряжения соответственно. Постоянное выходное напряжение получается как разность двух напряжений на выходах двух выпрямителей и сглаживающих фильтров, выполненных на конденсаторах C1 и C2. Поэтому выходное напряжение этой схемы получается в два раза выше, чем в рассмотренных ранее схемах. Обычно его выбирают в диапазоне от 700 до 800 В.

Величина индуктивности дросселя влияет на безразрывный характер входного тока, определяет необходимый запас энергии для подзаряда накопительных конденсаторов ККМ и может быть найдена по следующему соотношению [32]:

$$L = \frac{U_{cK3}^2 \eta \left( U_{gblx} - U_{cK3} \sqrt{2} \right)}{2 f_s P_{gblx} U_{gblx}},$$
(3.8)

где *Uскз* — максимальное среднеквадратическое значение входного напряжения; *Uвых* — выходное напряжение; *Рвых* — выходная мощность;  $\eta$  — коэффициент полезного действия ККМ; *fs* — частота коммутации электронного ключа.

Величины емкостей накопительных конденсаторов *C1=C2* выбираются из соотношения:

$$C = \frac{P_{\text{вых}}}{4\pi f_c U_{\text{вых}} \Delta U_{\text{выx}}},$$
(3.9)

где *ДИвых* — амплитуда пульсаций выходного постоянного напряжения; *fc* — частота сетевого напряжения (50 Гц).

В настоящее время двунаправленные ключи реализуются путем различных комбинаций включения диодов и транзисторов, выполняющих функции однонаправленных ключей. В зависимости от реализации двунаправленного ключа в работе [25] предлагаются три схемотехнических варианта исполнения ККМ: с одним индуктивным накопителем (рис. 3.24а), с двумя индуктивными накопителями (рис. 3.24б) и полумостовая схема (рис. 3.24в).

Применение дифференциальной схемы с двумя индуктивными накопителями позволяет снизить потери мощности в обмотках дросселей за счет уменьшения в два раза токовой нагрузки на каждом из них. Такие схемы корректоров коэффициента мощности нашли широкое применение в бесперебойных источниках питания мощностью более 5 кВ·А.



Рис. 3.24. Дифференциальные схемы ККМ

В работе [25] сравниваются характеристики ККМ различных фирм производителей и отмечается, что регулировочные характеристики бустера дифференциальной структуры ККМ обеспечивают широкий диапазон изменения входного напряжения при номинальной нагрузке. При этом снижение нагрузки до 30% от

126

номинального значения обеспечивает минимальное входное напряжение 120 В.

В заключение этой главы приведем пример показывающий важность коррекции коэффициента мощности. В табл. 3.1, взятой из работы [33], показано как зависит мощность трехфазных трансформаторов от *cos φ* нагрузки.

| Мощность<br>трансформатора<br>[кВА] | Мощность трансформатора<br>[кВт] |     |     |      |      |      |
|-------------------------------------|----------------------------------|-----|-----|------|------|------|
|                                     | cosø                             |     |     |      |      |      |
|                                     | 0.5                              | 0.6 | 0.7 | 0.8  | 0.9  | 1    |
| 63                                  | 32                               | 38  | 44  | 50   | 57   | 63   |
| 100                                 | 50                               | 60  | 70  | 80   | 90   | 100  |
| 125                                 | 63                               | 75  | 88  | 100  | 113  | 125  |
| 160                                 | 80                               | 96  | 112 | 128  | 144  | 160  |
| 200                                 | 100                              | 120 | 140 | 160  | 180  | 200  |
| 250                                 | 125                              | 150 | 175 | 200  | 225  | 250  |
| 315                                 | 158                              | 189 | 221 | 252  | 284  | 315  |
| 400                                 | 200                              | 240 | 280 | 320  | 360  | 400  |
| 630                                 | 315                              | 378 | 441 | 504  | 567  | 630  |
| 800                                 | 400                              | 480 | 560 | 640  | 720  | 800  |
| 1000                                | 500                              | 600 | 700 | 800  | 900  | 1000 |
| 1250                                | 625                              | 750 | 875 | 1000 | 1125 | 1250 |

Из табл. 3.1 видно, что, например, для питания нагрузки, имеющей общую мощность 170 кВт и  $cos \varphi=0,7$ , требуется трансформатор с номинальной мощностью 250 кВА. Если же нагрузка потребляет ту же мощность с коэффициентом  $cos \varphi=0,9$ , а не 0,7, то достаточно использовать трансформатор мощностью 200 кВА.

Таблица 3.1

## 4. РЕГУЛЯТОРЫ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

## 4.1. Структурные схемы импульсных стабилизаторов

Все ранее рассмотренные преобразователи AC/DC, DC/DC, DC/AC выполняют преобразование одного вида электрической энергии в другой вид.

Выходные сопротивления преобразователей не равны нулю, т.е. они не обладают бесконечно большой энергией и не являются идеальными источника напряжения. Под воздействием нагрузки и при ее изменении выходное напряжение преобразователей может изменяться. В некоторых пределах его можно сделать неизменным, если схемы преобразователей охватить обратными связями, т.е. следить за измененим контролируемых параметров и путем управления силовой частью преобразователя коменсировать эти изменения.

При рассмотрении преобразователей были получены регулировочные характеристики, показывающие зависимость выходного напряжения преобразователя от коэффициента заполнения управляющих импульсов ключей *q* или от их частоты *fs*. При скачкообразном измении управляюего сигнала (*q* или *fs*) соответствующее выходное напряжение устанавливается не мгновенно, а с течением времени, причем характер изменения выходного напряжения при переходе преобразователя в "новое состояние" может быть разным. Скорость перехода и характер изменения выходного напряжения определяются динамическими характеристиками (коэффициентами передаточной функции) силовой части преобразователя.

Большинство преобразователей выполняются как источники напряжения, т.е. при изменении нагрузки их выходное напряжение должно оставаться неизменным. Также существуют задачи, когда по своему выходу преобразователь должен вести себя как источник тока, например, при зарядке аккумуляторов, конденсаторов большой емкости и т.д. Когда преобразователь используется как источник напряжения, то при уменьшении сопротивления нагрузки

его выходной ток может достичь недопустимо больших величин, что может привести к выходу из строя силовых полупроводниковых ключей преобразователя. Чтобы не допустить такой ситуации преобразователь переводят в режим источника тока или выключают силовой блок.

Любой преобразователь электрической энергии с функцией стабилизации выходных параметров представляет собой замкнутую систему автоматического управления и регулирования. Обычно преобразователи содержат один или два контура обратных связей (OC) по напряжению и (или) току, что показано на рис. 4.1.



Рис. 4.1. Структурные схемы преобразователей с ОС

В схеме преобразователя без гальванической развязки входа и выхода (рис. 4.1а) на вход схемы управления (СУ) поступает информация об уровне выходного напряжения с резистивного делителя напряжения *R1* и *R2*, а также об уровне выходного тока – с датчика тока (ДТ). На основании полученной информации СУ формирует управляющее воздействие, которое поступает на силовую часть (СЧ) преобразователя. В зависимости от реализации силовой части в качестве сигнала управляющего воздействия формируется сигнал с ШИМ или ЧМ.

В схеме с гальванической развязкой входа и выхода (рис. 4.2) сигналы с выходов преобразователя на входы СУ поступают через дополнительный блок гальванической развязки, например, как это показано на рисунке, оптроны (ОПТ). Трансформаторы в цепях ОС не применяют, потому что необходимо передавить сигналы постоянного тока.



Рис. 4.2. DC/DC преобразователь с аналоговой СУ

Схема управления может быть выполнена как на аналоговых элементах (операционных усилителях, компараторах, транзисторах, конденсаторах и т.д.), так и на цифровых (АЦП, ЦАП, счетчиках, элементах памяти и т.д.), или, например, на микроконтроллерах.

В настоящем методическом пособии основное внимание сосредоточено на рассмотрении особенностей схемотехнической реализации различных силовых преобразователей электрической энергии, поэтому в этой главе ограничимся рассмотрением одного примера, на основе которого рассмотрим методику расчета и проектирования DC/DC преобразователя с функцией стабилизации выходных параметров.

Функциональная схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения, выполненная на основе RC-фильтра нижних частот (см. рис. 3.3 в первой части методического пособия [1]) и аналоговой схемы управления приведена на рис. 4.3.



Рис. 4.3. DC/DC преобразователь с цифровой СУ

Силовая часть в этом преобразователе выполнена на двух электронных ключах SI, S2 и фильтре нижних частот первого порядка, который выполнен на конденсаторе C и резисторе R. В качестве датчика тока применен низкоомный резистор Ru.

Выходное напряжение преобразователя с коэффициентом пропорциональности равным  $ku=R_2/(R_1+R_2)$  подается на инвертирующий вход усилителя ошибки по напряжению (УОН). На

На выходе УОН формируется напряжение ошибки, которое представляет собой разность между заданным значением и текущим значением выходного напряжения преобразователя. Далее напряжение ошибки подается на вход регулятора по напряжению (PH), а с его выхода через сумматор на управляющий вход широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

ШИМ реализован на аналоговом компараторе (КН) и генераторе пилообразных импульсов (ГПИ). Для реализации противофазных управляющих импульсов ключей к выходу КН подключен инвертирующий логический элемент "НЕ".

Цепь ОС по току организована аналогично, за исключение дополнительного усилителя постоянного тока (УПТ), который выполнен на операционном усилителе (ОУ) и резисторах  $R_{11}$  и  $R_{12}$ . Коэффициент усиления УПТ равен  $ki = (1 + R_{12}/R_{11})$ .

Если в силовой части преобразователя резистор R заменить катушкой индуктивности, то работа схемы не нарушится, однако необходимо будет также изменить настройки регуляторов в каналах по напряжению PH и по току PT.

В настоящее время аналоговая схема управления может быть выполнена не только на дискретных элементах, но и на специализированных интегральных микросхемах, предназначенных для построения импульсных стабилизаторов напряжения [34].

Функциональная схема понижающего преобразователя с цифровой системой управления на рис. 4.3 выполнена на основе микроконтроллере [35, 36]. В схеме использованы встроенные в микроконтроллер (МК)Ю аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и блок ШИМ. Остальная часть схемы реализована программным алгоритмом: сумматор ( $\Sigma$ ), задатчик (3), сумматоры/вычитатели и цифровые регуляторы ЦРН и ЦРТ.

Идеология построения схем с функциями стабилизации выходного напряжения для других типов преобразователей остается неизменной. Возможны отличия только в схемах ККМ и DC/AC преобразователях с "чистым синусом" на выходе, в которых в качестве опорного сигнала формируется синусоидальное напряжение.

Выходная характеристика DC/DC преобразователя с двумя контурами обратных связей по току и напряжению это зависимость выходного напряжения от выходного тока (рис. 4.4), т.е. от нагрузки. Она имеет два прямых участка: горизонтальный участок соответствует режиму стабилизации напряжения, а вертикальный – режиму стабилизации тока.



Рис. 4.4. Выходная характеристика DC/DC преобразователя

С увеличением нагрузки происходит переход от режима стабилизации напряжения к режиму стабилизации тока (участок с наклонном) соответствует режиму постоянной мощности *P*.

## 4.2. Модели аналоговой и дискретной системы управления

Структурная схема системы автоматического управления (рис. 4.5) состоит из объекта управления (ОУ), регулятора (Р) и устройства сравнения [37].



Рис. 4.5. Структурная схема САУ

На входы устройства сравнения (УС) подаются задающее воздействие g(t) и контролируемая (выходная) величина y(t). С выхода УС сигнал ошибки e(t) подается на регулятор. После обработки сигнала ошибки на выходе регулятора формируется управляющее воздействие u(t) на объект управления.

В зависимости от характера изменения g(t) системы управления делятся на следующие типы. При g(t)=const – система стабилизации, если g(t) изменяется по ранее неизвестному закону – следящая система, и если g(t) задается программным путем – система числового программного управления.

В соответствии с функциональными схемами (см. рис. 4.2 и 4.3), применительно к импульсным преобразователям g(t) – это источник опорного напряжения, устройство сравнения – усилитель ошибки, регулятор - регулятор по напряжению и ШИМ, объект управления – силовая часть преобразователя.

Динамические характеристики САУ определяются их передаточными функциями.

Непрерывные (аналоговые) САУ во временной области описываются функциями непрерывного времени (дифференциальными уравнениями), а в частотной области – передаточными функциями Лапласа с переменной "*p*".

Дискретные (импульсные и цифровые) САУ во временной области описываются функциями дискретного времени (разностными уравнениями), а в частотной области – передаточными функциями Лапласа с переменной "*z*".

Силовая часть преобразователя, работающая в импульсном режиме, описывается дискретной передаточной функцией (см. первую часть методического пособия [1]).

В зависимости от реализации регулятора, его передаточная функция может быть как непрерывной, так и дискретной.

Математическая модель непрерывной САУ представлена на рис. 4.6а, а на рис. 4.66 – дискретной САУ.

Передаточные функции непрерывной

$$W(p) = \frac{Y(p)}{G(p)} = \frac{F_p(p)F_{oy}(p)}{I + F_p(p)F_{oy}(p)}$$
(4.1)

и дискретной моделей САУ

$$W(z) = \frac{Y(z)}{G(z)} = \frac{F_p(z)F_{oy}(z)}{I + F_p(z)F_{oy}(z)}.$$
(4.2)

В теории автоматического управления принято считать, что коэффициенты передаточной функции объекта управления *F*<sub>oy</sub>

являются постоянными величинами, поэтому характер переходного процесса всей системы задается коэффициентам передаточной функции регулятора  $F_p$ . Задача синтеза системы (коэффициентов передаточных функций (4.1) и (4.2)) сводится к подбору параметров регулятора, т.е. его порядка передаточной функции и её коэффициентов.



Рис. 4.6. Математические модели непрерывной и дискретной САУ

Для нахождения передаточной функции силовой части рассмотрим состояние схемы (см. рис. 4.2) в двух фазах.

В фазе "а" ключ SI замкнут, а ключ S2 разомкнут (рис. 4.7).



Рис. 4.7. Схема СЧ в фазе "а"

В соответствии со схемой на рис. 4.7, система разностных уравнений, описывающих состояние схемы в фазе "а"

$$I_{C}^{a}(n) = \frac{E(n) - U_{C}(n-1)}{R} - \left(\frac{1}{R_{H}} + \frac{1}{R}\right) U_{C}(n-1);$$
  
$$\Delta U_{C}^{a}(n) = \frac{\tau}{C} I_{C}^{a}(n); U_{C}^{a}(n) = U_{C}(n-1) + \Delta U_{C}^{a}(n).$$
(4.3)

В фазе "б" наоборот, ключ *S1* разомкнут, а ключ *S2* замкнут (рис. 4.8).



Рис. 4.8. Схема СЧ в фазе "б"

Система разностных уравнений, описывающих состояние схемы в фазе "б"

$$I_{C}^{\delta}(n) = \left(\frac{1}{R_{H}} + \frac{1}{R}\right) U_{C}^{a}(n);$$

$$\Delta U_{C}^{\delta}(n) = \frac{T - \tau}{C} I_{C}^{\delta}(n);$$

$$U_{BbIX}(n) = U_{C}^{\delta}(n) = U_{C}^{a}(n) - \Delta U_{C}^{\delta}(n).$$

$$(4.4)$$

В выражениях (4.3) и (4.4)  $\tau$  – время нахождения схемы в фазе "a", (*T*- $\tau$ ) – время нахождения схемы в фазе "б", *n* – порядковый номер такта, *T* – период переключения ключей.

Решая систему уравнений относительно входного и выходного напряжений, получаем выражение

$$E(n)\frac{\tau}{RC} = U_{c}(n) - U_{c}(n-1) + U_{c}(n-1)\frac{T}{C}\left(\frac{1}{R_{H}} + \frac{1}{R}\right).$$
 (4.5)

Применяя к последнему уравнению дискретное преобразование Лапласа, находим передаточную функцию

$$F(z) = \frac{U_{_{BbX}}(z)}{E(z)} = \frac{\frac{1}{RC}}{1 - z^{-1} + z^{-1}} \frac{T}{C} \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R}\right)}.$$
(4.6)

Для нахождения передаточной функции САУ с аналоговым регулятором (см. рис. 4.2 и выражение (4.1)) необходимо выполнить преобразование дискретной передаточной функции к ее непрерывному эквиваленту. Осуществляя замену переменной в последнем выражении по формуле

$$z^{-1} = e^{-pT} \approx 1 - pT$$
 (4.7)

и пренебрегая членами второго порядка малости, находим

$$F(p) = \frac{U_{_{obx}}(p)}{E(p)} = \frac{\frac{1}{RC}\frac{\tau}{T}}{p + \frac{1}{C}\left(\frac{1}{R_{_{H}}} + \frac{1}{R}\right)} = qK_{_{oy}}\frac{\frac{1}{\tau_{_{oy}}}}{p + \frac{1}{\tau_{_{oy}}}},$$
(4.8)

где  $q = \frac{\tau}{T}$  – коэффициент заполнения импульсов,  $\tau_{oy} = c \frac{RR_{\rm H}}{R_{\rm H} + R}$  – постоянная времени объекта управления,  $K_{oy} = \frac{R_{\rm H}}{R_{\rm H} + R}$  – коэффициент передачи объекта управления на постоянном токе.

В DC/DC преобразователе управляющим воздействием (входом) для силовой части является коэффициент заполнения *q*. Передаточная функция силовой части по этому параметру находится из (4.8)

$$F_{oy}(p) = \frac{U_{obx}(p)}{q(p)} = E(p)K_{oy} \frac{\frac{1}{\tau_{oy}}}{p + \frac{1}{\tau_{oy}}}.$$
 (4.9)

Для ШИМ входным сигналом является напряжение с выхода регулятора, а выходом сигналом - коэффициент заполнения. ШИМ можно считать безинерционным звеном, поэтому его передаточную функцию определим как коэффициент преобразования

$$K_{np} = \frac{l}{U_{PWM}}, \qquad (4.10)$$

где *U*<sub>*PWM*</sub> – амплитуда напряжения ШИМ.

Из теории автоматического управления известно, что порядок передаточной функции регулятора должен быть равен порядку передаточной функции объекта управления [37-41]. При выполнении этого условия все коэффициенты передаточной функции САУ могут быть выбраны произвольным образом. Так как передаточная функция силовой части (4.9) имеет первый порядок, в качестве регулятора целесообразно использовать ПИзакон

$$F_p(p) = K_n + \frac{l}{p\tau_p}, \qquad (4.11)$$

где  $K_{\Pi}$  - коэффициент передачи пропорциональной части регулятора,  $\tau_{P}$  - постоянная времени интегральной части регулятора.

Подставляя выражения (4.9) - (4.11) в (4.1), находим передаточную функцию в аналоговой форме импульсного понижающего преобразователя напряжения

$$W(p) = \frac{pK_{n}K_{np}K_{oy}\frac{1}{\tau_{oy}} + K_{np}K_{oy}\frac{1}{\tau_{oy}\tau_{p}}}{p^{2} + p\frac{1}{\tau_{oy}}(1 + K_{n}K_{np}K_{oy}K_{d}) + \frac{K_{np}K_{oy}K_{d}}{\tau_{oy}\tau_{p}}},$$
(4.12)

где  $K_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  – коэффициент передачи резистивного делителя в схеме на рис. 4.2,  $K_{\rm np} = \frac{E}{U_{PWM}}$  – коэффициент преобразования.

Из передаточной функции находим частоту полюса

$$\omega_p = \sqrt{\frac{K_{np}K_{oy}K_d}{\tau_{oy}\tau_p}},$$
(4.13)

затухание полюса

$$d_{p} = \frac{I + K_{n} K_{np} K_{oy} K_{d}}{\sqrt{K_{np} K_{oy} K_{d}}} \sqrt{\frac{\tau_{p}}{\tau_{oy}}},$$
(4.14)

и коэффициент передачи на нулевой частоте

$$M = \frac{1}{K_d}.$$
 (4.15)

На рис. 4.9 представлена схема моделирования преобразователя с контуром обратной связи по напряжению.

В схеме на рис. 4.9 коэффициент передачи резистивного делителя *Кd* выбран равным единице. Частота переключения ключей (при моделировании была выбрана равной 10 кГц) задается в блоке ШИМ (на схеме PWM).





конденсаторе *C2* и резисторе *R3*. Пропорциональная составляющая регулятора задается коэффициентом передачи *Kn* усилителя. Инверсное переключение ключей достигается подачей выходного напряжения с *PWM* на "+" управляющий вход ключа *S1* и на "-" вход ключа *S2*.

В результате проведенного моделирования получены переходные характеристики (рис. 4.10) схемы (выход *Out*) и аналогичная характеристика при моделировании передаточной функции (4.12), которая задавалась блоком *LF* (выход *Out1*).



Рис. 4.10. Переходные характеристики схемы на рис. 4.9

На нижнем графике рис. 4.10 показан график "ошибки". Как видно из графика, с течением времени ошибка стремится к нулю. Из анализа графиков переходных характеристик моделируемой схемы и передаточной функции можно заметить небольшое отклонение одной характеристики от другой. Связано это, прежде всего, с тем, что при переходе от дискретной передаточной функции к непрерывной передаточной функции было использовано приближенное соотношение (4.7).

Если установить на выходе резистивный делитель напряжения, то согласно формуле (4.15), выходное напряжение можно задавать путем выбора ИОН с соответствующим напряжением (на схеме *Vin*) и коэффициента деления делителя напряжения.

Для нахождения передаточной функции стабилизатора с цифровым регулятором преобразуем передаточную функцию силовой части (4.6) к виду

$$F(z) = \frac{U_{\text{\tiny GMX}}(z)}{E(z)} = q \frac{K_{oy}}{z^{-1} + (1 - z^{-1}) \frac{\tau_{oy}}{T}}$$
(4.16)

или относительно управляющего воздействия

$$F_{oy}(z) = \frac{U_{Bbix}(z)}{q(z)} = E(z) \frac{K_{oy}}{z^{-1} + (1 - z^{-1}) \frac{\tau_{oy}}{T}}.$$
 (4.17)

Подставляя (4.7) в (4.11), находим передаточную функцию цифрового ПИ-регулятора

$$F_{p}(z) = K_{n} + \frac{T}{(1 - z^{-1})\tau_{oy}}.$$
(4.18)

Частоты выборки (работы регулятора) и частота переключения ключей в силовой части преобразователя в общем случае могут не совпадать, поэтому обозначим fs=1/T – частоту переключения ключей,  $f_T=1/T$  – частоту тактирования цифрового регулятора. С учетом принятых обозначений передаточные функции объекта управления

$$F_{oy}(z) = \frac{U_{sour}(z)}{q(z)} = E(z) \frac{K_{oy}}{z^{-1} + (1 - z^{-1})\tau_{oy}f_s}$$
(4.19)

и регулятора

$$F_{p}(z) = K_{n} + \frac{1}{f_{T}(1 - z^{-1})\tau_{oy}}$$
 (4.20)

Подставляя (4.19), (4.20) и (4.10) в (4.2), находим передаточную функцию понижающего DC/DC преобразователя с цифровым управлением

$$W(z) = \frac{K_{n}K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{s}\tau_{oy}} + K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{T}f_{s}\tau_{oy}\tau_{p}} - z^{-l}K_{n}K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{s}\tau_{oy}}}{z^{-2}\left(l - \frac{l}{f_{s}\tau_{oy}}\right) - z^{-l}B + A}$$

$$B = \left(2 + K_{d}K_{n}K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{s}\tau_{oy}} - \frac{l}{f_{s}\tau_{oy}}\right),$$

$$A = \left(l + K_{d}K_{n}K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{s}\tau_{oy}} + K_{d}K_{np}K_{oy}\frac{l}{f_{T}f_{s}\tau_{oy}\tau_{p}}\right).$$
(4.21)

142

На рис. 4.11 представлена схема моделирования преобразователя с контуром обратной связи по напряжению и цифровым регулятором. При моделировании схемы с цифровым регулятором были установлены такие же параметры, как и при моделировании схемы с аналоговым регулятором.

Частота переключения ключей в силовой части преобразователя и частота тактирования цифрового регулятора были выбраны равными *fs* = *fr*=10 кГц.

Для реализации элемента задержки *z*<sup>-1</sup> в схеме использован стандартный элемент "T", доступный в программе Micro Cap как элемент цифрового фильтра.

В результате проведенного моделирования получены переходные характеристики (см. рис. 4.12) схемы (выход *Out*) и аналогичная характеристика при моделировании передаточной функции (4.21), которая задавалась блоком Z (выход *Out D*).

Также как и с аналоговым регулятором, характер переходных процессов полученных в результате моделирования схемы и передаточной функции достаточно близок.

Здесь следует обратить внимание на то, что силовая часть преобразователя описывается передаточной функцией импульсной системы, а регулятора – цифровой системы. Обе передаточные функции были представлены как дискретные.

При выводе передаточной функции силовой части был сделаны различные допущения и пренебрежения, которые позволили упростить аналитические формулы. Поэтому графики переходных характеристик, полученные в результате моделирования схемы, следует считать более точными.







Ещё следует обратить внимание на то, что от нагрузки преобразователя зависят коэффициенты передаточной функции силовой части, поэтому характер переходных процессов всей системы является зависимым от нагрузки.

144
## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Денисенко Д.Ю., Иванов Ю.И., Финаев В.И. Основы силовой преобразовательной техники. Часть I: учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015. – 147 с.

2. Иванов Ю.И., Югай В.Я. Интерфейсы средств автоматизации. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 252 с.

3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. - М.: Техносфера, 2005. - 632 с.

4. Компоненты для источников питания [Электронный ресурс] // Режим доступа:

http://www.symmetron.ru/articles/brochures/SMPS.pdf

5. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Пер. с англ. – М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2008. – 272 с.

6. Рама Редди С.. Основы силовой электроники. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.

7. Володин В.: Назначение параметров модели трансформатора в Spice симуляторах [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://valvolodin.narod.ru/articles/mutual.pdf

8. Micro-Cap Evaluation/Student Version [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://www.spectrum-soft.com/download.shtm

9. Ключевой вопрос силовой электроники [Электронный ресурс] // Режим доступа:

http://multikonelectronics.com/subpage.php?i=11&p=8

10. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

11. Transient Voltage Suppressors [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://lib.chipdip.ru/274/DOC000274570.pdf

12. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

13. Шиганов А.А. APS-71102 - новый программируемый источник постоянного и переменного напряжения [Электронный pecypc] // Режим доступа: http://www.prist.ru/info/articles/aps-71102.htm

14. Коротко о частотно-регулируемом приводе [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://energosberezhenie.ru/product 9.html

15. Разновидности преобразователей частоты [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://elenergi.ru/raznovidnostipreobrazovatelej-chastoty.html

16. Садиков Д.Г., Титов В.Г.. Выбор перспективной топологии построения преобразователя частоты для электроприводного газоперекачивающего агрегата [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2014, №1. – Режим доступа: http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2014/2244

17. Колпаков А., Карташов Е.. Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями // Силовая электроника, 2009, №2.- С. 57-65.

18. Лазарев Г. Частотно-регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок – эффективная технология энерго- и ресурсосбережения на тепловых электростанциях // Силовая электроника, 2007, №3, - С. 41-48.

19. Донской Н., Иванов А., Матисон В., Ушаков И.. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики. // Силовая электроника. №1, 2008. С. 43-46.

20. Коэффициент мощности [Электронный ресурс] // Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент мощности

21. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А.. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения переменного тока Часть III.1. Обзор и анализ схемотехнических средств, выбор перспективных направлений модернизации // Силовая электроника. №5, 2009. - С. 86-89.

22. Овчинников Д.А., Кастров М.Ю., Лукин А.В., Малышков Г.М., Герасимов А.А. Пассивные корректоры коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. №5. - 2002.

23. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Компоненты и технологии. №4, 2009. - С. 8-11.

24. Климов В.П., Федосеев В.И.. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://www.tensy.ru/article07.html

25. Климов В., Климова С., Карпиленко Ю.. Корректоры коэффициента мощности однофазных источников бесперебойного питания // Силовая электроника. №3, 2009. - С. 40-42.

26. Ушков А.С., Колганов А.Р.. Исследование современных методов энергосберегающего управления асинхронным электроприводом // Вестник ИГЭУ. Вып. 2, 2012. - С. 56-62.

27. Васильев А., Худяков В., Хабузов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств // Силовая электроника. №2, 2004. - С. 72-77.

28. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников электропитания для телекоммуникационного оборудования и систем промышленной автоматики // Силовая электроника. №2, 2005. С. 70-74.

29. Новые высокоскоростные Диоды Шоттки от STMicroelectronics на основе Карбид кремния (SiC) [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://www.promelec.ru/company/news/680/

30. Слабухин А.. Диоды с барьером Шоттки на основе карбида кремния в корректорах коэффициента мощности // Компоненты и технологии. №2, 2005. - С. 114-117.

31. Майкл О'Лохлин. Новые решения в области многофазной коррекции коэффициента мощности // Электронные компоненты. №6, 2008. С. 51-55.

32. L6561 Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector. Application Note AN966 [Электронный ресурс] // Режим доступа: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\_note /CD00004002.pdf

33. ABB. Коррекция коэффициента мощности и фильтрация гармоник в электроустановках. Серия инженера-конструктора [Электронный ресурс] // Режим доступа:

https://library.e.abb.com/public/56e521b30dedd3a2c1257b560029880f/8 Power factor correction and harmonic filtering in electrical plants.pdf

34. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е изд., испр. и доп. – М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2001. – 608 с.

35. Иванов Ю.И., Югай В.Я. Технические средства автоматизации и управления // Методическое руководство к лабораторным работам. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 92 с.

36. Игнатов С., Самоделов А.. Источники питания с цифровым управлением // Силовая электроника. №2, 2012. - С. 54-62.

37. Денисова Г.В., Иванов Ю.И. Разработка математической модели DC-AC преобразователя // Информационные технологии, системный анализ и управление – ИТСАиУ-2013/ Сборник трудов XI Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2013 – Т.2. – 200 с. С. 167-169.

38. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник. М.: Высшая школа, 2010. – 415 с.

39. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. / Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 592 с.

40. Рабинер Л., Гоулд Б.. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

41. Густав Олссон, Джангуидо Пиани. Цифровые системы автоматизации и управления. – СПб.: Невский Диалект, 2001. – 557 с.

Учебное издание

Денисенко Дарья Юрьевна Иванов Юрий Иванович Финаев Валерий Иванович

## ОСНОВЫ СИЛОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ Часть II Учебное пособие

Ответственный за выпуск Иванов Ю.И. Редактор: Кочергина Т.Ф. Корректор: Надточий З.И.

Заказ № 73 Формат 60х84 1/16 Печ. л. – 9,1 Подписано к печати 22.06.2016 г. Уч.-изд.л. – 9,0 Тираж 100 экз

Издательство Южного федерального университета 344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки 200/1. Тел. (863) 2478051

Отпечатано в секторе обеспечения полиграфической продукцией кампуса в г. Таганроге отдела полиграфической, корпоративной и сувенирной продукции ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ. ГСП 171, Таганрог, 28, Энгельса, 1 Тел. (8634) 371717

149