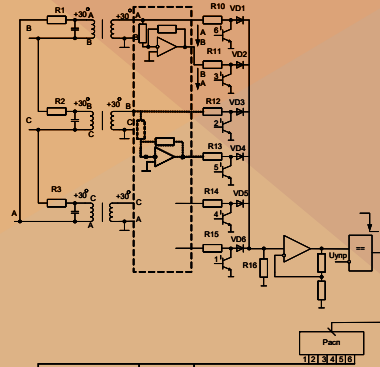
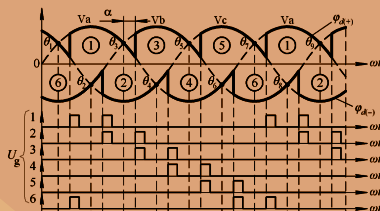
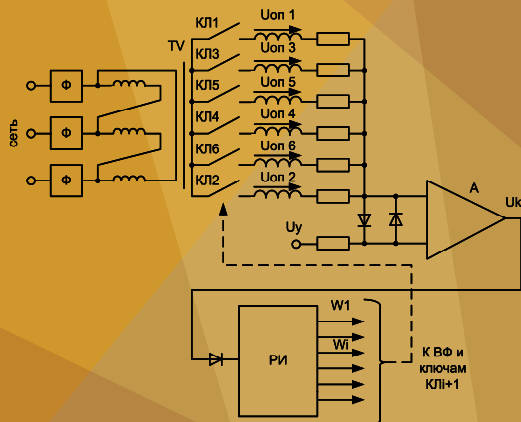


М.В. Позднов

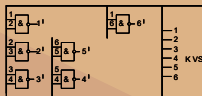
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Лабораторный практикум



© ФГБОУ ВО «Тольяттинский
государственный университет», 2020

ISBN 978-5-8259-1507-4



УДК 621.38
ББК 74.58Я73

Рецензенты:

канд. техн. наук, доцент кафедры «Инновационные технологии» Поволжского государственного университета сервиса
О.В. Маршанская;

д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры «Промышленная электроника» Тольяттинского государственного университета
В.П. Певчев.

Позднов, М.В. Системы управления электронными преобразователями : лабораторный практикум / М.В. Позднов. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2020. – 1 оптический диск. – ISBN 978-5-8259-1507-4.

Практикум содержит лабораторные работы по дисциплине «Системы управления полупроводниковыми преобразователями», а также методические рекомендации по их выполнению. В каждой работе представлен необходимый теоретический материал для выполнения заданий.

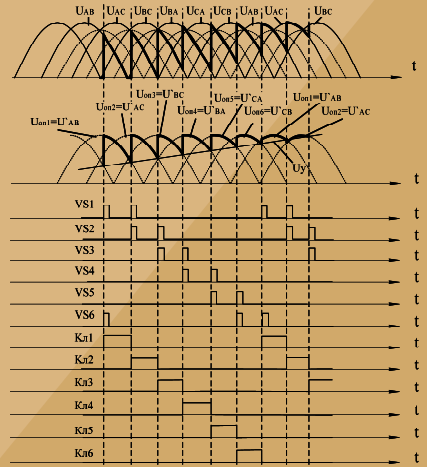
Практикум предназначен для студентов, обучающихся по направлению подготовки магистров 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» очной формы обучения высшего образования.

Текстовое электронное издание.

Рекомендовано к изданию научно-методическим советом Тольяттинского государственного университета.

Минимальные системные требования: IBM PC-совместимый компьютер: Windows XP/Vista/7/8; PIII 500 МГц или эквивалент; 128 Мб ОЗУ; SVGA; CD-ROM; Adobe Acrobat Reader.

© ФГБОУ ВО «Тольяттинский
государственный университет», 2020



Редактор *Е.В. Пилясова*
 Технический редактор *Н.П. Крюкова*
 Компьютерная верстка: *Л.В. Сызганцева*
 Художественное оформление,
 компьютерное проектирование: *Г.В. Карасева*

Дата подписания к использованию 26.05.2020.
 Объем издания 3,1 Мб.
 Комплектация издания: компакт-диск, первичная упаковка.
 Заказ № 1-03-19.

Издательство Тольяттинского государственного университета
 445020, г. Тольятти, ул. Белорусская, 14,
 тел. 8 (8482) 53-91-47, www.tltsu.ru

Содержание

Лабораторная работа 1. Исследования релейных регуляторов тока	5
Лабораторная работа 2. Реализация широтно-импульсной модуляции напряжения по синусоидальному закону в автономных инверторах напряжения	14
Лабораторная работа 3. Исследование схем фазового управления	21
Лабораторная работа 4. Управление трехфазным автономным инвертором напряжения (АИН)	26
Лабораторная работа 5. Системы импульсно-фазового управления трехфазным мостовым выпрямителем	32
Лабораторная работа 6. Системы управления автономными резонансными инверторами (АИР)	46
Лабораторная работа 7. Система управления импульсным преобразователем постоянного напряжения (ИППН)	59
Лабораторная работа 8. Импульсные системы заряда емкостных накопителей	69
Лабораторная работа 9. Управление тягой исполнительного электромагнитного устройства с помощью электронной системы	75
Лабораторная работа 10. Система управления однофазным мостовым выпрямителем с асинхронным фазосмещающим устройством (ФСУ)	82

Лабораторная работа 1

Исследования релейных регуляторов тока

Цель работы — достичь понимания принципов релейного регулирования тока в импульсных регуляторах с двумя и тремя устойчивыми состояниями, закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить работу импульсных схем: одноконтурного импульсного преобразователя напряжения первого рода, двухконтурных инверторов напряжения (мостовой, полумостовой схемы).
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Промоделировать в пакетах моделирования работу релейного регулятора тока LR -нагрузки на примере одноконтурного импульсного преобразователя напряжения.
2. Промоделировать в пакетах моделирования работу релейного регулятора тока LR -нагрузки на примере инвертора, работающего на двух и трех состояниях.
3. Установить зависимости тока от параметров регулирования и нагрузки, оформить отчет.

Теоретическое описание

Принцип релейного регулирования

1. Двухпозиционная схема управления

Системой управления с релейным регулятором называют систему автоматического регулирования, устойчивое функционирование которой обеспечивается периодическим переключением направления движения. При этом управляющее воздействие может принимать ограниченное число фиксированных состояний, обычно два или три.

Импульсный релейный регулятор содержит импульсный преобразователь (например, это может быть по структуре импульсный преобразователь постоянного напряжения), в котором в соответствии с алгоритмом осуществляется коммутация источника пита-

ния E на нагрузку. Система управления (СУ) осуществляет отслеживание по обратной связи тока i_{oc} и определяет состояния ключа k для формирования тока в нагрузке по заданному закону i_3 с необходимой абсолютной ошибкой Δ .

Рассмотрим работу регулятора на примере $L_H R_H$ -нагрузки (рис. 1.1). Регулятор с двумя состояниями работает, как правило, по двум алгоритмам:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} k = 1, E \\ k = 0, 0 \end{cases} \text{ или } U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} k = 1, E \\ k = 0, -E \end{cases}$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение, приложенное к нагрузке в заданном состоянии; k – состояния ключа (ключей); $E, -E$ – напряжение, поданное на нагрузку от источника питания E .

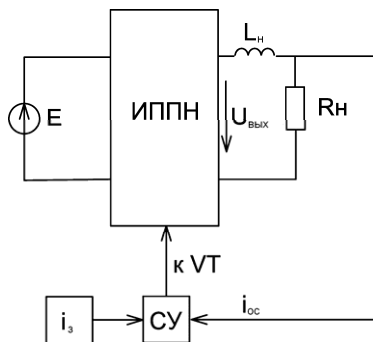


Рис. 1.1. Функциональная схема импульсного регулятора

Таким образом, к нагрузке может прикладываться либо однополярное напряжение, либо двухполярное. Это влияет в конечном итоге на скорость регулирования.

Условием переключения k в случае регулирования тока активнo-индуктивной нагрузки является достижение параметром регулирования (тока) зоны с абсолютной погрешностью Δ , отсчитываемой от заданного значения тока i_3 (рис. 1.2):

$$k = \begin{cases} i \geq (i_3 + \Delta), 1 \\ i \leq (i_3 - \Delta), 0 \end{cases}$$

Здесь $i_3 + \Delta$ и $i_3 - \Delta$ верхняя и нижняя границы тока задания. В схемотехнической реализации отслеживание порогов может осу-

ществляться компараторами (рис. 1.3, а). Поскольку компаратор управляется не токами, а напряжениями, предполагается, что сигнал обратной связи по току и токовые пороги (i_{oc} , $i_3 + \Delta$ и $i_3 - \Delta$) являются напряжениями, пропорциональными этим токам. Верхний компаратор следит за пересечением током i_{oc} верхней границы тока задания. При ее превышении током i_{oc} (рис. 1.2) на R-вход подается единица – триггер переходит в состояние 0, и ключ отключается: $k = 0$. Это вызывает спад тока i_{oc} . При дальнейшем пересечении нижней границы током i_{oc} ключ включается: $k = 1$, и ток начинает нарастать.

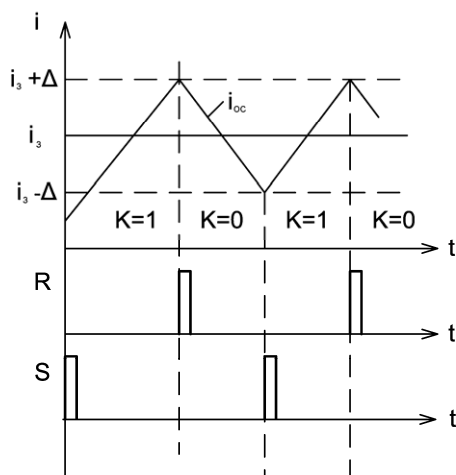


Рис. 1.2. Диаграммы регулирования тока в системе с двумя фиксированными состояниями

Сформировать схемотехнически $i_3 - \Delta$ и $i_3 + \Delta$ можно по-разному, один из вариантов с использованием пороговых элементов VD1 и VD2 приведен на рис. 1.3. Расчет схемы выполнен таким образом, что через диоды всегда будут протекать токи из источника $-E$ в источник $+E$, при этом падения напряжений на VD1, VD2 будут примерно постоянными. Соответственно, потенциалы точек на катоде VD1 и аноде VD2 выше и ниже напряжения задания, соответствующего току i_3 , на одинаковую величину Δ . Достоинством схемы является простота задания порогов, однако плавная регулировка этих порогов невозможна. Некоторое изменение порогов дискретным образом возможно путем добавления дополнительных последовательно установленных диодов к диодам VD1, VD2 либо замены их на стабилитроны.

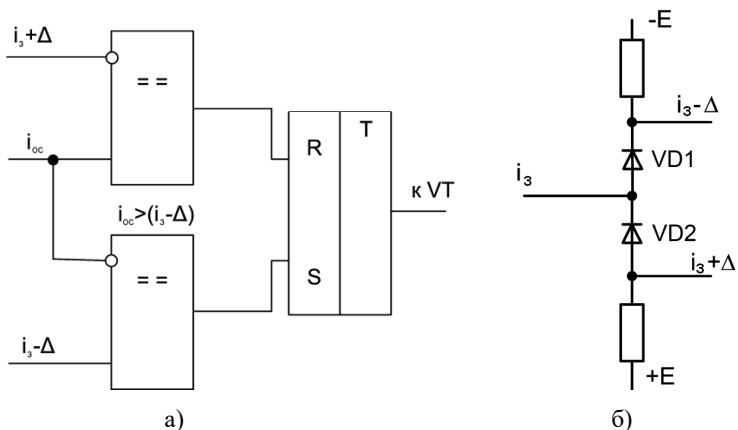


Рис. 1.3. Варианты схемной реализации элементов регулятора, работающего на двух состояниях: а – регулятор тока; б – схема задания порогов $i_3 + \Delta$, $i_3 - \Delta$

2. Трехпозиционная схема управления

В случае регулятора с тремя состояниями выходное напряжение изменяется по закону:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} k = 1, E \\ k = 0, 0 \\ k = -1, -E \end{cases} .$$

То есть на нагрузке может быть напряжение одного из трех уровней ($+E$, 0 , $-E$). При этом изменение тока от действия этих напряжений может быть как форсированным ($k = -1$ или $k = 1$), так и логичным ($k = 0$).

Трехпозиционное регулирование имеет существенные преимущества перед двухпозиционным и в некоторых случаях может оказаться предпочтительным, несмотря на сложность реализации. Основные преимущества этого алгоритма регулирования:

- частота коммутаций ниже, чем в двухпозиционном, а следовательно, ниже и потери в ключевых элементах;
- сквозные токи возникают только в одном плече при каждом переключении, где ключи переключаются с верхнего на нижний или наоборот, это уменьшает динамические потери в преобразователе в два раза;

- в магнитопроводе нагрузки потери также уменьшаются, так как они примерно зависят от квадрата напряжения (квадрата скорости нарастания потока в магнитопроводе), а в случае двуполярного напряжения (при двух состояниях управления) он выше, так как в трехпозиционной схеме есть промежутки с нулевым напряжением.

Примерная диаграмма переключений при формировании тока в нагрузке в инверторной мостовой схеме показана на рис. 1.4, б ($i_3 > 0$).

Возможны следующие состояния переключения ключей: VT1 = 1, VT4 = 1 – соответствует режиму $k = 1$; VT1 = 1, VT4 = 0 – соответствуют режиму $k = 0$; VT1 = 0, VT4 = 0 – соответствуют режиму $k = -1$.

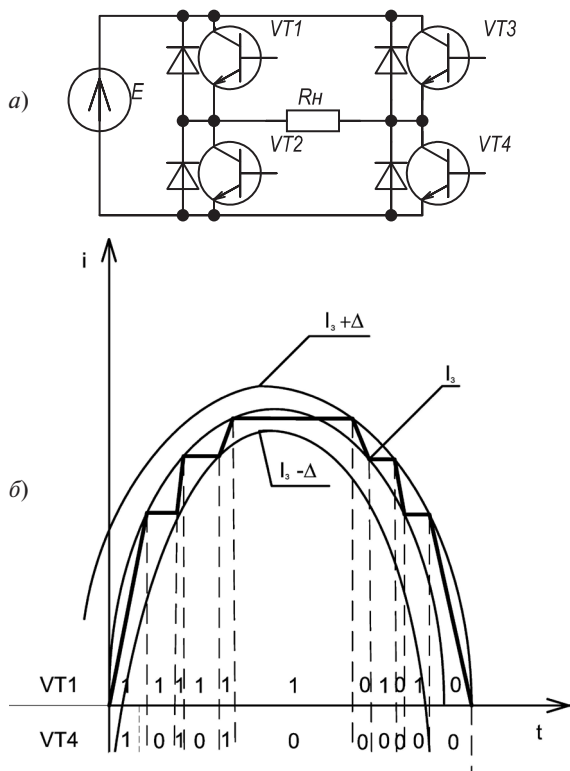


Рис. 1.4. Силовая схема регулятора (а) и диаграммы его работы при трех фиксированных состояниях (б)

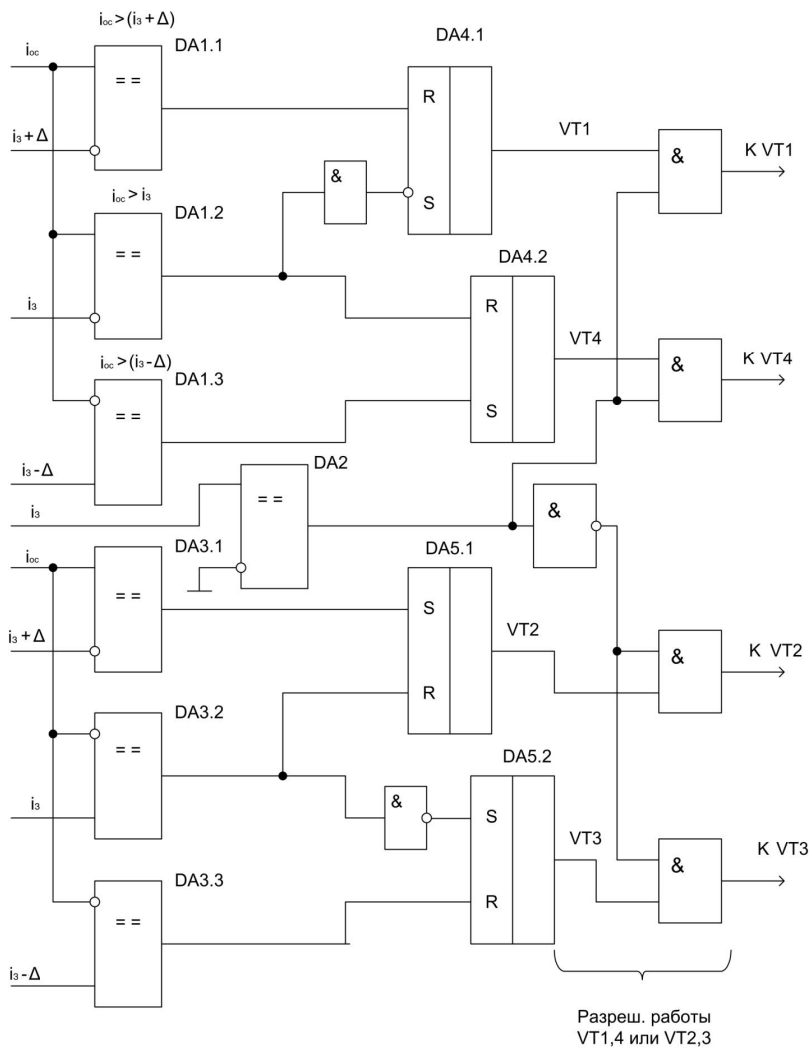


Рис. 1.5. Схема реализации алгоритма трехпозиционного релейного управления

Формирование тока i_{oc} на положительной волне i_s происходит при помощи переключения только диагональных ключей VT1, VT4, остальные ключи остаются выключены весь этот промежуток (на поле графика обозначено состояние ключей VT1 и VT4). При этом можно заметить (рис. 1.4, б), что переключение одного ключа

ча (например, VT4) из 0 в 1 и обратно происходит при пересечении уровней $i_3 - \Delta$ и, соответственно, i_3 , а второго (VT1) – только при пересечении уровней $i_3 + \Delta$ и i_3 , следовательно, необходимо три компаратора (DA1.x) для управления этими ключами (рис. 1.5). Парная работа компараторов DA1.1 и DA1.2, а также DA1.2 и DA1.3 во многом аналогична работе в двухпозиционном регуляторе.

Смена полярности i_3 должна приводить к запрету формирования управления ключами VT1, VT4 и разрешению работы VT3, VT2 для симметричного формирования тока в нагрузке отрицательной полярности. Для этих целей можно использовать компаратор DA2 полярности i_3 и стробирующие элементы на выходе регулятора (см. рис. 1.5). Особенностью управления также является то, что со сменой полярности тока i_3 нижний порог тока $i_3 - \Delta$ становится верхним, а верхний $i_3 + \Delta$ – нижним, что также требует смены полярности входов у компараторов (DA3.x), управляющих VT3, VT2.

Возможно также использование в схеме не шести компараторов, а всего трех.

Алгоритм обработки данных

1. Промоделировать работу схемы двухпозиционного регулятора в программе моделирования электронных схем (например, Simulink, MicroCap). За основу силовой части взять однотактный импульсный преобразователь напряжения с LR -нагрузкой, без выходного конденсатора. Схема должна состоять из силовой и управляющей частей. Принять $E = 200$ В, $L = 10$ мГн, $R = 1$ Ом.

2. Исследовать работу регулятора на мостовой схеме для двух состояний. Для этого за основу принять инверторную мостовую схему на транзисторах с той же LR -нагрузкой. Первое состояние схемы соответствует подаче положительного напряжения (двух диагонально открытых ключей), второе – подаче отрицательного напряжения (двух других диагональных ключей).

3. Синтезировать работу схемы регулятора для трех состояний.

4. Промоделировать отработку постоянного уровня тока нагрузки $i_3 = 5$ А с заданной ошибкой $\Delta = 2$ А на двухпозиционном и трехпозиционном регуляторах, отобразить работу схемы в отчете.

5. Промоделировать отработку тока нагрузки так же, как и в п. 4, при задании тока, являющегося суммой постоянной и синусоидальной составляющих $i_3 = 5 + 5 \sin(314 \cdot t)$, т. е. при этом весь сигнал тока задания i_3 больше нуля. Результат моделирования также отразить диаграммами в отчете.

6. Промоделировать отработку тока нагрузки двуполярного сигнала $i_3 = 5 \sin(314 \cdot t)$ (в случае с двухтактным преобразователем) на схемах с двумя и тремя состояниями. За основу принять инверторную мостовую схему на транзисторах.

7. Сделать выводы о влиянии на точность отработки тока в схеме и на частоту коммутаций:

- порогов задания;
- параметров нагрузки (изменить L в два раза, изменить R в два раза);
- напряжения питания;
- типа схемы управления регулятора (ИППН, инвертор на транзисторах на двухтактном, трехтактном алгоритме).

Сравнить по диаграммам работу схем с двумя и тремя состояниями.

Предусмотреть в схеме управления задание порогов:

- фиксированным (на пороговых элементах);
- изменяемым (на операционных усилителях).

8. Сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните принцип работы релейного регулятора тока.
2. Поясните работу релейного регулятора тока на двух состояниях.
3. Поясните работу релейного регулятора тока на трех состояниях.
4. Что отличает регулятор на трех состояниях от регулятора на двух состояниях? Что происходит при этом состоянии в силовой схеме?
5. Каковы преимущества и недостатки применения регулятора на трех состояниях по сравнению с регулятором на двух состояниях?
6. Объясните структуру схемы, реализующей алгоритм трехпозиционного релейного управления.
7. Поясните структуру схемы, реализующей алгоритм трехпозиционного релейного управления.
8. Как влияет на частоту коммутаций схемы диапазон регулирования? Почему?
9. Как влияют на частоту коммутаций схемы параметры нагрузки? Почему?
10. Как влияет на частоту коммутаций схемы напряжение питания силовой схемы? Почему?

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н, Румянцева Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 2

Реализация широтно-импульсной модуляции напряжения по синусоидальному закону в автономных инверторах напряжения

Цель работы – достичь понимания принципов широтно-импульсного регулирования напряжения на нагрузке и схемной реализации этого метода, закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить работу одноуровневой широтно-импульсной модуляции (ШИМ) однополярного и двухполярного типа.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Синтезировать и исследовать схему, реализующую однополярную ШИМ.
2. Синтезировать и исследовать схему, реализующую двухполярную ШИМ.

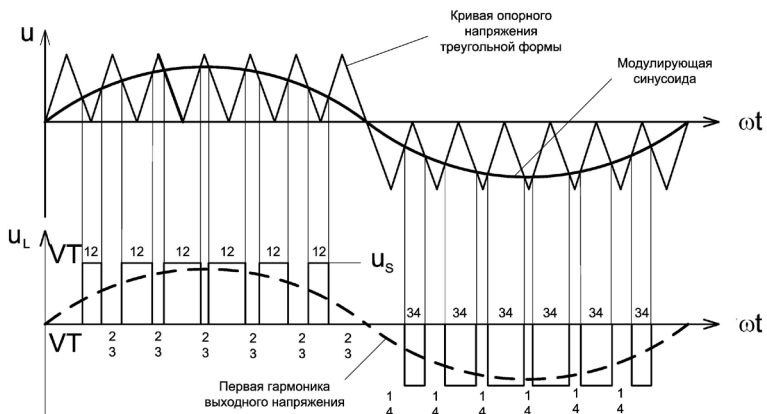
Теоретическое описание

1. Реализация однополярной ШИМ с модуляцией длительности импульсов по синусоидальному закону в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения

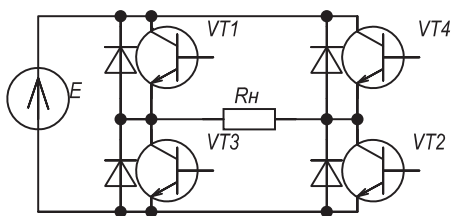
Переключение ключей для формирования однополярной модуляции (рис. 2.1):

- VT1, VT2 для положительного напряжения E ;
- VT3, VT4 для отрицательного напряжения $-E$;
- VT1, VT4 и VT2, VT3 для нулевого напряжения (закоротка) 0.

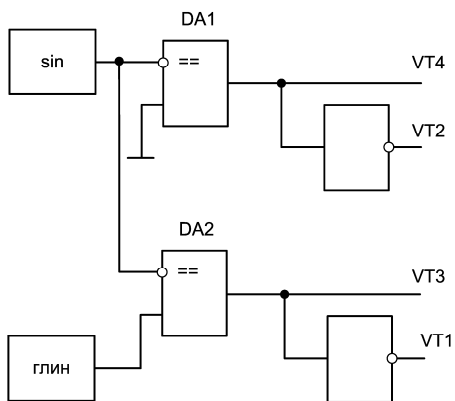
При этом очевидно, что для формирования положительных напряжений, т. е. первого полупериода синусоиды, необходимо применение переключений 1, 2 и 2, 3, для отрицательных – 1, 4 и 3, 4. Моменты переключений отражены на рис. 2.1, а. Характерным на графике является то, что моментами каждой коммутации являются моменты равенства модулирующей синусоидальной функции (функция задания регулятора) с сигналом генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН).



а)



б)



в)

Рис. 2.1. Диаграммы, раскрывающие принцип ШИМ по синусоиде в однополярном режиме (а), силовая схема для ШИМ (б), пример схемной реализации ШИМ (в)

Используя ГЛИН, работающий по описанному алгоритму, можно довольно просто реализовать ШИМ. Пример такой схемы приведен на рис. 2.1, в. Верхний компаратор DA1 определяет состояние одного из диагональных ключей (2 или 4), осуществляющих подключение полного напряжения на нагрузку. Эти состояния, как видно из рис. 2.1, а, не изменяются в течение полупериода. Второй компаратор DA2 определяет интервалы, когда напряжение ГЛИН превышает модулирующую синусоиду. На рис. 2.1, а можно увидеть, что именно в эти интервалы времени работает ключ 3, а в инверсии к нему – ключ 1. Следует также заметить, что на отрицательной полувольте задающего сигнала (синусоиды) логика работы ключей 3 и 1 не меняется. Следовательно, управляющие импульсы на транзисторы 3, 1 можно сформировать компаратором DA2 и инвертором.

Возможен несколько другой алгоритм управления инвертором, при котором на интервалах нулевого напряжения на нагрузке остается в работе только один ключ, например 2 или 4, вместо двух. При этом ключи 2 и 4 работают так же, как и в предыдущей схеме, по очереди на каждом полупериоде, когда синусоида больше или меньше нуля. Однако один из ключей 1 и 3 весь полупериод выключен, а переключение другого по-прежнему выполняется по условию сравнения сигнала ГЛИН и задающего синуса. Тогда логика работы устройства, как видно из рис. 2.2, будет несколько иной.

Как и у предыдущей системы управления (СУ), состояние ключей одного плеча 2, 4 зависит только от полярности модулирующего напряжения и схемная реализация их работы определяется компаратором напряжения, на инвертирующий вход которого подается модулирующий сигнал, а на неинвертирующий – нулевой. Далее, как видно из рисунка, в первой половине полупериода синусоиды в паре со вторым ключом работает первый, когда модулирующий сигнал выше сигнала ГЛИН. Когда же напряжение ниже, первый закрыт, при этом весь полупериод третий транзистор закрыт. На втором полупериоде первый закрыт, а третий то открывается, то закрывается при достижении сигналом уровня ГЛИН. Такая логика работы для транзистора 1 синтезируется логическим умножением сигнала с выхода второго компаратора на сигнал первого. При этом включение первого транзистора на первом и третьего на втором по-

лупериоде происходит аналогично, т. е. на промежутках, когда напряжение синусоиды выше ГЛИН. Особенностью схемы является то, что модулирующее напряжение (синусоидальное) предварительно преобразуется функцией модуля, при этом становится возможным использование однополярного ГЛИН, не меняющегося по знаку в зависимости от модулирующего сигнала, как в схеме на рис. 2.1, что является преимуществом этой схемы.

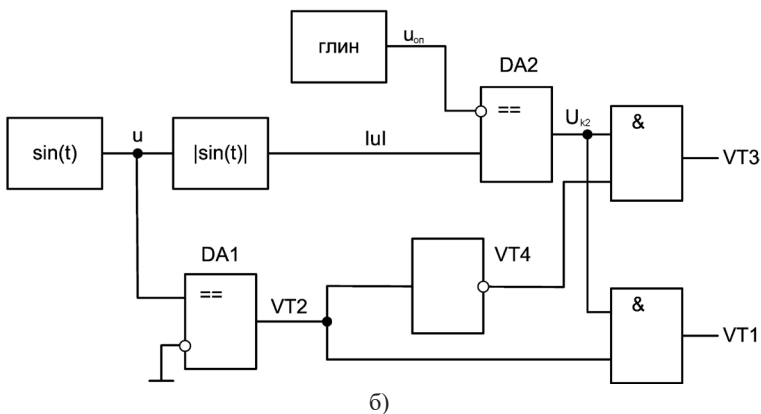
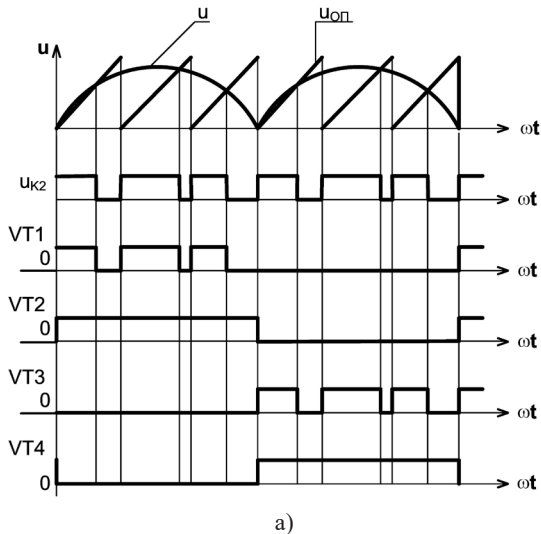
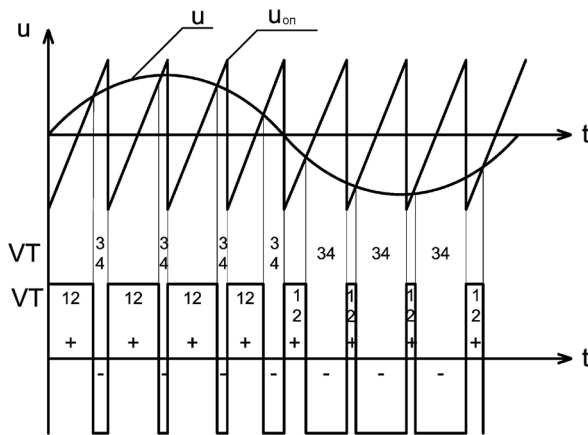


Рис. 2.2. Принцип модуляции ШИМ по синусоиде в однополярном режиме (а) и реализующая ее схема (б)

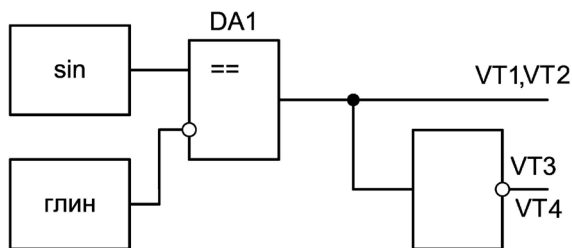
Указанная модификация ШИМ может применяться при активной и активно-индуктивной нагрузке, при наличии емкостной составляющей необходимо все же, чтобы при формировании нулевого напряжения открывались два ключа – 1, 4 и 3, 2.

2. Реализация двуполярной ШИМ с модуляцией длительности импульсов по синусоидальному закону в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения

Принцип формирования двуполярной ШИМ изображен на рис. 2.3.



а)



б)

Рис. 2.3. Диаграммы, поясняющие принцип формирования двуполярной ШИМ по синусоидальному закону (а), принципиальная схема модулятора (б)

Он заключается в формировании на нагрузке всегда только напряжения источника прямой и обратной полярности, т. е. для

этого на положительной полярности включаются ключи VT1, VT2 и на отрицательной полярности VT3, VT4. На рис. 2.3 показаны диаграммы формирования модулирующих последовательностей. Для осуществления этой модуляции, и это является особенностью, требуется наличие ГЛИН с двуполярным сигналом, при этом в отличие от однополярной ШИМ полярность ГЛИН не меняется в зависимости от модулирующего сигнала. Из-за этого двуполярная модуляция проще организуется в схемном исполнении. Для этого необходимы один компаратор и инвертор (см. рис. 2.3, б).

Надо отметить, что указанные логические операции могут быть реализованы с помощью микроконтроллерных систем с программным кодом, соответствующим указанным операциям, при их построении необходимо только учитывать быстродействие аналогово-цифрового преобразования входного сигнала.

Если в качестве задающего напряжения использовать сигнал иной формы, то ШИМ будет кодировать в составе своего спектра спектральную информацию этого сигнала. При этом только необходимо, чтобы частота ГЛИН была в несколько раз выше, чем самая высокая частота спектра исходного сигнала.

Алгоритм обработки данных

1. Синтезировать схему управления для режима работы *двуполярной ШИМ*, затем промоделировать ее работу в мостовой схеме на нагрузку.

Привести полученное при моделировании напряжение на нагрузку.

Полученное импульсное напряжение разложить в ряд Фурье и изобразить его в виде спектра сигнала.

Изменяя амплитуду задания синусоиды от нуля до максимального (определяемого максимальным уровнем кривой с генератора линейно изменяющегося напряжения), определить:

- коэффициент гармоник в напряжении ШИМ (ТНД);
- первую гармонику в разложенном напряжении;
- модулированные гармоники с максимальными амплитудами (по частоте они примерно совпадают с ШИМ).

Указанные выше параметры построить в виде графиков зависимости от отношения текущей амплитуды напряжения задания к максимальному амплитудному напряжению ГЛИН.

2. Синтезировать схему управления для режима работы *однополярной ШИМ*, затем промоделировать ее работу в мостовой схеме на нагрузку.

Получить зависимости, аналогичные п. 1.

3. Провести сравнение методов ШИМ.

4. Сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования и расчетные графики.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните суть ШИМ.
2. Почему для ШИМ в качестве опорного используют периодически изменяемое линейно изменяющееся напряжение?
3. Какова последовательность переключения ключей в ШИМ при двуполярной модуляции?
4. Какова последовательность переключения ключей в ШИМ при однополярной модуляции?
5. Сравнить двуполярную и однополярную ШИМ при модуляции по закону синуса.
6. Поясните работу схемы однополярной ШИМ.
7. Поясните работу схемы двуполярной ШИМ.

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцева Ю.Д. Моделирование систем управления с применением МАТЛАВ : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 3

Исследование схем фазового управления

Цель работы – достичь понимания принципов импульсно-фазового регулирования напряжения на примере регулируемого однофазного выпрямителя и особенностей схемных реализаций этого метода, закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Изучить работу схем импульсно-фазового регулирования на тиристорах.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

Исследовать схемы однополупериодных выпрямителей с импульсно-фазовым управлением в программе моделирования электронных схем.

Теоретическое описание

1. Применение схем импульсно-фазового управления на примере бытовой техники

Применение в приборах бытовой техники силовой электроники определяется ее пригодностью к специфическим для этой техники условиям сбыта и применения. Приборы бытовой техники отличаются от приборов, применяемых в промышленности, следующим:

- себестоимость и, соответственно, цена приборов должны быть значительно ниже. Повышенная стоимость бытовой техники не всегда определяется более сложной конструкцией и более низкой стоимостью эксплуатации;
- количество выпускаемых изделий бытовой техники значительно выше, чем промышленной.

В электрических приборах, используемых в домашних условиях, потребляемая мощность лежит в диапазоне от нескольких ватт до 2000 ватт. Приборы подключены почти полностью к однофазной цепи переменного тока напряжением 220 В. Размеры и масса приборов подлежат строгому лимитированию, особенно это отно-

сится к переносным приборам. В соответствии с этими критериями требуется сильное упрощение схем по сравнению с промышленными приборами. Однако в нынешнее время в связи с развитием интегральных схем, например схем частного использования, произошёл поворот в этой тенденции, особенно отчетливо видный в больших приборах. Электромеханическое управление все чаще заменяется электронным, вплоть до применения микропроцессоров. В табл. 3.1 указаны возможные способы применения силовой электроники в бытовой технике.

Таблица 3.1

Возможные способы использования силовой электроники
в бытовых приборах

Фазоимпульсное управление		
Нагрузка	Входная мощность, Вт	Приборы
Универсальный коллекторный двигатель	40–60	Швейные машины Переносные вращающиеся приборы (фены, миксеры) Ручные электродрели и др. ручные инструменты Кухонные машины Пылесосы
	100–160	
	250–600	
	300–450 100–800	
Двигатель постоянного тока	600–800	Стиральные машины
Асинхронный двигатель	5–100	Вентиляторы Холодильники, газонокосилки, стиральные и сушильные автоматы Привод ворот гаража
	100–800 100–500	
Лампы накаливания	40–400	Регулятор освещения
Широтно-импульсное управление на низкой частоте («включено – выключено»)		
Нагрев	60–150	Электрогрелки Паяльники, утюги Холодильники Электроплиты, духовые шкафы, стиральные и сушильные машины
	60–800	
	100–150	
	До 2000	
Элементы на основе эффекта Пельтье	40–240	Холодильники, кондиционеры

2. Фазовое управление

В бытовых электрических приборах для упрощения силовых схем и цепей управления управляющие импульсы обычно формируются без гальванической развязки непосредственно от сетевого напряжения, без точной синхронизации их в моменты перехода напряжения через ноль.

В простейшем случае с помощью регулируемого резистора, используемого как добавочное сопротивление или делитель напряжения, можно изменить ток управления и тем самым изменить угол управления α в диапазоне $0 < \alpha < 90$ (рис. 3.1, а; 3.2, а). Этот способ управления основан на зависимости напряжения $U_{(BO)}$ включения силового прибора от тока управления i_g . Небольшой наклон характеристики $U_{(BO)} = f(i_g)$ и ее разброс для различных экземпляров приводят к существенным недостаткам, например к неточности в задании момента отключения, сужению диапазона регулирования. Эти недостатки делают такой способ управления непригодным на практике.

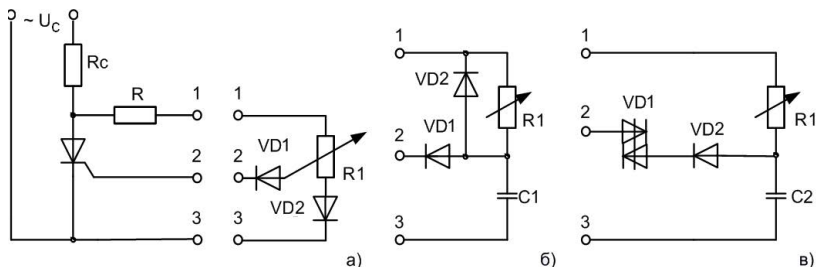


Рис. 3.1. Схемы цепей управления однополупериодным выпрямителем:
а – вертикальное; б – горизонтальное; в – амплитудное

При добавлении в схему конденсатора C_1 (рис. 3.1, б и 3.2, б) изменяется фаза тока i_g , протекающего через управляющий электрод тиристора, через резистор R_1 и прибор VD_1 . Диапазон регулирования расширяется в пределах $0 < \alpha < 180^\circ$. Схема может быть рассчитана так, что момент включения тиристора (симистора) практически не будет зависеть от мгновенного приложенного значения анодного напряжения и будет являться лишь функцией фазы тока управления. Во время отрицательной полуволны напряжения конденсатор C_1 через диод VD_2 заряжается до амплитудного значения,

затем начинает заряжаться через $R1$. После того как напряжение на конденсаторе достигнет нуля, возникает скачок тока управления через $R1$, $VD1$ и цепь управляющего электрода тиристора, и последний включается. Момент, когда напряжение u_{C1} становится равным нулю, устанавливается путем изменения $R1$.

Если в цепи управляющего электрода силового прибора включен специальный прибор, который остается запертым, пока напряжение на нем не достигнет определенного значения, а затем при большем напряжении отпирается (например, несимметричный или симметричный динистор), то конденсатор $C1$ при отпирании этого прибора быстро разряжается, создавая в цепи управляющего электрода короткий импульс (рис. 3.1, *в*; 3.2, *в*). Этот способ управления даст наибольшую точность включения. Другими преимуществами являются малые потери при включении и более допустимые значения di/dt .

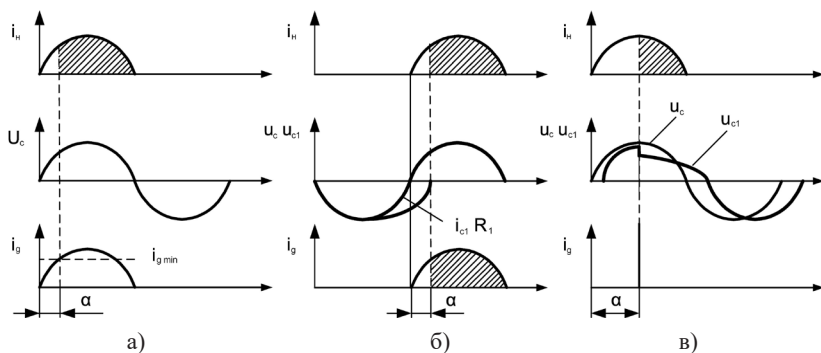


Рис. 3.2. Временные диаграммы схем: *a* – управление по рис. 3.1, *a*; *б* – управление по рис. 3.1, *б*; *в* – управление по рис. 3.1, *в*; i_n – ток нагрузки; u_c – напряжение сети; i_g – ток управления при фазовом управлении; $i_{g\min}$ – наименьший ток включения тиристора

Алгоритм обработки данных

1. Промоделировать схемы, представленные на рис. 3.2.
2. Построить диаграммы напряжения на нагрузке, тока управляющего электрода тиристора, напряжения на конденсаторе при углах регулирования, близких к нулю, близких к максимальному для каждой схемы, при углах, соответствующих середине рабочего диапазона. Определить диапазон изменения угла управления для каждой схемы.

3. Полученное импульсное напряжение на нагрузке разложить в ряд Фурье на периоде для 5–10 равномерно распределенных углов регулирования в диапазоне возможного регулирования и далее определить:

- постоянную составляющую в разложенном напряжении;
- первую гармоническую составляющую в разложенном напряжении.

Эти параметры построить в виде графиков отношения амплитуды соответствующей составляющей к амплитуде входного напряжения в зависимости от угла регулирования.

4. Сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования и расчетные графики.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Охарактеризуйте принцип импульсно-фазового управления.
2. Назовите преимущества импульсно-фазового управления.
3. Поясните работу схем однополупериодного выпрямителя, исследуемых в работе.
4. Укажите диапазон регулирования углов в схемах импульсно-фазового управления.
5. При каких условиях открывается тиристор в указанных схемах?
6. Каково предназначение элементов в схемах?

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 4

Управление трехфазным автономным инвертором напряжения (АИН)

Цель работы – достичь понимания принципов управления мостовым трехфазным инвертором напряжения и его схемной реализации, закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить принципы управления трехфазным инвертором напряжения при углах проводимости вентилей 120 и 180 эл. град, принципы синтеза электронных логических схем в виде цифровых автоматов.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление трехфазным мостовым инвертором при угле проводимости 180 эл. град.
2. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление трехфазным мостовым инвертором при угле проводимости 120 эл. град.

Теоретическое описание

Реализация схемы управления трехфазным мостовым инвертором напряжения без ШИМ

Возможны два режима управления инвертором (рис. 4.1) без ШИМ – с 120-градусной и 180-градусной проводимостью каждого ключа (рис. 4.1, 4.2). Разница в работе заключается в том, что при первом алгоритме одновременно проводят два ключа в разных группах и разных плечах, при втором – три ключа: два ключа одной группы и один ключ другой группы, расположенные в разных плечах. При 180-градусном режиме коммутации при каждой коммутации переключаются два ключа в одном плече моста (один включается, другой выключается), что ведет к появлению сквозных токов и требует специальных задержек в переключениях.

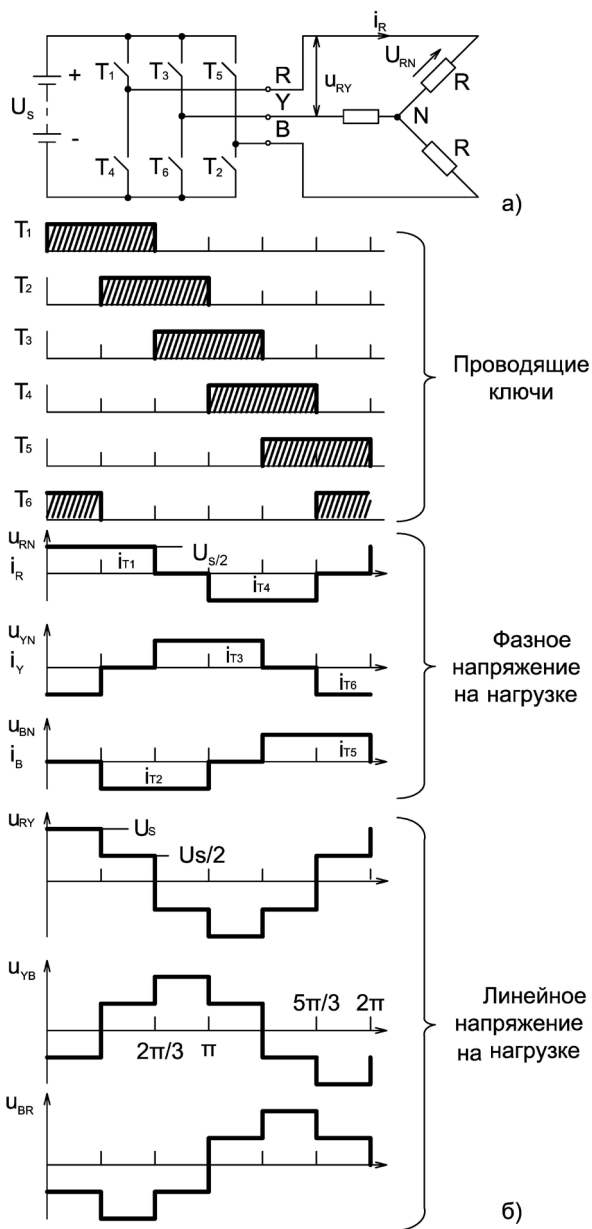


Рис. 4.1. Трехфазный мостовой инвертор, в котором каждый тиристор проводит ток в течение 120 эл. град: а – проводящие ключи; б – диаграммы управления фазных и линейных напряжений на нагрузке



Рис. 4.2. Трехфазный мостовой инвертор, в котором каждый тиристор проводит ток в течение 180 эл. град: а – проводящие ключи; б – диаграммы управления фазных и линейных напряжений на нагрузке

Приведенные на рисунках диаграммы управления ключами можно реализовать с помощью цифровых автоматов с памятью. Для этого необходимо корректно подготовить задание на синтезирование. Так, ниже приведена таблица переключения ключей и внутренних состояний для схемы с углами проводимости 120 градусов (табл. 4.1).

Таблица 4.1

Исходные данные к синтезу распределителя импульсов (цифрового автомата) трехфазного мостового инвертора при углах проводимости 120 эл. град

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	Q'_0	Q'_1	Q'_2
1	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	0	1	1	0	0

Всего в процессе работы имеется 6 состояний по количеству строк в таблице. Для кодировки 6 состояний необходимо три триггера. Далее нужно закодировать внутренние состояния кодом Грея или другими кодами и провести стандартную процедуру синтеза цифрового автомата.

Исходными данными для синтеза второго режима служит табл. 4.2.

Таблица 4.2

Исходные данные к синтезу распределителя импульсов (цифрового автомата) трехфазного мостового инвертора при углах проводимости 180 эл. град

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	Q'_0	Q'_1	Q'_2
1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	1	0	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	0
1	1	0	0	0	1	1	0	0

Алгоритм обработки данных

1. Синтезировать цифровые схемы для управления АИН при 120 и 180 эл. град, подключить их к силовой трехфазной мостовой схеме инвертора с симметричной активной и активно-индуктивной нагрузкой и промоделировать их работу.
2. Подвергнуть анализу Фурье сигнал напряжения нагрузки на периоде коммутаций АИН (например, быстрым преобразованием Фурье), определить гармонический состав. Построить соответствующие амплитудно-частотные характеристики для всех случаев.
3. Определить действующие значения напряжений на нагрузке и первых гармоник этих напряжений в обеих схемах.
4. Определить коэффициент гармоник сигнала (ТНД).
5. Сравнить работу систем управления и методов регулирования.
6. Сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования и расчетные графики.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Каков алгоритм управления ключами в трехфазном инверторе напряжения при углах проводимости 120 эл. град?
2. Каков алгоритм управления ключами в трехфазном инверторе напряжения при углах проводимости 180 эл. град?
3. Поясните синтез распределителя импульсов.
4. По результатам моделирования сравните работу устройств при обоих законах управления.

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 5

Системы импульсно-фазового управления трехфазным мостовым выпрямителем

Цель работы – достичь понимания принципов управления мостовым трехфазным выпрямителем и схемных реализаций его системы управления, а также закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить принципы управления трехфазным выпрямителем одноканального и многоканального типов.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление трехфазным мостовым выпрямителем в многоканальном варианте.
2. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление трехфазным мостовым выпрямителем в одноканальном варианте.

Теоретическое описание

1. Многоканальная аналоговая система управления

Для понимания принципов работы схемы управления трехфазным мостовым выпрямителем изобразим диаграммы фазных напряжений V_A , V_B , V_C , потенциалов нагрузки: положительный $\varphi_{d(+)}$, отрицательный $\varphi_{d(-)}$, напряжение управления тиристорами U_g (рис. 5.1). Блок-схема управления для трехфазного выпрямителя изображена на рис. 5.2. Фазное напряжение трехфазного источника V_A подается на синхронизирующий трансформатор. Выходное напряжение трансформатора управляет детектором нулевого уровня. Выходное напряжение детектора нулевого уровня имеет высокий уровень в течение первого полупериода и низкий в течение второго полупериода. Сформированное детектором нулевого уровня напряжение поступает на вход C генератора пилообразного напряжения I . К выходу генератора пилообразного напряжения подключен компаратор напряжения с регулируемым порогом срабатывания. Управле-

ние порогом срабатывания компаратора осуществляется внешним управляющим напряжением V_c . Выходное напряжение компаратора низкое, пока пилообразное напряжение ниже напряжения V_c . При увеличении пилообразного напряжения выше напряжения V_c на выходе компаратора формируется высокий уровень напряжения V_{g1} и тиристор 1 переходит в открытое состояние.

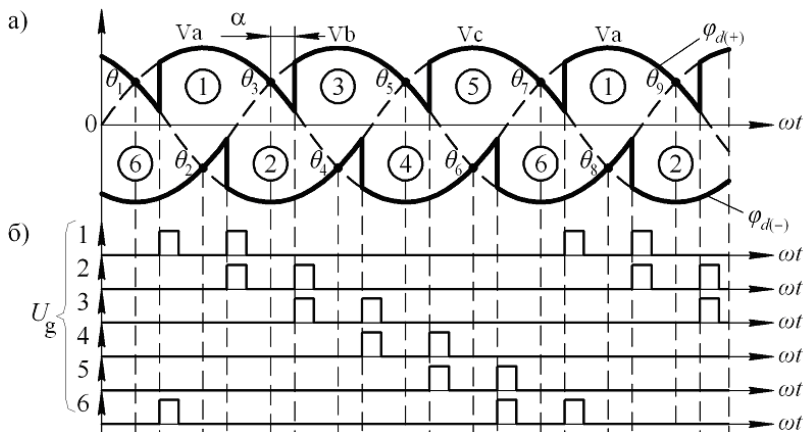


Рис. 5.1. Диаграммы работы выпрямителя и системы управления

Инвертированное выходное напряжение детектора нулевого уровня подается на вход генератора пилообразного напряжения 2 с компаратором, и таким же образом формируется управляющее напряжение V_{g4} для запуска тиристора T_4 .

Схемы управления для второй и третьей групп тиристоров аналогичны описанной выше. Из графиков, приведенных на рис. 5.2, видно, что время задержки угла включения тиристоров может управляться за счет изменения напряжения V_c .

Примерная реализация функциональной схемы на элементах приведена на рис. 5.3.

Частью блок-схемы является фазосмещающее устройство (ФСУ), отмеченное на рис. 5.2 после точки С.

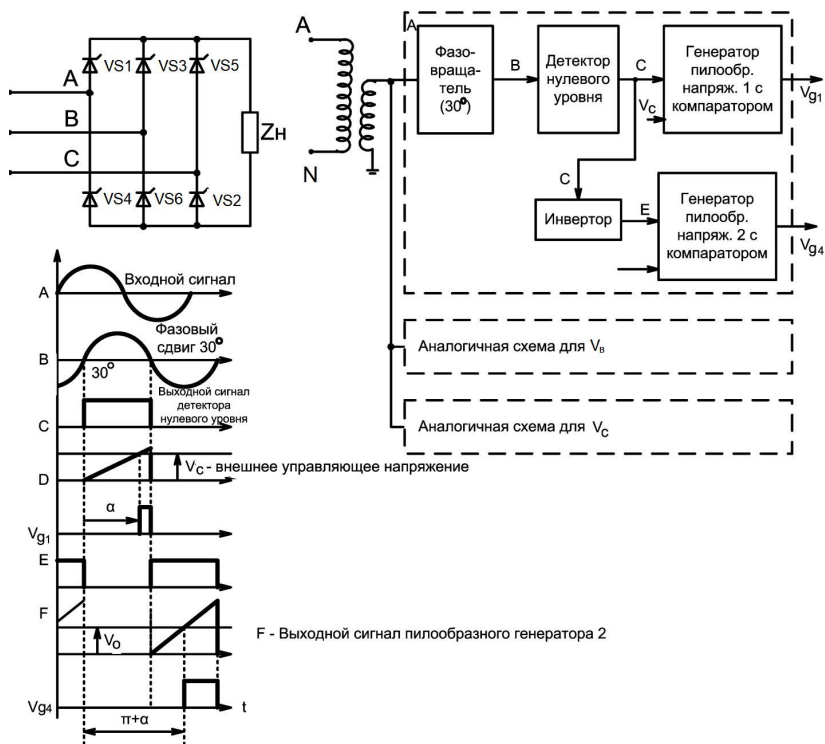


Рис. 5.2. Блок-схема управления трехфазного выпрямителя (а) и диаграммы работы схемы управления (б)

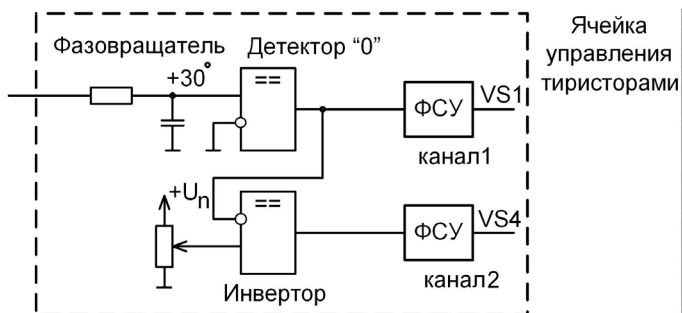


Рис. 5.3. Реализация функциональных блоков СУ на электрических элементах

ФСУ представляет собой узел сравнения опорного и задающего напряжений. В качестве опорного напряжения используют косинусоидальное или пилообразное (пилообразное напряжение указано на рис. 5.2, б). Результатом сравнения является импульс, передний фронт которого является запускающим для соответствующего тиристора схемы.

По рис. 5.2 видно, что необходимо три одинаковых описанных выше канала для управления шестью тиристорами.

2. Одноканальная система управления

В одноканальной СУ моменты включения всех силовых вентиля определяются единым ФСУ. Структурная схема одноканальной СУ приведена на рис. 5.4. Импульсы с выхода ФСУ поступают на распределитель импульсов РИ, который осуществляет распределение импульсов по каналам управления в циклическом порядке. К выходам РИ подключены выходные формирователи каналов ВФ. Работа распределителя в некоторых одноканальных СУ синхронизирована с напряжением питающей сети.

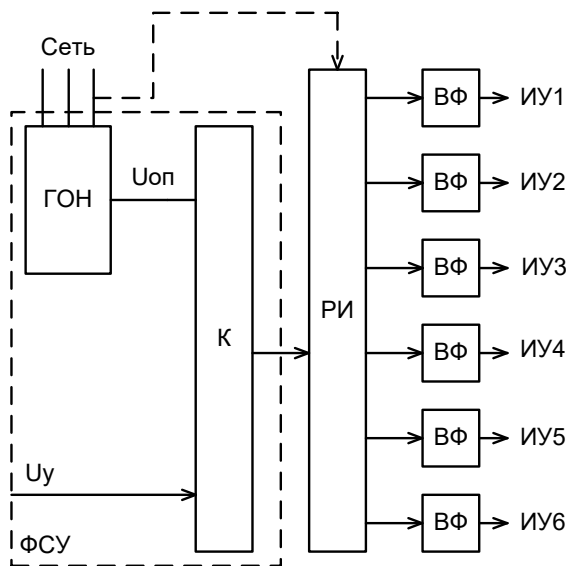


Рис. 5.4. Обобщенная структурная схема одноканальной системы управления вертикального типа

В современных одноканальных СУ реализуется вертикальный принцип управления. При этом ФСУ содержит генератор опорного напряжения (ГОН), единого для всех тиристорov преобразователя, и компаратор К. Работа ГОН синхронизируется напряжением питающей сети.

Одна из схем, реализующих одноканальное управление, приведена на рис. 5.5, а. Трехфазное питающее напряжение поступает на фильтры Φ , которые осуществляют сдвиг по фазе и подавляют высшие гармонические составляющие. На вторичных обмотках трансформатора TV формируется шестифазная система опорных напряжений $U_{он1}-U_{он6}$ (каждое напряжение сдвинуто на 60 эл. град). Эти напряжения через ключи КЛ1–КЛ6 подаются на вход компаратора на ОУ. На второй вход компаратора подается управляющее напряжение U_y . Выходное напряжение компаратора подается на РИ на 6 каналов. Выходы РИ связаны с выходными формирователями СУ (ВФ) и с управляющими цепями ключей КЛ1–КЛ6. РИ с приходом очередного тактового импульса подает сдвоенные импульсы управления на работающий на данном такте тиристор и следующий по порядку работы схемы.

Здесь и ниже будем считать подключение ключей выпрямителя VS выполненным в соответствии со схемой рис. 5.2, а последовательность фаз питающего напряжения, обозначенных A, B, C , – сверху вниз.

На рис. 5.5, б изображены напряжения на вторичных обмотках трансформатора TV $U_{он1}-U_{он6}$. Из отрезков этих напряжений (жирная линия) состоит опорное напряжение. Там же показано управляющее напряжение U_y (линейно нарастающее). Пусть в начале рассмотрения распределитель выдает единичный логический сигнал на первом выходе. При этом замыкается ключ КЛ2 (номера ключей, на которые подаются импульсы с выходов распределителя, указаны на рис. 5.5, б, на котором показаны логические сигналы на шести выходах распределителя W_1-W_6). При замыкании КЛ2 на компаратор A подается $U_{он2}$. В момент $U_{он2} = U_y$ компаратор переключается, положительный импульс с его выхода переключает распределитель, единичный сигнал теперь существует на втором выходе распределителя ($W_2 = 1$). Этот сигнал в укороченном по времени виде подается

на выходной формирователь VS3 и дублируется на VS2 выпрямителя, а в неизменном виде – на управляющую цепь ключа КЛ3. При этом ключ КЛ2 выключается. Поскольку теперь на компаратор А подается $U_{оп3}$, которое теперь выше U_y , то компаратор возвращается в прежнее состояние ($U_k = 0$). На компараторе происходит сравнение $U_{оп3}$ и U_y , в момент $U_{оп3} = U_y$ положительный импульс на выходе компаратора переводит распределитель в следующее состояние $W_3 = 1$. При этом управляющий импульс замыкает ключ КЛ4, размыкает КЛ3 и в укороченном по времени виде подается на тиристоры VS3 и VS4 выпрямителя. Таким образом, при каждом переключении распределителя на тиристор, находящийся в работе, и на следующий по счету тиристор подаются управляющие импульсы. Синхронно с этим переключаются ключи КЛ, обеспечивающие выбор нужного отрезка $U_{опп}$ для формирования единого опорного напряжения (показан жирным).

Схема на рис. 5.5, а обладает всеми достоинствами многоканальных СУ, реализующих вертикальный принцип управления, и при этом содержит единый сравнивающий элемент – компаратор. Аппаратурная реализация устройства проще, чем у многоканальных систем.

Как уже указывалось выше, при работе преобразователя от сети с большим уровнем гармонических искажений формирование опорного напряжения из питающего напряжения приводит к заметным погрешностям при работе СУ. Это свойственно как многоканальным, так и одноканальным СУ. В таких режимах лучшие результаты дает применение одноканальных СУ вертикального типа с линейной формой опорного сигнала. СУ такого типа выполняются как на аналоговых элементах, так и в виде цифровых СУ.

Для осуществления фазовой привязки к системе линейных напряжений (опорные напряжения $U_{оп}$ на рис. 5.5, б) использование на практике многообмоточного (шесть вторичных обмоток – рис. 5.5, а) маломощного трансформатора затруднительно. Поэтому для этих целей можно использовать три или шесть однообмоточных трансформаторов.

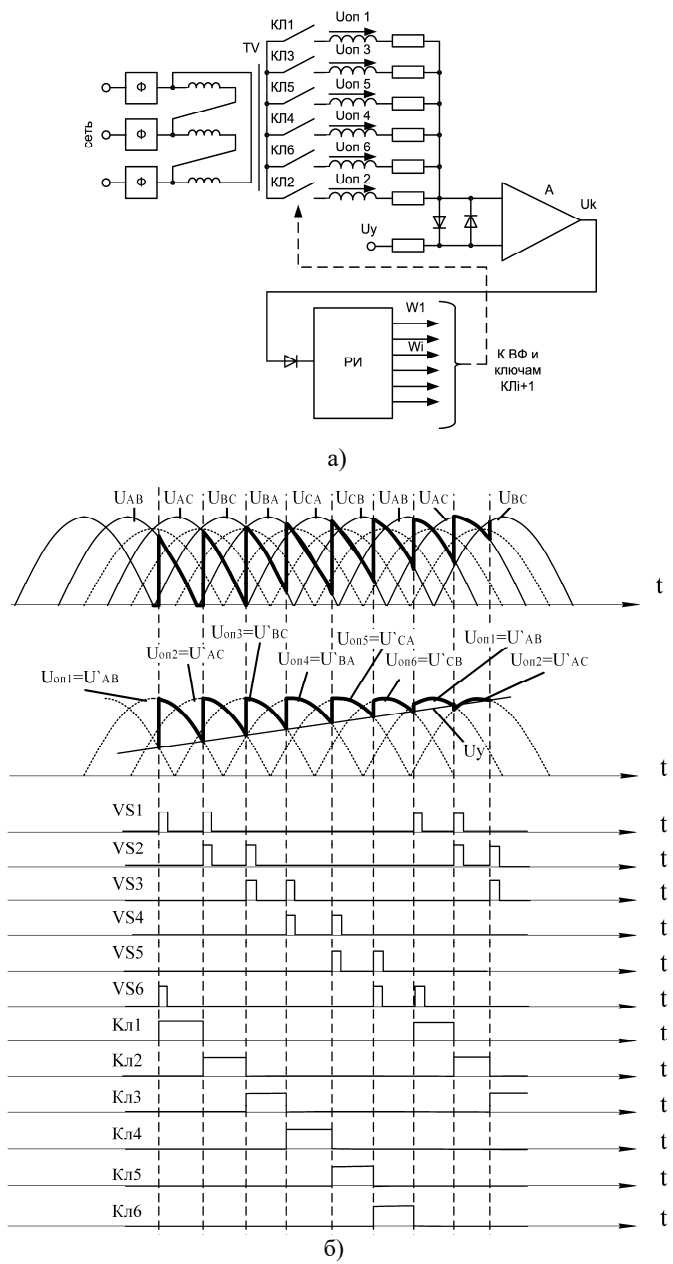


Рис. 5.5. Одноканальная система управления вертикального типа с косинусоидальным опорным напряжением (а) и временные диаграммы сигналов в схеме (б)

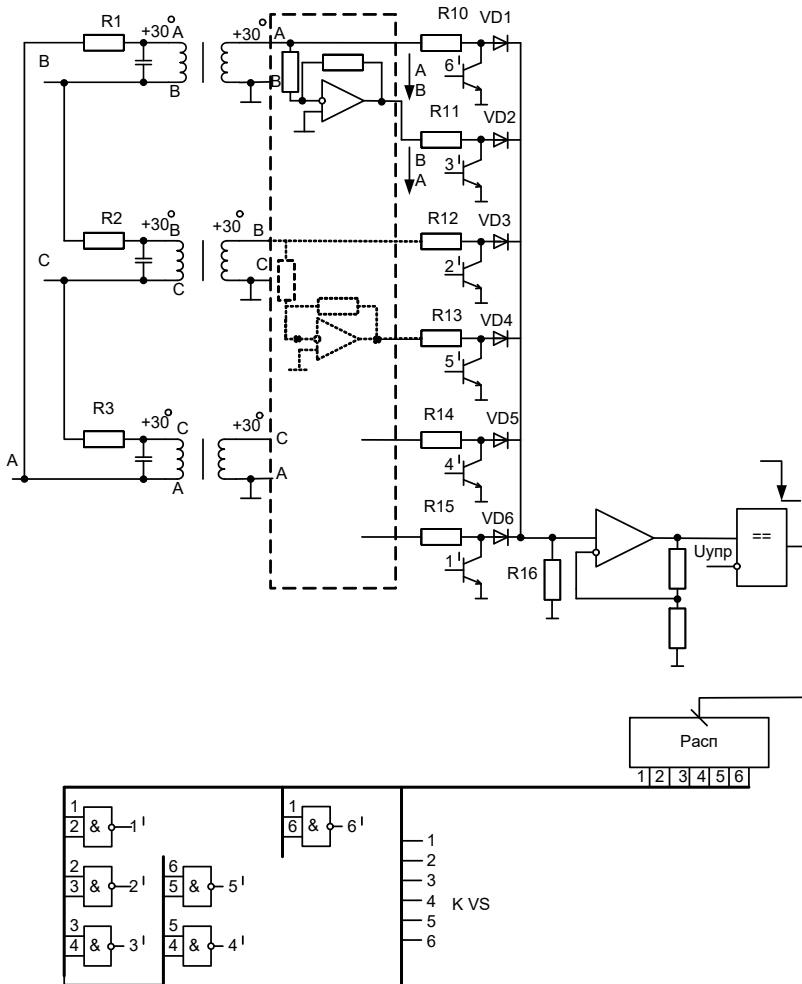


Рис. 5.6. Принципиальная схема с параллельными ключами

На рис. 5.6 приведено решение с использованием трех трансформаторов. Они позволяют получить три опорных напряжения (U'_{AB} , U'_{BC} , U'_{CA}), остальные три (U'_{BA} , U'_{CB} , U'_{AC}) можно получить инвертированием фазы с помощью инвертора на операционном усилителе. Опорные напряжения запаздывают относительно фазных напряжений сети (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}) на 30 эл. град. Последовательные ключи из схемы на рис. 5.5 заменены на параллельные (VT1'–6'),

подключаемые к общему выводу схемы. В принципе, возможно использование и последовательных полевых ключей, необходимо только помнить, что напряжение на затворе не должно превышать предельно допустимого значения. При подключении по рис. 5.6 необходимо использовать дополнительные диоды $VD1'–6'$, а также суммирующий резистор $R16$. Тогда на неинверсном входе компаратора, снимающего сигнал с суммирующего резистора $R16$, всегда присутствует одно из $U_{оп}$ опорных напряжений (линейных). Из ключей $VT1'–6'$ выключен всегда один, это достигается подачей сигнала с логической схемы, установленной на выходе распределителя импульсов. Переключение на очередное напряжение, являющееся опорным, происходит при запирации соответствующего транзистора VT . При этом соответствующий диод открывается и начинает протекать ток: через обмотку опорного напряжения – резистор – диод и суммирующий резистор компаратора. Выход сравнивающего компаратора подключен к распределителю, при превышении управляющего напряжения U_y , поданного на инверсный вход компаратора, над очередным опорным напряжением, поданным на другой вход, на выходе компаратора появляется задний фронт импульса, являющегося запускающим для распределителя. Резисторы $R10–R15$ являются токоограничивающими при включении транзисторов. Распределитель импульсов на каждом такте выдает широкие импульсы на очередные по номеру выходы транзисторов (табл. 5.1).

В практической схеме использование широких импульсов (более 3–4 мс) при управлении тиристорами через формирователь импульсов управления (ФИУ) на импульсных трансформаторах затруднительно. Это ведет к завышению их габаритов. Поэтому, как правило, используют пакетный режим управления тиристорами, т. е. выходной сигнал на ФИУ необходимо подавать не напрямую, а через генератор, формирующий высокочастотный знакопеременный сигнал с последующим выпрямлением на стороне управляющего перехода тиристора. Стробирование генератора выполняет распределитель импульсов на тиристоры. Функцию стробирующего элемента может выполнять логический элемент И, на входы которого подают сигнал с генератора и соответствующего выхода распределителя.

Таблица 5.1

Таблица истинности логических схем по рис. 5.6

Выходы распределителя						Выходы логической схемы					
VS1	VS2	VS3	VS4	VS5	VS6	1'	2'	3'	4'	5'	6'
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0

Таблица 5.2

Таблица истинности логических схем по рис. 5.7

Выходы распределителя						Выходы логической схемы					
VS1	VS2	VS3	VS4	VS5	VS6	1'	2'	3'	4'	5'	6'
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1

Подача пакетов импульсов на работающий в предыдущем такте тиристор и следующий по порядку работы необходима, например, в случае работы выпрямителя на активную нагрузку с большими углами регулирования (более 60 эл. град), тогда ток становится прерывистым и тиристоры успевают закрыться до начала новой коммутации.

На выходе распределителя, как видно из рис. 5.6, располагается логическая схема (элементы И–НЕ), которая осуществляет подключение соответствующего опорного напряжения при очередной коммутации на вход фазосмещающего устройства (ФСУ). Как видно из таблицы, при этом должен быть выключен только один транзистор (лог. 0), с помощью него и подается очередное опорное напряжение на вход ФСУ.

Последовательность подачи опорных напряжений и напряжений на нагрузку можно проследить по рис. 5.5.

Допустим, распределитель в данный момент находится в состоянии, соответствующем последней строке табл. 5.1 (см. интервал, где $KЛ1 = 1$, по рис. 5.5, б), т. е. включены VS1,6. Коммутацию на тиристоры VS1,2 можно совершить не раньше момента равенства U_{AB} и U_{AC} (момент естественной коммутации). По рисунку видно, что эта коммутация происходит позже примерно на 60° , в момент равенства U_y и опорного напряжения U'_{AB} . За опорное напряжение в СУ принято косинусное напряжение, и если сравнение U_y с опорным происходит на максимуме, то это соответствует коммутации при 0 эл. град (точка естественной коммутации). Таким образом, именно поэтому для коммутации VS1,6 выбрано опорное напряжение U'_{AB} , которое должно запаздывать относительно U_{AB} на 30 эл. град. Естественно, что если U_y меньше максимума опорного напряжения, то компаратор при сравнении опорного напряжения и U_y выдаст задний фронт импульса позже точки естественной коммутации. После коммутации на компаратор должно быть подано следующее по порядку U'_{AC} , полученное из сдвинутого на 30 эл. град линейного напряжения U_{AC} . Таким образом, опорное напряжение при каждой коммутации как бы пробегает (скользит) по всем напряжениям, запаздывающим на 30 эл. град относительно линейных. Это достигается соответствующим отключением одного транзистора в каналах напряжений U'_{AB} , U'_{BC} , U'_{CA} , U'_{BA} , U'_{CB} , U'_{AC} .

При построении СУ с использованием последовательных ключей (рис. 5.7) состояния логических выходов схемы на управление транзисторами (1'–6') должны быть изменены на инверсные. В остальном схема совпадает со схемой по рис. 5.6 (см. табл. 5.1 и 5.2).

Необходимо также учитывать, что в реальной схеме (рис. 5.7) напряжение между затвором и истоком каждого полевого транзистора должно быть меньше напряжения пробоя. Это обеспечивается условием, при котором сумма амплитуды опорного сигнала на выходе трансформаторов и напряжения управления затвором (обычно равно напряжению питания U_n) должны быть меньше этого напряжения пробоя. Например, при $U_n = 15$ В, амплитуда опорных напряжений не может быть более 5 В, так как пробойное напряжение на затворе обычно не превышает 20 В.

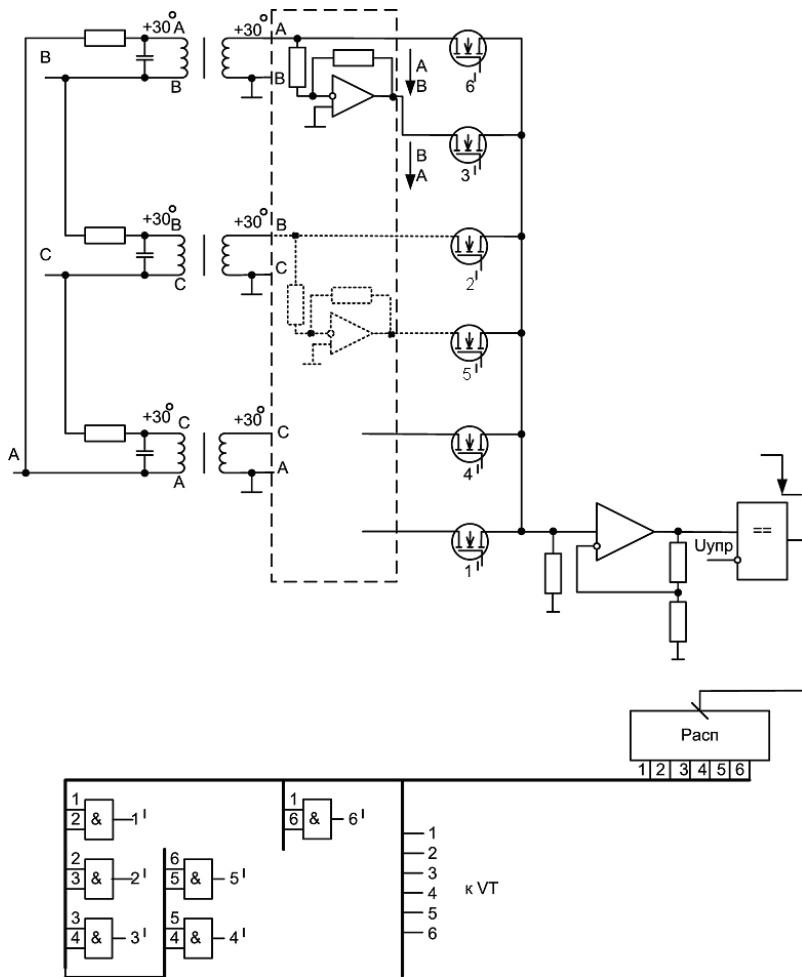


Рис. 5.7. Принципиальная схема с последовательными ключами

Алгоритм обработки данных

1. Синтезировать по описанному в теоретической части материала многоканальную схему для управления выпрямителем.

2. Получить временные диаграммы напряжения и тока на нагрузке, фазных токов, напряжения на одном из тиристоров при углах управления 30, 60, 90 эл. град и для разных типов нагрузки: активной, активно-индуктивной с постоянной времени 50–100 мс.

3. Выделить из выходного напряжения постоянную составляющую и построить регулировочные характеристики выпрямителя из данных моделирования при разных углах моделирования и каждом типе нагрузки.

4. Синтезировать по описанному в теоретической части материала одноканальную схему для управления выпрямителем.

5. Получить временные диаграммы напряжения и тока на нагрузке, фазных токов, напряжения на одном из тиристоров при углах управления 30, 60, 90 эл. град и для разных типов нагрузки: активной, активно-индуктивной с постоянной времени 50–100 мс.

6. Сравнить работу систем управления и методов регулирования.

7. Сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования и расчетные графики.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Каков принцип работы многоканальной системы управления трехфазным выпрямителем?
2. Поясните структуру многоканальной системы управления трехфазным выпрямителем.
3. Сравните одноканальные и многоканальные синхронные системы управления выпрямителями.
4. Поясните структуру одноканальной системы управления трехфазным выпрямителем.
5. Для каких целей необходимо фазосмещающее устройство? Какова его структура?
6. Есть ли распределитель в многоканальной и одноканальной системах управления? Почему?
7. Поясните работу одноканальной аналоговой схемы управления мостовым трехфазным выпрямителем.

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 6

Системы управления автономными резонансными инверторами (АИР)

Цель работы — достичь понимания принципов управления резонансными инверторами и схемных реализаций их систем управления, а также закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить принципы работы и управления резонансными инверторами.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление резонансным мостовым инвертором на транзисторах.
2. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление резонансным мостовым инвертором на тиристорах без обратных диодов.
3. Синтезировать и исследовать схему, реализующую управление резонансным мостовым инвертором на тиристорах с обратными диодами.

Теоретическое описание

1. Система управления для автономных резонансных инверторов

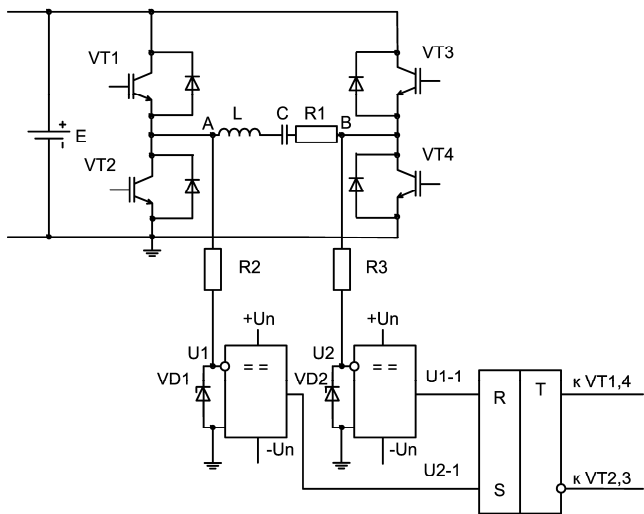
Как известно, резонансные инверторы используют в различных областях электротермии, источниках питания и т. д., поскольку они позволяют создать мягкие условия коммутации полупроводниковых приборов (практически при нуле тока), такие инверторы потребляют в основном активную мощность. Изменение в процессе работы инвертора параметров нагрузки требует постоянного изменения частоты коммутации приборов для поддержания режима резонанса и в связи с этим принципиально требует наличия обратных связей по току и напряжению. Построение СУ на тиристорах несколько отличается от управления транзисторами, потому будет рассмотрено отдельно.

2. Система управления автономными резонансными инверторами на транзисторах

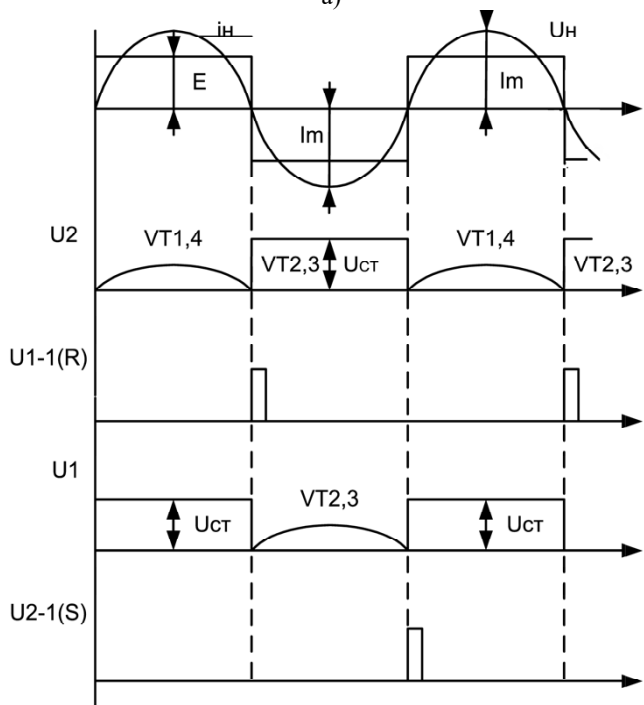
Рассмотрим построение СУ последовательного резонансного мостового инвертора на транзисторах. На рис. 6.1, *a* изображена силовая часть инвертора и его система управления (СУ). Для организации резонансного режима в этой схеме необходимо, чтобы ток i_n , протекающий по нагрузке, и напряжение U_n между точками *AB* на резонансном контуре совпадали по фазе. Коммутируемое напряжение на нагрузке U_n представляет собой прямоугольные двуполярные импульсы, а ток нагрузки i_n на каждом этапе коммутации ключей в силу колебательного характера имеет синусоидальный затухающий характер. Высокая добротность колебательного контура, включая нагрузку, позволяет получать близкие к синусоидальным импульсы тока. Таким образом, для построения СУ резонансного инвертора необходим датчик тока, который должен отслеживать смену полярности тока. Для этих целей достаточно цифрового датчика тока, т. е. датчика, который отслеживает прохождение тока через ноль, а не его абсолютные значения. Как было отмечено ранее, такой датчик конструктивно проще и дешевле аналогового.

В схеме на рис. 6.1, *a* для измерения фазы тока в качестве таких датчиков использованы компараторы напряжения, снимающие напряжения на силовых выводах транзисторов VT2, VT4. При протекании тока в направлении открытого ключа, например VT4, напряжение на нем положительное. Когда ток меняет направление на противоположное, он начинает протекать через обратный диод VD4, при этом полярность напряжения меняется на противоположную, что фиксируется изменением полярности выходного сигнала на выходе компаратора.

Алгоритм работы схемы состоит в последовательном переключении пар транзисторов, расположенных в диагоналях моста, т. е. управляющая последовательность имеет два состояния. Для переключения из одного состояния в другое удобно использовать RS-триггер. Сигналы на его входы приходят от компараторов (цифровых датчиков тока).



a)



б)

Рис. 6.1. Силовая схема и СУ резонансного мостового инвертора на транзисторах (а) и диаграммы работы схемы (б)

Рассмотрим подробнее работу схемы. Изначально триггер находится в одном из устойчивых состояний. По диаграммам в начальный момент на выходе, подключенном к управляющей цепи транзисторов VT1,4 присутствует высокий уровень, т. е. они находятся во включенном состоянии. В результате этого на резонансный контур подается положительное напряжение $+E$ и начинает формироваться близкий к синусоиде ток. Все это время на инверсном входе первого компаратора присутствует высокий потенциал, определяемый напряжением стабилизации стабилитрона, который поддерживает его в выключенном состоянии ($U_{2-1} = 0$). У второго компаратора на инверсном входе тоже присутствует положительный потенциал, определяемый падением напряжения на открытом транзисторе VT4, следовательно, на выходе второго компаратора $U_{1-1} = 0$. Напряжение на инверсном входе второго компаратора положительное, но достаточно малое по сравнению с напряжением стабилизации стабилитронов VD1, VD2. Это напряжение определяется падением напряжения на открытом транзисторе VT4 и зависит от типа транзистора. В результате, пока на полупериоде формируется ток, оба компаратора по выходу имеют низкое напряжение (лог. 0). Это состояние для RS-триггера является режимом хранения. В момент, когда ток нагрузки перейдет через ноль (сразу же после момента полупериода), он начнет протекать через обратные диоды транзисторов VT1,4. При этом напряжение U_1 на инверсном входе первого компаратора не меняет полярности (останется положительным) и, следовательно, на выходе оно останется $U_{2-1} = 0$, а вот на инверсном входе второго компаратора падение напряжения U_2 поменяет полярность, т. е. на инверсном входе второго компаратора теперь напряжение будет намного ниже, чем на неинверсном, что вызовет появление на выходе компаратора $U_{1-1} = 1$. Эта лог. 1 передается на вход R , а с выхода первого компаратора лог. 0 передается на вход S . Такая комбинация сбрасывает триггер, т. е. его состояние изменяется на противоположное: теперь ключи VT1,4 закрыты, а VT2,3 открыты. Напряжение на нагрузке меняет знак на нагрузке ($-E$), и происходит формирование отрицательного тока через нагрузку. Поскольку напряжение на входе компаратора может менять знак, то для его корректной работы питание компараторов должно быть двуполярным.

Выходные состояния компараторов, пока формируется отрицательный ток нагрузки, равны лог. 0, так как на инверсных входах напряжение выше, чем на неинверсных. При смене знака тока нагрузки в конце очередного этапа на выходе первого компаратора появляется лог. 1, которая будет подана на *S*-вход, при этом на выходе второго компаратора останется лог. 0, который будет подан на *R*-вход. Такой сигнал на входах триггера переключит его в исходное состояние. Получается, что схема всегда переключается на противоположное состояние, как только ток меняет полярность на противоположную. Из логики работы можно понять, что полученная система автоколебательная.

Цепочки из резистора и стабилитрона необходимы для ограничения напряжения на входе компаратора. Следует заметить, что на схеме не показаны драйверы, устанавливаемые между ключами и СУ, являющиеся обязательными элементами в силовых схемах. Связь с транзисторами по рис. 6.1 показана условно. Также требует ограничения отрицательное напряжение на выходах компараторов, так как они подключаются на вход логической схемы *RS*-триггера.

Схема имеет недостаток — входные цепи СУ имеют гальваническую связь с силовой схемой.

Для некоторого упрощения СУ и гальванической развязки цепей можно применить схему, изображенную на рис. 6.2. Здесь основным элементом обратной связи является трансформатор тока. Его использование в качестве датчика тока в данном случае обосновано, так как наличие конденсатора в цепи нагрузки выбирает постоянную составляющую напряжения (тока). Причиной ее появления может быть несимметрия в управлении транзисторами или изменения параметров нагрузки. Это не дает возможности трансформатору подмагничиваться. Вместо трансформатора тока возможно также применение датчиков тока на эффекте Холла.

Напряжение с выхода датчика тока поступает на вход компаратора, который определяет моменты перехода тока в нагрузку через ноль. Сигнал с выхода компаратора по одному каналу инвертируется и подается на *RS*-триггер. При смене полярности тока этот сигнал изменяется на инверсный, и в отличие от схемы на рис. 6.1 на входах триггера всегда присутствует только две комбинации: $RS = 01$

или $RS = 10$, переключающие состояние схемы из одного в другое. Комбинация хранения 00 отсутствует. Естественно, что в качестве датчика тока можно применить и другое решение с цифровым датчиком тока, например основанное на оптопарной развязке. Дополнительно можно отметить, что для уменьшения влияния помех на канал измерения в компараторе можно ввести небольшую положительную обратную связь.

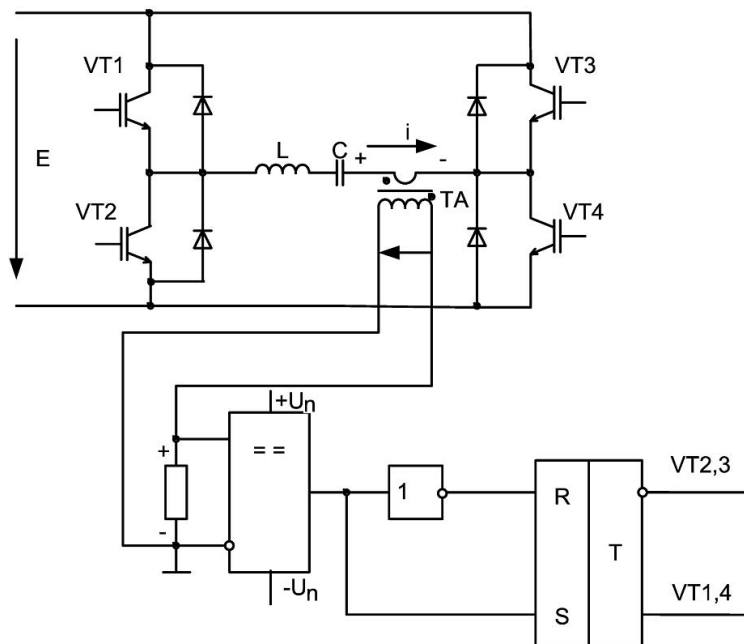


Рис. 6.2. Силовая схема и СУ резонансного мостового инвертора на транзисторах с гальванической развязкой цепи

3. Система управления однофазным мостовым резонансным инвертором на тиристорах с обратными диодами

Отличительная особенность в схемах с применением тиристоров по сравнению со схемами с транзисторами заключается в обеспечении интервалов, на которых тиристор должен находиться под обратным напряжением для надежного запираения. При этом это напряжение должно быть выдержано на нем в течение заданного времени паспортного восстановления $t_{пв}$.

Как известно, существует два широко используемых типа мостовых инверторов на тиристорах: с обратными диодами и без них. Разница в их работе заключается в наличии обязательной токовой паузы при достижении нуля в токе нагрузки (в схеме без обратных диодов) и возможном отсутствии паузы (в схеме с обратными диодами), поскольку тиристоры начинают закрываться при протекании тока через обратные диоды. Эти особенности влияют на построение схем управления. Рассмотрим сначала схему управления инвертором с обратными диодами.

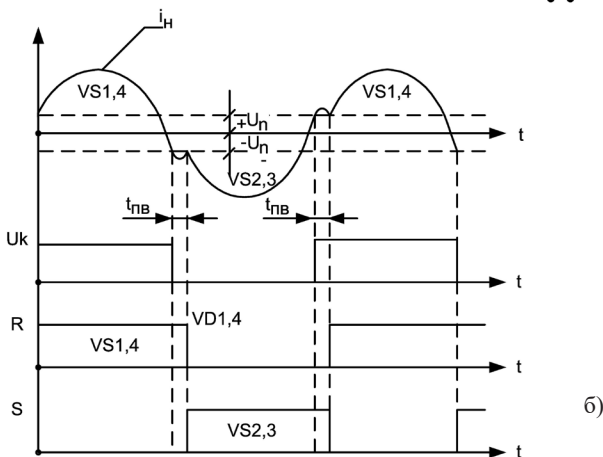
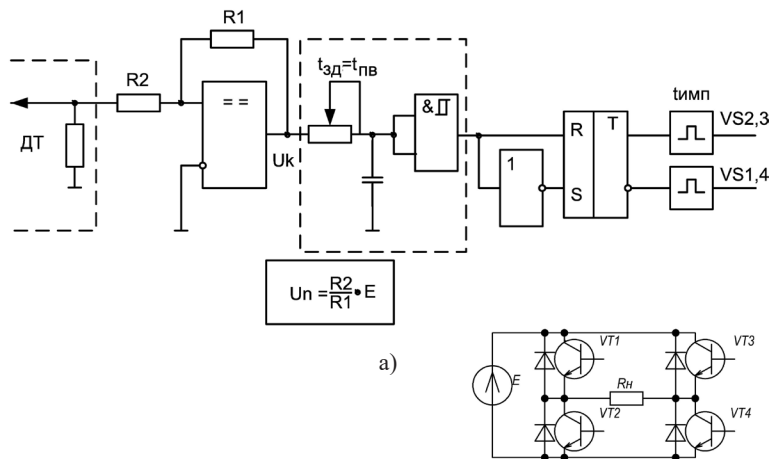


Рис. 6.3. СУ резонансного мостового инвертора с обратными диодами (а) и диаграммы ее работы (б)

Схема (рис. 6.3, а) несколько похожа на схему управления инвертором на транзисторах. В ней имеются обратная связь по току нагрузки в виде датчика тока (ДТ), компаратор, определяющий уровни начала отсчета времени выключения тиристоров, узел задержки на время $t_{п.в}$ (время выключения тиристоров) и распределитель импульсов, выполненный, как и в предыдущей схеме, на *RS*-триггере. Дополнительными элементами на выходах триггера являются формирователи импульсов управления тиристорами, которые необходимы для укорочения широких импульсов управления и уменьшения потерь в управляющем переходе тиристоров.

Схема работает следующим образом (рис. 6.3, б). В начальный момент времени триггер формирует импульсы управления на тиристоры VS1,4. Они открываются, и происходит формирование полусинусоиды тока i_n в нагрузке, далее открываются обратные диоды и ток меняет направление, изменяясь до уровня, которому соответствует напряжение $-U_n$ на выходе датчика тока. При его достижении происходит смена полярности компаратора на нулевую (или отрицательную). Уровень этого напряжения задается параметрами обратной связи компаратора. От момента равенства сигнала с датчика тока с уровнем $-U_n$ происходит отсчет времени $t_{п.в}$, необходимый для восстановления запирающих свойств тиристоров. Строго говоря, момент отсчета $t_{п.в}$ необходимо вести начиная с момента равенства тока и, соответственно, напряжения на входе датчика тока нулю. Однако введение небольшого порога $+U_n$ и $-U_n$ переключения приемлемо для уменьшения влияния на канал управления помех, приводящих к ложным переключениям, и возможного вследствие этого опрокидывания инвертора. Введение этого порога вызывает некоторое увеличение времени восстановления, что улучшает режим выключения тиристоров. Задержка времени $t_{п.в}$ реализована интегрирующей цепочкой, установленной на выходе компаратора. Эта задержка соответствует более позднему включению следующей пары тиристоров VS2,3. Интегрирующая цепочка вводит запаздывание в исходный сигнал, но искажает и увеличивает фронт и срез на ее выходе, что плохо влияет на правильную работу срабатывания *RS*-триггера. Для обострения фронтов по четко установленным порогам можно использовать триггер Шмитта. Итак, управляющие

сигналы, задержанные на время $t_{п.в}$ относительно моментов пере-
хода через ноль в токе нагрузки, приводят к изменению состояния
 RS -триггера на противоположное и, соответственно, формирова-
нию импульсов управления для следующей пары тиристоров. Уро-
вень порогов переключения компаратора зависит от соотношения
резисторов $R2$ и $R1$, в случае двуполярного питания компаратора
пороги переключения симметричны и равны:

$$U_{п} = R2/R1 \cdot E,$$

где E – напряжение источника питания.

4. Система управления однофазным мостовым резонансным инвер- тором на тиристорах без обратных диодов

Отсутствие смены полярности в токе нагрузки после работы
пары тиристоров требует некоторого изменения СУ инвертором без
обратных диодов.

Необходим, как и в предыдущей схеме, элемент, который будет
определять момент начала восстановления тиристора. Применение
компаратора с положительной обратной связью, как в предыдущей
схеме, исключено, так как при формировании тока парой тиристо-
ров он имеет одну полярность, следовательно, отсутствует измене-
ние сигнала на его выходе, что приводит к нарушению автоколеба-
тельности схемы.

Для решения данной проблемы можно использовать два ком-
паратора (рис. 6.4, б). Один будет отслеживать изменение тока на-
грузки выше заданного уровня одной полярности, а другой – выше
уровня другой полярности.

Оба компаратора настроены на одинаковые, но противополож-
ные уровни напряжения: $+U_{cm} = -U_{cm}$.

Моментами, когда необходимо начать отсчитывать время $t_{п.в}$,
являются моменты спадов сигналов с выходов компараторов от U_a ,
 U_b . Сигнал с первого положителен, когда ток выше $+U_{cm}$, на вто-
ром положителен, когда ток ниже $-U_{cm}$. Удобно получить логически
суммарный сигнал U_c и по его срезу запускать отсчет времени $t_{п.в}$.
Таким элементом может быть таймер (одновибратор), который
будет задерживать этот импульс на время $t_{п.в}$ и после этого переключать
состояние схемы.

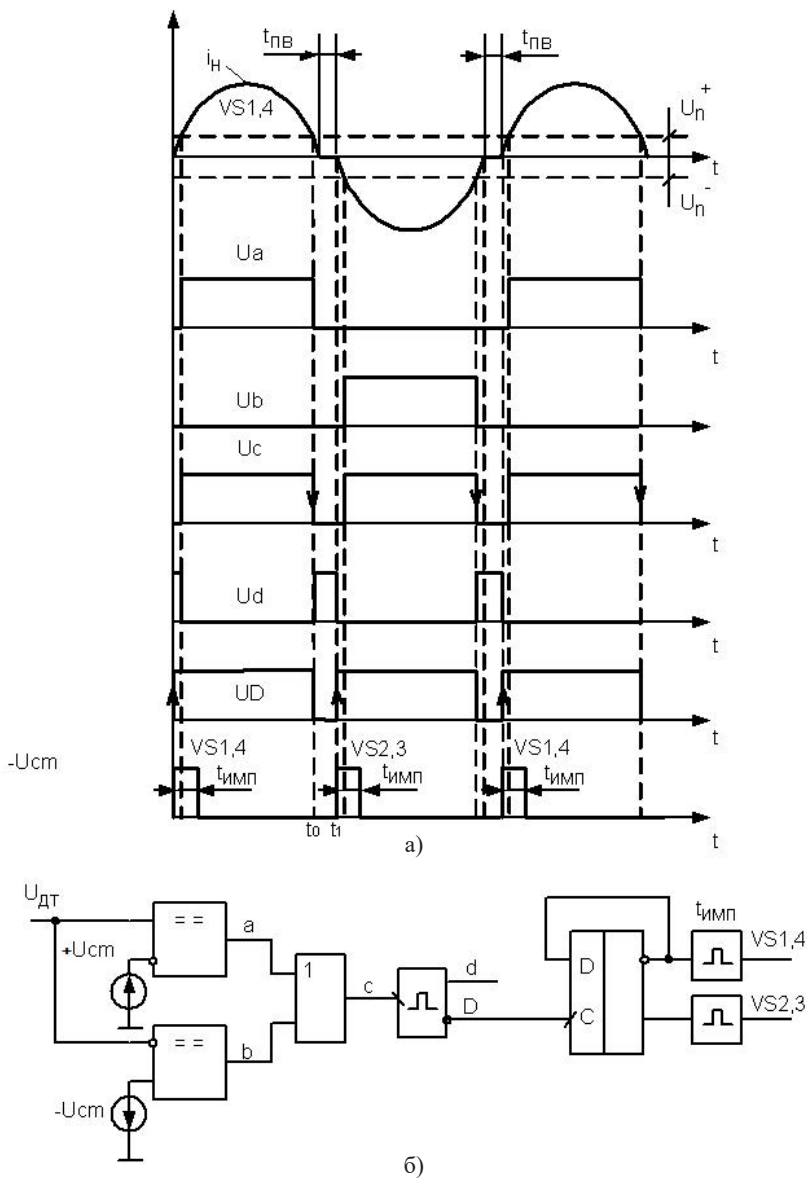


Рис. 6.4. СУ резонансного мостового инвертора без диодов (а) и диаграммы ее работы (б)

Строго говоря, момент отсчета $t_{п.в}$ необходимо вести начиная с момента равенства тока нулю. Напряжение U_{cm} введено для уменьшения чувствительности СУ к помехам, вызывающим ложные срабатывания в схеме. Важно понимать, что время $t_{п.в}$, указанное на рис. 6.4, а, должно быть больше времени выключения тиристоров в схеме.

Инверсный выход таймера подключен к D -триггеру, включенному по схеме делителя импульсов на 2. Такое включение позволяет переключать поочередно пары тиристоров при приходе на триггер очередного фронта.

Схема работает следующим образом. Изначально триггер находится в одном из состояний, например 0, этот сигнал укорачивается формирователями на выходе D -триггера и запускает тиристоры VS1,4, что приводит к формированию положительной полуволны тока. В момент t_0 , когда ток нагрузки снизится до уровня, которому соответствует напряжение $U_{дт} = +U_{cm}$, первый компаратор переключается так, что на его выходе появляется низкий уровень напряжения. Все это время второй компаратор находится с низким уровнем выходного сигнала. Срез выходного сигнала первого компаратора в момент t_0 , проходя через элемент ИЛИ, попадает на запускающий вход одновибратора. Он запускается, и на его инверсном выходе на время $t_{п.в}$ появляется провал напряжения, т. е. через этот интервал времени в момент t_1 на выходе одновибратора происходит появление фронта, который передается на фронтонный вход D -триггера и вызывает переключение триггера в обратное состояние. При этом включается следующая пара тиристоров VS2,3. Таким образом, пока работает одновибратор, переключений в силовой схеме не происходит. Ток нагрузки за это время работы одновибратора уменьшается до нуля и проводившие тиристоры схемы восстанавливают свои запирающие свойства. С момента t_1 начинает формироваться второй полупериод тока в нагрузке. Теперь будет работать нижний компаратор, и в конце очередного полупериода с появлением спада на его выходе наступает интервал $t_{п.в}$ восстановления работы проводивших тиристоров.

Обе приведенные схемы рассчитаны на управление инвертором без возможности стабилизации действующего значения напряжения на нагрузке. Предполагается, что стабилизация осуществляется

входным напряжением инвертора. Для осуществления регулировки по цепям инвертора нужно использовать частотное регулирование, изменяя расстояние между импульсами управления полупроводниковых приборов, например увеличением времени срабатывания одновибратора.

Алгоритм обработки данных

1. Промоделировать схемы управления резонансными инверторами на транзисторах, на тиристорах с обратными диодами и без обратных диодов.
2. Получить диаграммы напряжения на нагрузке, тока через нагрузку, напряжения управления ключами. Убедиться в работе схемы в резонансном режиме.
3. Получить те же диаграммы при плавном изменении параметров нагрузки во время работы инвертора (индуктивности и сопротивления).
4. Сравнить схемы, сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования и расчетные графики.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Объясните принцип работы системы управления резонансного инвертора на транзисторах.
2. В чем отличия системы управления резонансного инвертора на тиристорах от системы управления на транзисторах?
3. По принципиальной схеме поясните работу системы управления АИР на транзисторах с гальваническим разделением цепей.
4. Объясните назначение элементов схемы управления резонансным инвертором на тиристорах с обратными диодами.

5. Поясните работу СУ резонансного мостового инвертора на тиристорах без диодов.
6. Каким образом система управления резонансным инвертором на транзисторах поддерживает режим резонанса при изменении параметров нагрузки?

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 7

Система управления импульсным преобразователем постоянного напряжения (ИППН)

Цель работы – достичь понимания принципов управления импульсными преобразователями напряжения с релейным регулятором тока, а также закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить работу ИППН.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Составить в моделирующем пакете схему управления ИППН и провести ее наладку.
2. Исследовать работу схемы при постоянной и изменяющейся нагрузке.

Теоретическое описание

ИППН предназначен для преобразования входного постоянного нестабилизированного напряжения, например, при питании от мостовой однофазной схемы выпрямителя в стабилизированное выходное постоянное напряжение заданной величины.

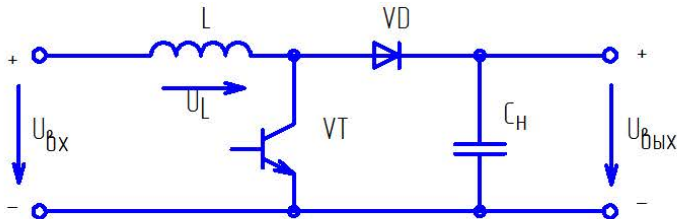
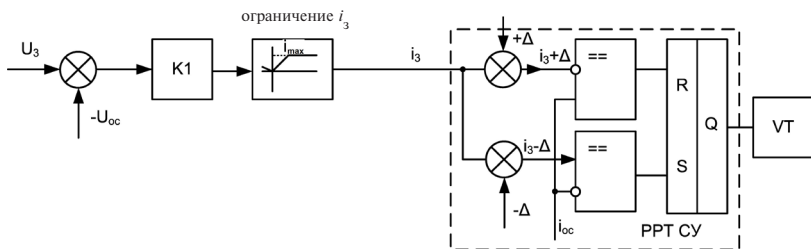


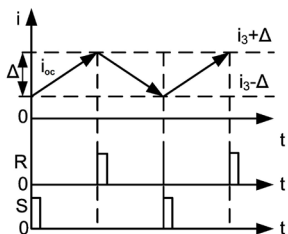
Рис. 7.1. Схема ИППН-2

Схема ИППН-2 представлена на рис. 7.1. При открытии ключа входное напряжение прикладывается к L и ток в нем возрастает, нагрузка на выходе при этом потребляет ток от заряженного конденсатора фильтра, при закрытии транзистора ток начинает протекать

через входную и выходную цепи, при этом он спадает, энергия из источника и дросселя сбрасывается в емкость и нагрузку. Напряжение на выходе этой схемы выше входного. Регулируя соотношение включенного и выключенного состояния транзистора, можно регулировать выходной ток и среднее напряжение на выходе.



а)



б)

Рис. 7.2. Функциональная схема блока питания (а) и диаграммы ее работы (б)

Функциональная схема СУ преобразователя приведена на рис. 7.2. Система управления является двухконтурной: с контуром регулирования напряжения и тока с ограничением по току. В первом контуре осуществляется управление напряжением ИППН, во втором — управление током заряда.

СУ содержит несколько основных блоков. Блок усиления ошибки по напряжению K_1 , токовый ограничитель i_3 , релейный регулятор тока (PPT).

Блок усиления ошибки определяет рассогласование $U_3 - U_{oc}$, разность между заданным напряжением U_3 и напряжением обрат-

ной связи с датчика напряжения, установленного на выходе блока питания U_{oc} , и усиливает ее в К1 раз.

Эта усиленная разность может подаваться в качестве задания тока для обработки его релейным регулятором и управления током ИППН. Однако реальные системы имеют ограничения по токовым нагрузкам за счет использования транзисторов. При этом максимально допустимое значение тока составляет i_{max} . Поэтому дополнительно по входу релейного регулятора установлен ограничитель тока до уровня i_{max} . Таким образом, усиление разности напряжений $U_3 - U_{oc}$ идет с ограничением.

Полученный ток i_3 , значение которого сформировано блоком усилителя и ограничения, является током задания i_3 для регулирования ИППН. Осуществление этого регулирования, т. е. поддержание тока, близкого к заданному, осуществлено с помощью релейного регулятора тока.

Принцип любого релейного регулятора (РР) заключается в регулировании тока в зоне между заданными значениями тока путем воздействия на ключевые элементы силовой схемы. Для организации релейного регулятора, как уже понятно из принципа РР, необходимы пороговые элементы, осуществляющие сравнение i_3 заданного тока с реальным, полученным по обратной связи i_{oc} . В данной системе пороговыми значениями тока являются пороги $i_3 + \Delta$ и $i_3 - \Delta$. На выходе этих элементов установлен RS-триггер, осуществляющий коммутацию силового ключа ИППН.

Допустим, при работе СУ на входе РРТ скачкообразно появилось задание $i_3 + \Delta$ и $i_3 - \Delta$ (рис. 7.2, б). При этом если ток ИППН (ток дросселя) был равен нулю, то сразу же на выходе второго порогового элемента (компаратора), который отслеживает пересечение уровня $i_3 - \Delta$, появляется высокий уровень. При этом на вход S-триггера подается лог. 1, а на выходе первого порогового элемента присутствует ноль, и его переключение возможно при пересечении только порога $i_3 + \Delta$. Описанные процессы характеризуются состоянием на входах $R = 0$, $S = 1$. Триггер при такой комбинации переходит в состояние единицы. Транзистор силовой схемы включается, и ток начинает возрастать. При пересечении нижнего порога $i_3 - \Delta$ током i_{oc} входы триггера переходят в состояние $R = 0$, $S = 0$ (режим хране-

ния), при этом ключ не изменяет своего состояния, а ток i_{oc} заходит тем самым в зону регулирования. При дальнейшем нарастании тока происходит пересечение верхнего порога тока $i_3 - \Delta$, на выходе первого триггера формируется единица, а на входах триггера $R = 1$, $S = 0$. Триггер обнуляется, транзисторный ключ выключается, ток начинает спадать. При этом ток опять заходит в зону регулирования, где $R = S = 0$, при этом сохраняется состояние выключенного ключа. Только при достижении нижней границы $i_3 - \Delta$ происходит очередное включение ключа. Таким образом, увеличение тока i_{oc} происходит, пока он не достиг порога $i_3 + \Delta$, а уменьшение – пока он не уменьшится до уровня $i_3 - \Delta$, т. е. в зоне 2Δ . Уменьшение Δ приводит к увеличению частоты коммутаций ключа.

Небольшое рассогласование напряжений заданного U_3 и текущего на выходе U_{oc} (емкости) ИППН за счет высокого коэффициента усиления К1 в канале регулятора напряжения приводит к возрастанию тока i_3 до максимального, и ИППН на полную мощность начинает повышать напряжение. При приближении текущего напряжения на выходе U_{oc} к U_3 ток задания падает, а при сравнении даже уменьшается до нуля и ИППН перестает повышать напряжение.

Наглядно этот процесс представлен на рис. 7.3. Ток i_3 зависит от соотношения заданного U_3 и текущего $U_{вых}$ (U_{oc}) напряжений на накопительном конденсаторе и формируется в соответствии с рис. 7.3, где U' – порог уменьшения зарядного тока.

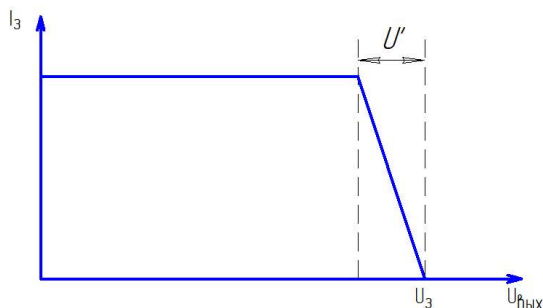


Рис. 7.3. Зависимость заданного тока от выходного напряжения (обратной связи)

Рассмотрим схемную реализацию СУ из практически разработанной и апробированной схемы (рис. 7.4).

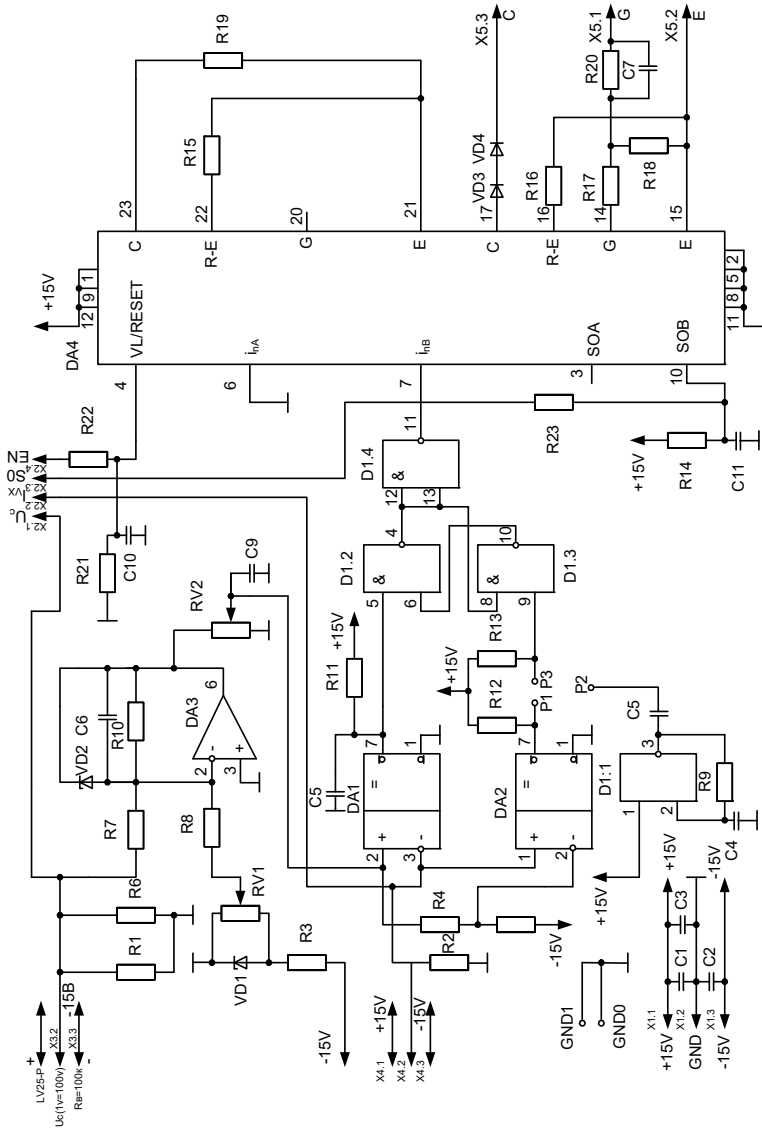


Рис. 7.4. Принципиальная схема системы управления импульсного стабилизатора напряжения

Для обеспечения работы ИППН по вышеуказанному алгоритму необходимо контролировать ток дросселя и напряжение на накопительном конденсаторе. Для этого необходимо использовать датчик тока, установленный в цепь дросселя L , и датчик напряжения, установленный на выходе ИППН.

В качестве датчика тока используется датчик фирмы LEM типа LA25-NP. Напряжение на его выходе ($R2$) пропорционально измеряемому току.

Напряжение на выходе датчика напряжения (LV25-P), подключенного к выходу ИППН, пропорционально измеряемому. Выбранные датчики работают с использованием эффекта Холла, что дает возможность измерять постоянные и переменные составляющие величин токов (напряжений) с осуществлением гальваноразвязки.

Сигнал задания i_3 формируется путем вычитания сигнала заданного напряжения U_3 из текущего напряжения $U_{\text{вых}}$ с последующим преобразованием на нелинейном элементе для ограничения максимального тока заряда накопителя. Ограничение тока заряда необходимо для обеспечения нормального режима работы полупроводниковых приборов и уменьшения импульсных нагрузок на сеть.

Формирование сигнала i_3 в соответствии с рис. 7.4 осуществляется на операционном усилителе (ОУ) DA3 типа КР140УД708. Значение напряжения с датчика (U_{oc}) суммируется с заданным значением напряжения U_3 . Заданное значение $-U_3$ (отрицательной полярности) формируется на элементах VD1, RV1 и R3. ОУ (DA3) усиливает сигнал с его инвертированием, следовательно, на его выходе будет сигнал $-U_{\text{oc}} + U_3$. Резистором RV1 осуществляется регулировка U_3 в пределе от нуля до 9,10 В (что с учетом преобразования датчика напряжения 1:100 соответствует напряжению 910 В на выходе). Стабилитрон VD2 обеспечивает горизонтальную часть зависимости i_3 . Причем ограничивает положительный сигнал на уровне $U_{\text{ст}} = 9,1$ В.

Резистором RV2 осуществляется установка максимального тока i_3 (от нуля до 9,1 В, что с учетом преобразования датчика тока 1 В : 1 А составляет 9,1 А).

Момент отключения силового транзистора ($R = 1$ у триггера) определяется компаратором DA1 типа LM311N, а момент включения ($S = 1$ у триггера) – компаратором DA2 (LM311N), построен-

ным на элементах DD1.1 (микросхема DD1 типа К561ТЛ1). Схема работает при замыкании джампера точек $P1$ и $P3$ (релейный алгоритм), при замыкании точек $P2$ и $P3$ осуществляется алгоритм работы с ШИМ.

Компаратор DA1 сравнивает значение i_3 с текущим током i_{oc} и при превышении текущего тока над заданным выдает сигнал на отключение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора). Для предотвращения повторного включения транзистора после его отключения менее чем через 5 мкс использована интегрирующая цепочка, построенная на элементах C8 и R11.

Компаратор DA2 сравнивает значение $i_{min} = i_3 - \Delta i$ (полученное из i_3 на делителе R4, R5) с реальным током i_{oc} и при превышении i_{min} над текущим выдает сигнал на включение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора). При необходимости величина токового окна Δ может регулироваться соотношением резисторов R4 и R5 посредством делителей R4 и R5, R5 задает ток в цепи делителя, который, выделяясь на R4, определяет Δ . Для более стабильного напряжения задания «окна» Δ можно R4 заменить на стабилитрон или несколько последовательных диодов.

DA1 и DA2 включены по инверсной схеме, следовательно, DA1 формирует сигнал \bar{R} , а DA2 – сигнал \bar{S} . Для их корректного восприятия RS-триггер тоже должен быть с инверсией по входам. Это реализовано на элементах 2И–НЕ, при таком включении на входе элемента с \bar{R} (DD1.2) выход \bar{Q} , у элемента с \bar{S} (DD1.3) – \bar{Q} . Инвертируя далее выход \bar{Q} (DD 1.4), получаем прямой выход \bar{Q} , который подается далее на драйвер ключа.

Для управления силовыми транзисторами используются драйверы. Драйвер DA4 типа 2SD106AI (фирмы CONCEPT) в соответствии с сигналом управления на DD1(11) и сигналом разрешения EN (вход 4 у драйвера) осуществляет управление транзистором. Драйвер осуществляет гальваноразвязку и усиление сигнала управления транзистором. Для включения силового транзистора драйвером формируется напряжение затвор – эмиттер +15 В, а для отключения –15 В.

Драйвер, помимо функций управления, осуществляет защиту транзистора от сверхтоков. Для этого служат элементы VD3, VD4

и $R16$. Напряжение коллектор (C) – эмиттер (E) открытого транзистора зависит от протекающего через него тока. При открытом силовом транзисторе через диоды $VD3,4$ и силовой транзистор протекает измерительный ток $1,4$ мА, формируемый встроенным в драйвер источником тока. Потенциал на $DA4(17)$ на $1,1$ В (падение напряжения на двух диодах) больше, чем на коллекторе транзистора. Если этот потенциал становится больше заданного (формируется относительно потенциала силового транзистора на резисторе $R16$), то это свидетельствует о протекании через транзистор больших токов и приводит к срабатыванию защиты. По резистору $R16$ протекает ток от встроенного в драйвер источника тока 150 мкА. Таким образом, резистор $R16$ задает потенциал точки $DA4(16)$, т. е. определяет уставку тока. Во время работы драйвер сравнивает потенциалы на $DA4(16)$ и $DA4(17)$, и если на $DA4(17)$ он больше, то драйвер отключает транзистор.

Необходимый потенциал на $DA4(16)$:

$$U_{16} = U_{CEVT} + U_{2VD} = 3,5 + 1,1 = 4,6 \text{ В},$$

где U_{16} – необходимый потенциал на выводе 16; $U_{CEVT} = 3,3$ В – падение напряжения коллектор – эмиттер транзистора в открытом состоянии; $U_{2VD} = 1,1$ В – падение напряжения на диодах $VD3, VD4$.

Резистор $R18$ служит для предотвращения открывания транзистора при отсутствии драйвера.

Цепочка $R20-C7$ предназначена для защиты драйвера при коротком замыкании ($K3$) между затвором и эмиттером транзистора.

Цепочка $R22-C10$ предназначена для фильтрации помех, при работе ППН приводящих к «зашелкиванию» драйвера.

Драйвер имеет внутреннюю задержку на включение/отключение транзистора $0,3$ мкс.

Алгоритм обработки данных

1. Выделить необходимые элементы системы стабилизации напряжения по рис. 7.4, подключить их к силовой схеме ИППН-2, промоделировать в расчетном пакете. Учесть, что ряд элементов может быть заменен функциональными блоками-аналогами, например, компаратор – устройством сравнения сигналов, усилитель – блоком

усиления с коэффициентом усиления, драйвер – вообще исключен, так как для моделирования схемы он не нужен и выполняет роль лишь в реальной схеме, цепочка стабилитрон – резистор может быть заменена источником опорного напряжения, датчики тока и напряжения – мультиметрами тока и напряжения и т. д.

2. Отладить работу схемы. Проследить корректность работы токового регулятора. Получить для этого диаграммы тока силового ключа в силовой схеме и тока задания. Получить диаграмму напряжения на нагрузке и напряжения задания.

3. В процессе работы схемы скачкообразно изменить нагрузку ИППН, проследить за процессами восстановления напряжения на нагрузке и изменения тока дросселя. Для этого снять диаграммы напряжения на нагрузке в масштабе, когда коммутационные процессы уже не видны (за полное время диаграммы количество их коммутаций велико), и в том же масштабе – ток ключа, а также в крупном масштабе (за полное время диаграммы видно несколько коммутаций) – те же диаграммы, когда процесс станет установившимся.

4. Сравнить схемы, сделать выводы и оформить отчет.

Содержание отчета

1. Схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните структуру системы управления ИППН.
2. Какую роль выполняет регулятор тока в системе управления напряжением ИППН?
3. Как работает регулятор тока?
4. По принципиальной схеме системы управления поясните ее работу.

5. Какую функцию выполняют элементы системы управления?
6. Чем на схеме управления определяется задание выходного напряжения?
7. Чем на схеме управления задается ограничение тока ключей?
8. Как осуществлено ограничение тока ключа в схеме?
9. Какую функцию выполняют компараторы DA1 и DA2? Поясните их работу.

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 8

Импульсные системы заряда емкостных накопителей

Цель работы — достичь понимания принципов управления схемами заряда емкостных накопителей, а также закрепить навыки моделирования электронных схем.

Задачи работы

1. Повторить работу ИППН-1, 2, 3.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Составить в моделирующем пакете силовые схемы и схемы управления ИППН-1, 2, 3, провести наладку работы системы.
2. Исследовать работу схемы в разных режимах заряда.

Теоретическое описание

Имеется большое многообразие структурных схем построения источников заряда емкостных накопителей энергии. В случае использования в качестве источника энергии аккумуляторной батареи одним из решений может быть применение импульсных преобразователей постоянного напряжения (ИППН) в бестрансформаторном (базовом) или трансформаторном варианте. Преимущества применения ИППН — высокий КПД и гибкое управление процессом заряда. Наиболее распространенными алгоритмами управления зарядным процессом принято считать [1] следующие алгоритмы:

- с постоянным зарядным током;
- с постоянной потребляемой от источника мощностью.

В случае применения ИППН второй режим можно переформулировать как режим потребления постоянного тока от источника напряжения.

Заряд емкостного накопителя должен продолжаться от момента запуска до момента, пока напряжение на накопителе не сравняется с заданным.

1. Режим с постоянным зарядным током

Пусть ток заряда i_3 , тогда напряжение на емкостном накопителе

$$C \frac{dU_3}{dt} = i_3 \Rightarrow U_3(t) = \frac{i_3}{C} t + U_0,$$

где C – емкость конденсатора; U_0 – начальное напряжение заряда.

Таким образом, при заряде постоянным током i_3 напряжение U_3 изменяется по линейному закону, а при заряде из полностью разряженного состояния – по закону прямой пропорциональности (рис. 8.1).

Мощность $p(t)$, потребляемая из источника постоянного напряжения:

$$p(t) = i_3 \cdot U_3(t) = \frac{i_3^2}{C} t + U_0 \cdot i_3.$$

Мощность, потребляемая из источника, также изменяется во времени линейным образом.

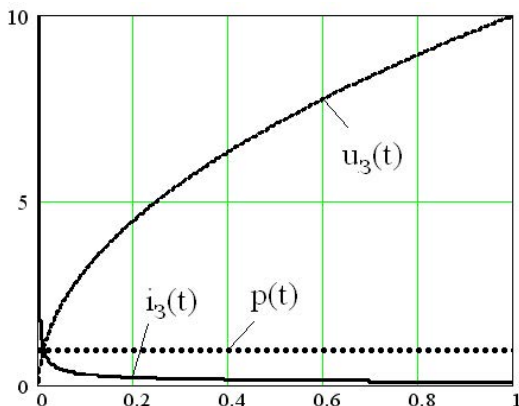


Рис. 8.1. Режим заряда емкостного накопителя при постоянном токе заряда

2. Режим с постоянным током, потребляемым от источника

Ток i , потребляемый от источника, можно расписать через мощность источника P и его напряжение E :

$$i = \frac{P}{E} = \frac{U_3(t) i_3(t)}{E} = \text{const}.$$

Фактически этот режим является режимом потребления постоянной мощности от источника (рис. 8.2).

Подставляем в это соотношение зависимость для емкости $C \frac{dU_3}{dt} = i_3(t)$:

$$i = \frac{P}{E} = \frac{C \frac{dU_3}{dt} U_3(t)}{E} = \text{const} \Rightarrow iE = C \frac{dU_3}{dt} U_3(t) \Rightarrow iE = C \frac{dU_3^2}{dt}.$$

Интегрируя обе части последнего соотношения, получим

$$\int \frac{2iE}{C} = \int \frac{dU_3^2(t)}{dt} \Rightarrow U_3^2(t) = \frac{2iE}{C}t + k \Rightarrow U_3(t) = \sqrt{\frac{2iE}{C}t + k}.$$

Если заряд идет от нулевого напряжения, т. е. $U_3(0) = 0$, то $k = 0$, тогда

$$U_3(t) = \sqrt{\frac{2iE}{C}t}.$$

Таким образом, мощность, потребляемая от источника, вычисляется по формуле

$$P = iU_3 = i\sqrt{\frac{2iE}{C}t},$$

а ток, протекающий через емкость, определяется формулой

$$C \frac{dU_3}{dt} = i_3(t) \Rightarrow i_3(t) = C \left(\sqrt{\frac{2iE}{C}t} \right)' = \sqrt{iEC} \frac{1}{\sqrt{2t}}.$$

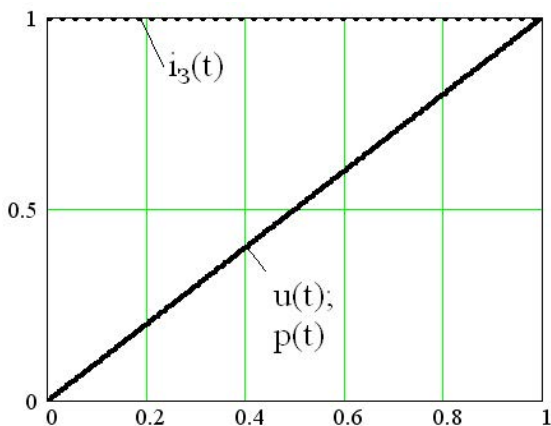


Рис. 8.2. Режим заряда емкостного накопителя при постоянной мощности или постоянном токе источника

Полученные соотношения для постоянства тока заряда и источника идеальны, в реальности указанные токи имеют пульсацию, что приводит к появлению пульсации напряжения на емкости и в мощности заряда.

Алгоритм обработки данных

1. Ознакомиться с теоретическим описанием, взять в основу моделирования схему ИППН-2 и с помощью обратной связи по входному току организовать режим потребления постоянного тока источника. Алгоритм в основе регулятора можно использовать релейный (см. лаб. раб. 1, п. 1).

Отладить и промоделировать схему. Проследить по диаграммам корректность ее работы. Получить диаграммы работы тока дросселя, силового ключа, тока диода и емкостного накопителя.

2. Модифицировать схему так, чтобы обратная связь была осуществлена по усредненному току емкостного накопителя. Примерная функциональная схема системы управления изображена на рис. 8.3.

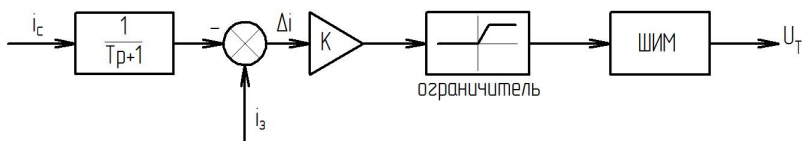


Рис. 8.3. ШИМ управление зарядным током емкости

В системе используется аperiodическое звено, усредняющее сигнал тока при условии, что постоянная времени T_1 в несколько раз больше периода T коммутации ШИМ-схемы.

Блок сравнения осуществляет вычисление разности задания i_3 и тока обратной связи емкостного накопителя i_c , далее сигнал усиливается k и ограничивается по амплитуде для управления ШИМ (в пределах $0...1$).

Отладить и промоделировать схему. Проследить по диаграммам корректность ее работы. Получить диаграммы работы тока дросселя, силового ключа, тока диода и емкостного накопителя.

3. Аналогично структуре по п. 2 (рис. 8.3) организовать управление входным током ИППН-2 при ШИМ-регулировании.

Отладить и промоделировать схему. Проследить по диаграммам корректность ее работы. Получить диаграммы работы тока дросселя, силового ключа, тока диода и емкостного накопителя.

4. Повторить пп. 2, 3 с ИППН-1, а также дополнительно собрать схему управления с релейным принципом регулирования тока емкости по аналогии с п. 1.

5. Повторить пп. 2, 3 с ИППН-3. Дополнительно для ИППН-3 организовать релейное управление током дросселя, поддерживая его на заданном уровне. Снять указанные выше диаграммы токов с элементов схемы.

Содержание отчета

1. Принципиальные и функциональные схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления входным током ИППН-2 по релейному алгоритму.
2. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления выходным током ИППН-2 по ШИМ-алгоритму.
3. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления входным током ИППН-1 по ШИМ-алгоритму.
4. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления выходным током ИППН-1 по ШИМ-алгоритму.
5. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления выходным током ИППН-3 по ШИМ-алгоритму.
6. Поясните функциональную схему и принцип ее работы для управления входным током ИППН-3 по ШИМ-алгоритму.

7. Поясните изменение мощности, потребляемой от источника, тока источника, тока конденсатора и его напряжения в режиме заряда постоянным током емкости.
8. Поясните изменение мощности, потребляемой от источника, тока источника, тока конденсатора и его напряжения в режиме заряда постоянным током источника.

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 9

Управление тягой исполнительного электромагнитного устройства с помощью электронной системы

Цель работы — достичь понимания принципов управления электромеханическими системами, сочетающими в своем составе электронные системы управления и электромагнитные исполнительные устройства.

Задачи работы

1. Повторить релейный алгоритм управления током.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Составить в моделирующем пакете математическую модель системы управления электромагнитом и механической части установки.

2. Исследовать статические режимы работы системы при разных токах управления, а также динамические режимы работы при изменении токов управления.

Теоретическое описание

Рассмотрим систему, где необходимо управлять тягой тросика, соединенного с акселератором двигателя внутреннего сгорания. На конструктивной схеме (рис. 9.1) для обеспечения противодействующей характеристики тяги тросика применяется упругий элемент с жесткостью k и с силой трения, пропорциональной скорости v перемещения.

Механическая часть имеет одну степень свободы (ось x), т. е. уравнения, описывающие механическую часть, имеют одну координату (x).

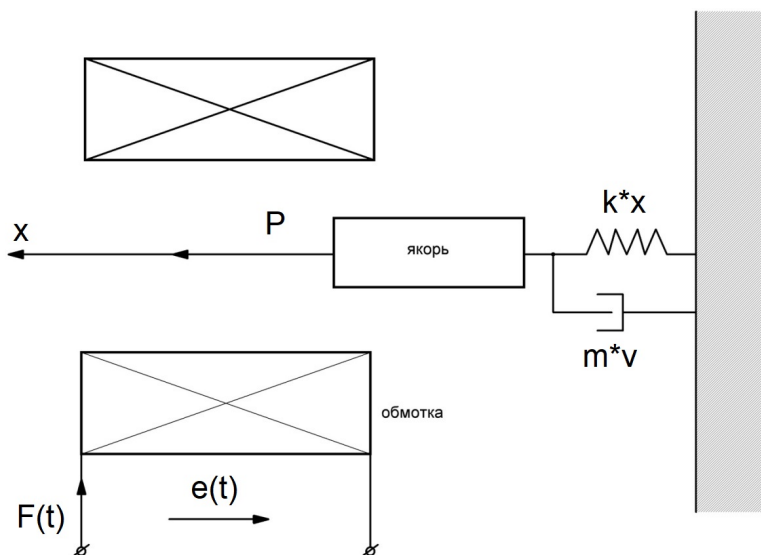


Рис. 9.1. Конструктивная схема установки

Таким образом, эта система уравнений строится по второму закону Ньютона:

$$\begin{cases} m \frac{dv}{dt} = P - kx - \mu v \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases}, \quad (9.1)$$

где m – масса якоря электромагнита и тросика; k – коэффициент упругой связи тросика; μ – коэффициент трения; P – сила тяги электромагнита; x – положение якоря.

У электромагнита втяжной конструкции с внешним магнито-проводом зависимость силы от МДС примерно можно аппроксимировать зависимостью

$$P(F) = k_1 F^2 + k_2 F. \quad (9.2)$$

То есть в зависимости отсутствует координата x , что верно на рабочей части хода магнита, когда срез якоря перемещается внутри обмотки.

Электромагнитный поток (потокосцепление) магнита можно аппроксимировать зависимостью

$$\Phi(F, x) = F^2 (k_3 x + k_4). \quad (9.3)$$

Увеличение x в положительном направлении означает втягивание якоря внутрь магнита в соответствии с рис. 9.1.

Электромагнитная часть системы описывается уравнением

$$w \frac{d\Phi}{dt} + R \frac{F}{w} = e(t), \quad (9.4)$$

где w – число витков; $e(t)$ – напряжение на обмотке; R – сопротивление обмотки.

Суть построения системы управления заключается в разработке блока, который будет изменять $e(t)$ так, чтобы заданное P_3 (на рис. 9.2 обозначено P) было близко к реальному P_{oc} , т. е. построению регулятора силы (рис. 9.2), который управляет напряжением $e(t)$ на магните. На рисунке P_{oc} показано вычислением по координате x_{oc} . Так поступают в реальности, т. е. косвенным методом, поскольку измерить силу магнита P_{oc} напрямую невозможно. При таком вычислении было игнорировано слагаемое μv . Это возможно в тихоходных системах, когда составляющая трения мала по сравнению с силой упругости пружины и силой привода. При расчете для упрощения можно в качестве силы P_{oc} подвести связь из электромагнитной системы по уравнению (9.2).

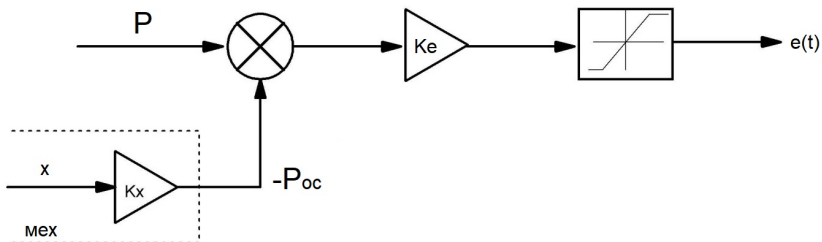


Рис. 9.2. Функциональная схема регулятора силы

Управлять напряжением $e(t)$ можно посредством ШИМ мостовым инвертором или ИППН, в этих случаях разными будут скорости изменения тока и МДС, а следовательно, реакции механической системы при обработке задания.

Таким образом, разрабатываемая система (рис. 9.3) состоит из нескольких подсистем:

- 1) механической, состоящей из уравнений (9.1): входные воздействия – сила магнита $P(F)$, выходные – положение x ;
- 2) электромагнитной, состоящей из уравнений (9.2), (9.3), (9.4): входные воздействия – напряжение $e(t)$, положение x_{oc} , выходные – сила магнита P ;
- 3) регулятора силы (рис. 9.2): входные воздействия – задание силы P_3 , обратная связь по силе $P_{oc} = kx$ или (9.2), выходные – напряжение $e(t)$.

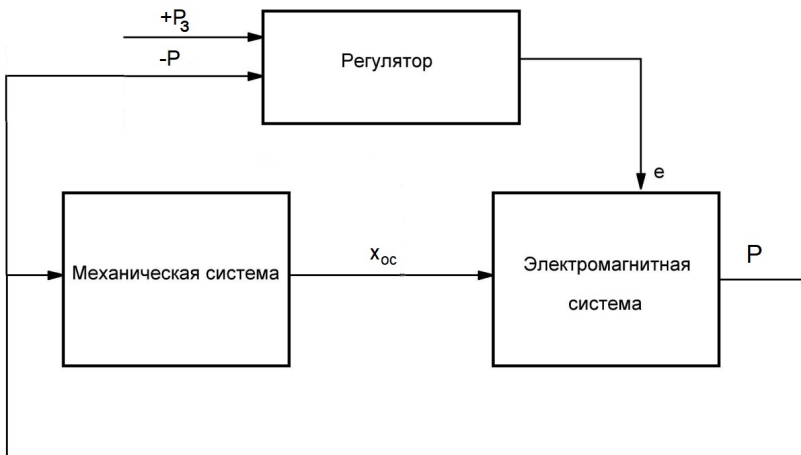


Рис. 9.3. Функциональная схема системы

Алгоритм обработки данных

1. Ознакомиться с теоретическим описанием, определить уравнения, относящиеся к подсистемам, провести преобразование уравнений и связей между ними в расчетную схему в математическом пакете.

Для получения расчетных схем нужно придерживаться следующих рекомендаций.

Необходимо учесть, что при построении расчетных схем не следует применять операторы дифференцирования, это сильно снижает точность расчетов, а подчас делает их невозможными. Необходимо преобразовать уравнения таким образом, чтобы

переменная, находящаяся в операторе дифференцирования, определялась с помощью оператора интегрирования. Например, $x = \int v dt$, а не $v = \frac{dx}{dt}$, x — результат (выход блока), а v — входная переменная (вход блока), т. е. входная переменная v интегрируется и выходит из блока переменной x .

Таким образом, нужно:

- 1) найти все переменные под операторами дифференцирования и выразить их через оператор интегрирования;
- 2) выяснить, какие параметры у систем входные и выходные;
- 3) внутри систем блоки с уравнениями охватить связями параметров (x , v , F и т. д.);
- 4) соединить между собой системы с помощью входных и выходных параметров.

После проделанных шагов должно оказаться, что только один параметр управляет всей системой — задание силы P , и система закольцована через остальные параметры сама на себя.

2. Отладить систему. Сложная система с небольшой долей вероятности заработает сразу, как и написанная программа. Поэтому предлагается протестировать каждую из подсистем с помощью частных случаев. Привести диаграммы работы для этих случаев.

Например, если тестировать только механическую систему и задать ей параметры и силу $P = 1 \text{ Н} : m = 1 \text{ кг}, k = 1 \text{ Н/м}, P = 1 \text{ Н}, \mu = 0$. Такой режим приведет к бесконечным колебаниям с частотой $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$. Если сделать $\mu = 1 \text{ Н} \cdot \text{с/м}$, то колебания затухнут и статическое значение $x = P/k = 1 \text{ м}$. По аналогии можно проверить в электромагнитной системе, развивается ли вычисленная по соотношению $P(F)$ и в результате моделирования сила при постоянных нескольких значениях $F(\text{МДС})$. Устанавливается ли F к заданному статическому значению при подаче постоянного $e(t) = E$, определяемому как $F = E/R$, и т. д. После проверки каждого блока можно надеяться уже с более высокой вероятностью, что объединенная система будет соответствовать вышеописанным уравнениям.

3. Задать начальные параметры системы и промоделировать работу при непосредственном воздействии $e(t)$, вычисляемого регулятором (рис. 9.2). Принять: $k_1 = 0,01, k_2 = 1, k_3 = 1e - 7, k_4 = 1e - 7,$

x изменяется от 0 до 1 м, $w = 10$, $k = 400$ Н/м, $m = 1$ кг, $\mu = 10$ Н · с/м, $R = 1e - 3$ Ом.

Учсть, что регулятор системы управления имеет звено усиления K_e (рис. 9.2), от настройки которого зависит точность и устойчивость системы. Его в процессе моделирования необходимо подобрать. В случае недостаточной динамической устойчивости добавить к усилителю интегро-дифференцирующее звено $\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$, параметры постоянных которого нужно подобрать экспериментально, при этом $T_1 > T_2$.

Просчитать и предоставить в отчете динамические параметры отработки ступенчатого воздействия силы P_3 от 0 до 100 Н и 200 Н, т. е. $P_3(t)$ задания и $P_{oc}(t)$ отработки силы изменения, МДС $F(t)$, перемещения $x(t)$, скорости $v(t)$, напряжения $e(t)$, потока $\Phi(t)$.

4. Промоделировать работу системы при подключении между выходом регулятора и входом $e(t)$ электромагнитной системы ШИМ, при этом необходимо ограничить управление ШИМ от 0 до 1, настроить частоту и уровень максимального напряжения ШИМ. Убедиться в ее работоспособности.

Содержание отчета

1. Расчетные схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования, включая тестовые.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Напишите уравнения для механической системы и поясните, как из них получить расчетную схему для пакета моделирования.
2. Напишите уравнения для электромагнитной системы и поясните, как из них получить расчетную схему для пакета моделирования.

3. Проанализируйте подсистемы объекта регулирования на предмет входных и выходных воздействий, изобразите схему системы во взаимосвязи.
4. Изобразите регулятор силы и поясните, как он работает.
5. С какой целью в работе используется ШИМ? Как оно работает?
6. Какие особенности имеет настройка регулятора силы?

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.

Лабораторная работа 10

Система управления однофазным мостовым выпрямителем с асинхронным фазосмещающим устройством (ФСУ)

Цель работы – достичь понимания принципов управления асинхронными системами управления однофазными мостовыми выпрямителями.

Задачи работы

1. Повторить работу асинхронного ФСУ.
2. Выполнить экспериментальную часть в соответствии с программой.
3. По результатам работы оформить отчет и защитить его.

Алгоритм проведения эксперимента

1. Составить в моделирующем пакете математическую модель системы управления однофазным тиристорным выпрямителем с асинхронным ФСУ.

2. Исследовать работу системы при разных напряжениях управления и разных типах нагрузки и динамику отработки задания по управлению.

Теоретическое описание

Наряду с синхронными фазосмещающими устройствами получили распространение асинхронные ФСУ, в которых непосредственная синхронизация работы ФСУ с сетью отсутствует, что позволяет избежать трудностей при формировании опорных сигналов. Асинхронные ФСУ могут функционировать только при наличии замкнутого контура управления, обеспечивая постоянство выходных параметров (напряжения или тока) при изменении режима работы преобразователя и наличии искажений (коммутационные процессы, несинусоидальность напряжения сети и т. п.).

Простейшая схема асинхронного ФСУ приведена на рис. 10.1, а. Для создания линейной регулировочной характеристики нужно обеспечить зависимость $U_d = kU_y$, где k – коэффициент пропорциональности. Последнее выражение можно заменить

$$\int_{t_1}^{t_2} [u_a(t) - kU_y] dt = 0, \quad \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_d(t) dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} kU_y dt,$$

где t_1 и t_2 — моменты i -й и $(i + 1)$ -й коммутаций вентилей в преобразователе.

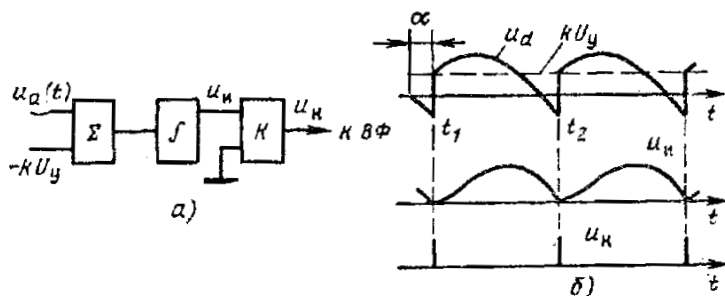


Рис. 10.1. Структурная схема асинхронного ФСУ и диаграмма его работы

Это выражение является математической записью функционирования асинхронного ФСУ. Напряжения $u_d(t)$ и $-kU_y$ поступают на сумматор, а затем интегрируются интегратором (временные диаграммы приведены на рис. 10.1, б). Когда выходное напряжение интегратора достигнет нулевого значения, срабатывает компаратор К. В этот момент формируется управляющий импульс на очередной тиристор преобразователя (момент t_2). Линейность регулировочной характеристики не нарушится при искажениях формы выходного напряжения u_d преобразователя.

Достоинства, присущие асинхронной СУ, связаны с ее недостатками. Как и во всякой замкнутой системе регулирования, в асинхронной системе могут возникать колебания вырабатываемых ею углов управления относительно некоторого среднего значения. При незатухающем характере этих колебаний работа СУ неустойчива, использование такой СУ невозможно. Так, СУ, представленная на рис. 10.1, а, неустойчива при $\alpha \geq \pi/2$, т. е. в инверторном режиме. Обеспечение устойчивой работы СУ требует введения дополнительных элементов и усложнения СУ, а в ряде случаев достигается ценой ухудшения ряда показателей подобных систем. Аналогичные

трудности возникают и при создании синхронных СУ с замкнутым контуром управления.

Алгоритм обработки данных

1. Ознакомиться с теоретическим описанием, провести преобразование математического описания системы управления в расчетную схему в математическом пакете, а также собрать схему однофазного мостового выпрямителя. Соединить систему управления и силовую часть и отладить схему.

2. Промоделировать систему на разных видах нагрузки: активной и двух активно-индуктивных: принять параметры нагрузки $R = 100 \text{ Ом}$, $L_1 = 5 \text{ Гн}$, $L_2 = 0,05 \text{ Гн}$. Моделирование двух видов нагрузки провести при отработке управляющего напряжения для двух произвольных уровней управляющего напряжения. Важно только обратить внимание, чтобы управляющее напряжение не превышало максимальное среднее напряжение выпрямителя. Управляющие напряжения необходимо задавать методом подбора, контролируя угол управления.

На диаграммах привести ток и напряжения нагрузки, напряжение управления, напряжение с выхода интегратора для установившегося процесса и переходного процесса.

Содержание отчета

1. Расчетные схемы моделирования в расчетном пакете.
2. Диаграммы моделирования.
3. Выводы.

Форма отчета

Оформление отчета по лабораторной работе основывается на принятых на кафедре требованиях к отчетам [2].

Вопросы для самоконтроля

1. Напишите уравнение, соответствующее алгоритму работы асинхронного ФСУ, и поясните его содержание.
2. Поясните полученные диаграммы моделирования для активной нагрузки.

3. Поясните полученные диаграммы моделирования для активно-индуктивной нагрузки.
4. В чем заключаются различия в работе систем управления для активной и активно-индуктивной нагрузки?

Рекомендуемая литература

1. Тимохин А.Н., Румянцев Ю.Д. Моделирование систем управления с применением MATLAB : учеб. пособие / под ред. А.Н. Тимохина. – М. : ИНФРА-М, 2016. – 256 с.
2. Позднов М.В. Правила оформления отчетов о лабораторных работах : методические рекомендации к лабораторному практикуму. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 21 с.