

Министерство образования и науки Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А.П. МАЛАХОВ, А.П. УСАЧЁВ

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ И АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Учебно-методическое пособие

НОВОСИБИРСК
2011

УДК 621.34-52(075.8)
М 181

Рецензенты:

Г.М. Симаков, д-р техн. наук, проф.,
В.М. Кавешников, канд. техн. наук, доц.

Работа подготовлена на кафедре ЭАПУ и утверждена
Редакционно-издательским советом университета в качестве
учебно-методического пособия для студентов старших курсов ФМА

Малахов А.П.

М 181 Элементы систем автоматики и автоматизированного электропривода : учеб.-метод. пособие / А.П. Малахов, А.П. Усачёв. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2011. – 106 с.

ISBN 978-5-7782-1770-6

Изложены вопросы расчета и построения основных элементов систем автоматики в автоматизированных электроприводах, в том числе регуляторов, импульсных усилителей мощности с однополярной и биполярной модуляцией, тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного и переменного тока. Пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», специальность «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов».

УДК 621.34-52(075.8)

ISBN 978-5-7782-1770-6

© Малахов А.П., Усачёв А.П., 2011
© Новосибирский государственный
технический университет, 2011

ПРЕДИСЛОВИЕ

Под термином «элемент» системы автоматики понимается устройство, входящее в состав автоматизированной системы управления как конструктивная или техническая единица, выполняющая определенную функцию управления и обладающая относительно простыми свойствами между его входными и выходными величинами. Из этого определения следует, что элемент – это не математическая модель или звено, а реальное, конструктивно оформленное техническое устройство. В понятие элемента включены не все элементы, обслуживающие автоматизированную систему, а только те, которые выполняют управляющую функцию. Элемент относительно прост лишь по внешним свойствам, а по внутренним процессам, принципу действия и устройству он может представлять собой весьма сложную физическую систему.

Многообразие систем автоматики обуславливает огромный класс элементов даже при сделанных ограничениях в понятии элемента. Применительно к специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» круг элементов сужается и ограничивается рамками систем АЭП.

Элементы по энергетическому признаку можно подразделить на две группы:

– силовые элементы, через которые основной поток энергии проходит, преобразуется ими и подводится к конечному объекту управления – рабочему органу (РО); эти элементы составляют силовую, энергетическую часть АЭП;

– управляющие элементы, вырабатывающие, преобразующие и подводящие сигналы управления силовыми элементами, через которые реализуется управление энергетическим потоком; эти элементы составляют информационную часть электропривода.

К *силовым элементам* относятся управляемые преобразователи (УП), подводящие электрическую энергию к двигателю, сами двигатели, механические преобразовательные элементы, составляющие кинематическую цепь (КЦ), рабочие органы производственных механизмов РО. Основным силовым элементом является двигатель (Д). Именно двига-

тель осуществляет электромеханическое преобразование энергии, что составляет физико-энергетическую сущность электропривода. Поэтому двигатель как главный элемент АЭП является совместно с электрическими входными цепями и выходной механической частью объектом изучения в курсе «Теория электропривода». К дисциплине «Элементы систем автоматики автоматизированного электропривода» отнесен один вид силового элемента – управляемый преобразователь. Однако данный силовой элемент объединяет в своем понятии большое разнообразие преобразователей. По функциональному признаку их можно подразделить на три категории: преобразователи напряжения (источники напряжения), преобразователи тока (источники тока), преобразователи частоты. В зависимости от вида преобразования энергии можно выделить преобразователи электромеханические (например, генераторы постоянного и переменного тока), электромагнитные (магнитные усилители, индуктивно-емкостные источники тока), электрические (полупроводниковые преобразователи).

Наиболее многочисленную современную группу преобразователей составляют полупроводниковые преобразователи: тиристорные преобразователи переменного тока в постоянный ток, транзисторные преобразователи постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией, тиристорные и транзисторные преобразователи частоты с автономными инверторами и с непосредственной связью с сетью.

Управляющие элементы по сравнению с силовыми характеризуются большим разнообразием и большей быстротой развития, в особенности применительно к элементам, построенным на базе микроэлектроники.

В зависимости от места в структуре АЭП управляющие элементы можно разделить на две группы:

– элементы, формирующие задание на движение и определяющие статические и динамические свойства АЭП, эти элементы образуют систему управления электроприводом и являются его неотъемлемой частью;

– элементы, формирующие свойства силового элемента и входящие в его состав неотъемлемой частью; эти элементы при исследовании АЭП отдельно не рассматриваются, а математическое описание силового элемента дается с учетом управляющего элемента в его составе.

Авторы выражают благодарность Д.Д. Абакумову и Т.Д. Пыкиной за подготовку рукописи пособия к публикации.

Дисциплина «Элементы систем автоматики автоматизированного электропривода» студентами дневной и заочной форм обучения изучается в 7 и 8-м семестрах. Учебной программой в течение семестра предусмотрены установочные и обзорные лекции, выполнение двух контрольных работ, двух лабораторных работ (№ 1 и 2) и сдача экзамена.

Список литературы

Основная

1. *Терехов В.М.* Элементы автоматизированного электропривода: учеб. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987.

2. *Коновалов Л.И., Петелин Д.П.* Элементы и системы электроавтоматики: учеб. пособие для студентов вузов. – М.: Высш. шк., 1985. – 216 с.

Дополнительная

3. *Титце У., Шенк К.*, Полупроводниковая схемотехника: пер. с нем. / под ред. А.Г. Алексеенко. – М.: Мир, 1983.

4. *Элементы* автоматизированного электропривода: метод. указ. к лаб. раб. № 1 / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1988.

5. *Элементы* автоматизированного электропривода: метод. указ. к лаб. раб. № 2 / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1988.

6. *Элементы* автоматизированного электропривода: метод. указ. к лаб. раб. № 3 / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1988.

7. *Хрущев В.В.* Электрические микромашины автоматических устройств. – М.: Энергия, 1976.

8. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника: учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1982.

9. *Баширин А.В. и др.* Управление электроприводами: учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергия, 1982.

10. *Домрачев В.Г. и др.* Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987.

11. *Гальперин К.В.* Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987.

12. *Алексеенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И.* Применение прецизионных аналоговых ИС. – М.: Радио и связь, 1981.

13. *Интегральные* микросхемы: справочник / под ред. Б.В. Тарабрина. – М.: Радио и связь, 1983.

14. *Нестеренко Б.К.* Интегральные операционные усилители: справочное пособие по применению. – М.: Энергоиздат, 1982.

СОДЕРЖАНИЕ ДИСЦИПЛИНЫ, КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И МИНИ-ЗАДАЧИ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

Введение

Понятие элементов систем автоматики. Структурная схема автоматизированного электропривода (АЭП). Место и назначение элемента в составе АЭП. Силовые и управляющие элементы, их характеристика. Входные и выходные координаты элементов. Внешние и внутренние параметры элементов, статические и динамические характеристики [1, разд. 1.1, 1.2]

1. Управляющие элементы АЭП

1.1. Основы схемотехники аналоговых управляющих устройств АЭП

1.1.1. Операционный усилитель, схемы на его основе

Операционный усилитель (ОУ), принцип действия, параметры, схема включения (подключение входных и выходных цепей, источников питания), обозначения в конструкторской документации в соответствии с ГОСТом. Идеальный ОУ. Принцип отрицательной обратной связи для ОУ. Методика расчета схем на идеальном операционном усилителе. Учет неидеальностей ОУ: конечного значения коэффициента усиления, наличия входных токов и их разности, смещения нуля. Частотные свойства ОУ, его коррекция. Основные схемы на ОУ и их расчет: инвертирующий усилитель, неинвертирующий усилитель, буферный каскад, схема суммирования, схемы вычитания (дифференци-

альный усилитель), интегратор, дифференциатор. Использование символического метода расчета передаточных функций схем с активно-емкостными сопротивлениями. Частотные характеристики схем интегратора и дифференциатора. Способы регулировки коэффициента передачи схем на ОУ. Баланс входных резисторов в схемах на ОУ. Компенсация смещения нуля ОУ [1, разд. 5.1; 2, разд. 4.7, 7.1, 11.1–11.5; 7, разд. 2.7, 2.8; 10, разд. 2.4].

Контрольные вопросы

1. Дайте пояснения к паспортным параметрам ОУ К553УД2, используемого в лабораторных работах (параметры приведены в [3]).
2. Как определить величину дифференциального сигнала, которую необходимо подать на вход ОУ, чтобы скомпенсировать усиление синфазного сигнала?
3. На прямой и инверсный выходы ОУ поданы сигналы. Запишите, чему будет равно выходное напряжение ОУ с учетом конечных значений его дифференциального коэффициента усиления, коэффициента усиления синфазного сигнала и напряжения смещения нуля.
4. Входы операционного усилителя занулены. ОУ в этом случае, как правило, находится в насыщении. Почему? Чему равно его выходное напряжение? Как определить, какое напряжение ему надо подать на вход, чтобы вывести из насыщения?
5. На ОУ собрана схема инвертирующего усилителя. Составьте соответствующую структурную схему (используя понятия и условные обозначения курса ТАУ). Запишите связь между параметрами элементов принципиальной схемы и параметрами передаточных функций структурной схемы.
6. То же для схемы инвертирующего усилителя.
7. Буферный каскад. Чему равны дифференциальное и синфазное напряжение, действующие на входы ОУ?
8. Методами теории устойчивости курса ТАУ поясните необходимость коррекции частотной характеристики ОУ при использовании его в схемах с отрицательной обратной связью. Поясните, почему при включении ОУ без обратных связей, как правило, возникает высокочастотная генерация, что также требует включения коррекции.
9. Промышленностью выпускаются ОУ с внутренней коррекцией (универсально скорректированные) и с внешней коррекцией, элементы которой подбираются индивидуально для каждой схемы использования. В каких случаях рационально использование того или иного типа усилителя?

10. Составьте структурную схему интегратора и дифференциатора на ОУ; изобразите ЛАЧХ и ЛФЧХ элементов этих структурных схем, а также и ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутых структур. Сделайте выводы об устойчивости схем интегратора и дифференциатора по сравнению со схемой пропорционального усилителя. В каком случае требуется более жесткая коррекция ОУ, в каком менее?

11. Коэффициент передачи инвертирующей схемы определяется как отношение полного сопротивления цепи обратной связи к полному входному сопротивлению. При каких допущениях это справедливо? Почему с ростом частоты входного сигнала справедливость этого соотношения нарушается?

12. Интегратор на реальном ОУ. Входной сигнал равен нулю. Чему равно выходное напряжение? Можно ли установить выходное напряжение, равное или близкое нулю, с помощью схемы компенсации смещения нуля? Если нельзя, то имеет ли смысл применять ее в интеграторах?

13. Схема на ОУ имеет компенсацию смещения нуля. Обязательно ли при выборе параметров входных резисторов совпадение условий их баланса?

14. Схема дифференциального усилителя (вычитателя) имеет два входа: прямой и инверсный. При каком соотношении сопротивлений коэффициенты передачи по обоим входам будут равны?

15. Сформулируйте инженерную методику расчета схем на ОУ, проиллюстрируйте ее на примере.

16. Приведите и дайте сравнительную характеристику способов регуляции коэффициентов усиления в схемах на ОУ.

1.1.2. Регуляторы

Регуляторы в системах автоматического управления. Назначение и функции, выполняемые регуляторами, их разновидности. П-регулятор. Совмещение узла рассогласования с регулятором. Структурная схема САУ электропривода по частоте вращения с П-регулятором. Влияние смещения нуля ОУ регулятора на точность САУ. И-, ПИ-, ПД-, ПИД-регуляторы. Назначение, структурные схемы, передаточные функции, ЛАЧХ, ЛФЧХ, переходные характеристики, варианты реализации на ОУ, расчет параметров схем. Схемы регуляторов с использованием дополнительного функционального потенциометра [1, разд. 5,1; 2, разд. 20.1, 26.2; 3].

Контрольные вопросы

1. Охарактеризуйте ПИ – и ПИД-регуляторы (выполняемые функции, причины широкого применения).

2. Поясните необходимость и суть масштабирования сигналов на входе регулятора.

3. Поясните физику влияния смещения нуля ОУ регулятора на точностный показатель замкнутой системы электропривода.

4. Составьте схемы регуляторов и изобразите их ЛАЧХ, реализующих следующие передаточные функции:

$$W_1(p) = \frac{1}{T_1 p}; \quad W_2(p) = \frac{K}{T_1 p + 1}; \quad W_3(p) = K \frac{T_1 p + 1}{T_1 p};$$

$$W_4(p) = K \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1}, \quad (T_1 \gg T_2); \quad W_5(p) = T_1 p;$$

$$W_6(p) = K \frac{T_1 p}{T_1 p + 1}; \quad W_7(p) = K(T_1 p + 1);$$

$$W_8(p) = K \frac{T_1(p) + 1}{T_2(p) + 1}, \quad (T_1 \gg T_2);$$

$$W_{37}(p) = K \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_1 p}, \quad (T_1 \gg T_2);$$

$$W_{47}(p) = K \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_3 p + 1}, \quad (T_3 > T_1 > T_2);$$

$$W_{48}(p) = K \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}, \quad (T_3 > T_1 > T_2 < T_4).$$

На ЛАЧХ отметьте частоты сопряжений, наклон асимптот и значения коэффициентов на горизонтальных интервалах.

5. Для данных схем регуляторов изобразите вид переходных характеристик, укажите связь параметров этих характеристик с параметрами схем.

6. Выведите в общем виде передаточную функцию регулятора с функциональным потенциометром.

1.1.3. Задающие устройства и фазовые детекторы

Задатчик интенсивности. Назначение, пример реализации, расчетные соотношения.

Фазовый детектор. Назначение, принцип действия, амплитудный и фазовый режимы работы. Расчетные соотношения. Пример реализации на транзисторных ключах и операционных усилителях [1, разд. 5.1, 5.2; 2, разд. 25.3.4, 17.3.2].

Контрольные вопросы

1. Как повлияет на работу интегрозадающего устройства исчезновение задающего входного напряжения в процессе нарастания выходного напряжения?

2. В работе фазового детектора участвуют два напряжения переменного тока: опорное напряжение и входное. Какие функции выполняют эти напряжения?

3. Нарисуйте временные диаграммы работы фазового детектора в амплитудном и фазовом режимах.

4. Изобразите графически характеристику управления фазового детектора для амплитудного и фазового режимов работы.

5. Выходом фазового детектора является среднее значение выходного напряжения ключевой схемы. Каким устройством надо дополнить приведенные в работе [1] схемы для получения на выходе сигнала, пропорционального среднему значению?

6. Основой схемы интегрального фазового детектора [1, рис. 5.2] является так называемая схема знакоуправляемого коммутатора, собранная на операционном усилителе У1. Покажите, что эта схема в зависимости от состояния транзистора (открыт-закрыт) имеет коэффициент передачи либо «-1», либо «+1». Как между собой должны соотноситься при этом сопротивления схемы?

1.1.4. Компараторы на ОУ и импульсные схемы на их основе

Назначение и функции компараторов. Нуль-орган. Использование собственно ОУ в качестве компаратора. Особенности работы ОУ в схемах компараторов. Схемы компараторов без положительной обратной связи. Их особенности. Передаточные характеристики. Условия переключения. Расчетные соотношения. Регенеративный компаратор (триггер Шмитта). Инвертирующая и неинвертирующая схемы. Передаточные характеристики. Условия переключения. Расчетные соотношения.

Автоколебательный мультивибратор. Работа, расчетные соотношения. Генератор сигналов специальной формы (функциональный генератор или генератор симметричного треугольного напряжения). Работа, расчетные соотношения. Генератор пилообразного напряжения (по лабораторной работе № 2). Работа, расчетные соотношения [2, разд. 17.5, 17.6; 4; 7, разд. 3.3, 3.4, 3.5].

Контрольные вопросы

1. Какими параметрами ОУ определяется погрешность компаратора?
2. Нужно ли осуществлять компенсацию смещения нуля ОУ и выполнять условие баланса входных резисторов в схемах компараторов?
3. Почему в схемах без положительной обратной связи необходима коррекция ОУ, а в схемах регенеративных компараторов нет?
4. Объясните, почему операционный усилитель, охваченный положительной обратной связью, имеет гистерезисную характеристику.
5. Для рассмотрения работы компараторов строят временные диаграммы; при этом для определения моментов переключения на диаграмму входного сигнала наносят уровни порогов срабатывания схемы. В случае регенеративного компаратора, имеющего два порога срабатывания, определить моменты переключения компаратора и направление его опрокидывания?
6. На вход компаратора подан очень медленно изменяющийся сигнал. Нарисуйте временные диаграммы переключения простого и регенеративного компараторов.
7. В схеме генератора сигналов специальной формы на двух ОУ [4, рис. 23] компаратор выполнен по неинвертирующей схеме. Нарисуйте схему с инвертирующим компаратором.

1.2. Основы схемотехники цифровых управляющих устройств

Логический элемент. Основы алгебры логики. Основные функции двух переменных. Табличное представление логических функций. Основные операции. Основные законы, теоремы и аксиомы алгебры логики.

Типовые логические элементы, их условные обозначения. Дизъюнктивная и конъюнктивная нормальные формы логических функций. Базовые элементы ИЛИ-НЕ, И-НЕ, реализация на них основных функ-

ций двух переменных. Триггеры. Асинхронный *RS*-триггер, синхронный *RS*-триггер, *D*-триггер, *D*-триггер с динамическим управлением, *T*-триггер на основе *D*-триггера, двухступенчатый синхронный *RS*-триггер и *T*-триггер на его основе, *JK*-триггер и его использование в режимах *RS*-, *D*-, *T*-триггеров. Схемы, условные обозначения, диаграммы работы. Дешифратор и шифратор. Таблица истинности, логические уравнения, схема, условное обозначение. Двоичный асинхронный счетчик, реверсивный синхронный двоичный счетчик. Схемы и диаграммы работы.

Регистр хранения, регистр сдвига. Схемы, работа [1, разд. 4.1, 4.2; 2, разд. 9.1–9.3, 9.5, 19, 19.1.1, 20.1, 20.4; 7, разд. 3.9, 3.12, 3.13, 3.14, 3.15].

Контрольные вопросы

1. Для логической функции трех переменных $\Phi = ABC + AB$ составьте таблицу истинности, запишите совершенную дизъюнктивную нормальную форму функции, с помощью аксиом и теорем булевой алгебры преобразуйте ее к первоначальному заданному виду, составьте схему реализации этой функции на элементах И-НЕ. То же на элементах ИЛИ-НЕ.

2. Какие триггеры опрокидываются по переднему фронту синхроимпульса, какие по заднему? Для построения счетного триггера какие из них можно использовать, а какие нет?

3. Составьте таблицу истинности *JK*-триггера.

1.3. Элементы согласования аналоговой и цифровых частей систем управления

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Представление десятичного числа в двоичном коде. Назначение ЦАП. Простейшая нерверсивная схема. Принцип действия, недостатки. Реверсивный ЦАП с резисторной матрицей постоянного сопротивления. Схема, работа, характеристики. Перемножающий ЦАП. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Назначение. Принцип преобразования. АЦП параллельного и последовательного действия. Схемы, работа, достоинства и недостатки [1, разд. 5.2; 2, разд. 24].

Контрольные вопросы

1. Изобразите графически характеристику управления трехразрядного реверсивного ЦАП.
2. Чем определяется дискретность по уровню в выходном напряжении ЦАП?
3. Какими параметрами характеризуется АЦП?
4. Изобразите графически характеристику управления трехразрядного АЦП.
5. Трехразрядный АЦП соединен последовательно с трехразрядным ЦАП. Изобразите характеристику управления всей схемы.

2. Силовые элементы АЭП

2.1. Вентильные преобразователи постоянного тока с естественной коммутацией (ВП)

Основные схемы управляемых нереверсивных ВП (трехфазная и шестифазная нулевые схемы, трехфазная мостовая схема). Работа, сравнительная характеристика, особенности, основные соотношения. Режимы работы (выпрямительный и инверторный режимы, режимы непрерывного и прерывистого тока).

Функциональный состав вентильного преобразователя в целом – система импульсно-фазового управления (СИФУ) и силовая часть. Входные и выходные координаты этих частей. Функции, выполняемые ими. Очередность работы вентиля для всех схем. Требуемый диапазон изменения углов открывания тиристоров относительно анодных напряжений (понижений сети). Минимальный и максимальный углы открываний. Принцип вертикального управления. Функциональная схема, процессы. Классификация СИФУ. Многоканальные синхронные СИФУ; основные узлы и их функции. Синхронизация с сетью (с анодными напряжениями), формирование линейного и косинусоидального опорных напряжений, сравнение сигнала управления с опорным напряжением. Функциональные схемы многоканального СИФУ по числу тиристоров и по числу фаз для нулевой и мостовой схем. Вариант принципиальной схемы СИФУ противофазно работающими вентилями. Ограничение минимальных и максимальных углов открывания. Одноканальные СИФУ. Принцип построения и работы. Достоинства и недостатки по сравнению с многоканальными. Асимметрия углов управления.

Регулировочные характеристики СИФУ. Аналитические зависимости углов управления от сигнала управления (регулируемых характеристик) для арккосинусоидального и линейного СИФУ. Графическое представление.

Регулировочные характеристики силовой части ВЦ. Зависимость среднего значения выходной ЭДС ВП от угла управления во всех режимах при работе на активно-индуктивную нагрузку с противоЭДС (двигатель). Характеристика для режима непрерывного тока и различных фиксированных значений противоЭДС. Область нарушения условий включения вентилей отображена на графике регулировочной характеристики для нулевой и мостовой схем. Характеристика при наличии режимов прерывистого тока.

Регулировочная характеристика комплекса СИФУ-ВП. Ее получение по характеристикам СИФУ и ВП. Начальный угол управления и зависимость характеристики от него. Коэффициент усиления комплекса для режима непрерывных токов с арккосинусоидальным и линейным СИФУ. Его изменения в режимах прерывистого тока.

Внешняя характеристика ВП. Характерные участки. Физика зависимостей.

Реверсивные схемы ВП (РВП). Встречно-параллельное соединение комплектов. Функциональная схема. Согласование систем импульсно-фазового управления комплектами. Совместное согласованное и несогласованное управление комплектами. Установка начальных углов. Регулировочные характеристики комплектов и РВП с совместным управлением.

Раздельное управление комплектами. Функциональная схема. Назначение и функции ее узлов. Согласование углов управления комплектами. Установка начальных углов. Регулировочные характеристики комплектов и РВП с раздельным управлением.

Внешние характеристики РВП с совместным и раздельным управлением.

Работа ВП относительно мгновенных значений входной и выходной координат. Особенности перехода ВП из инверторного режима в выпрямительный и обратно. Поведение ВП при подаче переменного сигнала управления. Качественный анализ полосы пропускания ВП. Передаточная функция ВП в первом приближении [1, разд. 2.2; 5; 7, разд. 6; 8, разд. 2.1.3, 2.1.4, 2.1.5],

Контрольные вопросы

1. Сформулируйте в общем виде требования к системе импульсно-фазового управления со стороны силовой части ВП; конкретизируйте их для трехфазной нулевой и мостовой схем.
2. Из каких соображений и на каком уровне делается ограничение минимального и максимального углов отпирания вентилялей?
3. Для чего требуется и как выполняется синхронизация открывающих импульсов с питающим напряжением в трехфазных ВП?
4. Для нереверсивной мостовой схемы выделите противофазно работающие вентили; сколько каналов СИФУ противофазно работающими вентилями необходимо для управления всей схемой? Изобразите временные диаграммы линейных опорных напряжений каждого канала СИФУ.
5. Каким максимальным числом генераторов опорных напряжений можно обойтись для нереверсивной и реверсивной нулевой и мостовой схем? Изобразите функциональную схему СИФУ для этих случаев.
6. Изобразите линейное опорное напряжение одноканального СИФУ для нулевой и мостовой схем. Укажите частоту опорного напряжения.
7. Обоснуйте линейность результирующей регулировочной характеристики ВП для режима непрерывных токов с арккосинусоидальным СИФУ. Чем Вы можете объяснить, что несмотря на это положительное качество данное СИФУ практически применяется редко, а распространено СИФУ с линейным опорным напряжением, дающее нелинейную результирующую характеристику?
8. В каких случаях и почему начальный угол управления СМУ устанавливается 90, 120 и 150 эл. град.?
9. Объясните вид регулировочной характеристики силовой части ВП для режима непрерывного тока при противо ЭДС, равной нулю, больше и меньше нуля. То же при наличии режима прерывистых токов.
10. Почему нарушение условий включения вентилялей при противо ЭДС, равной нулю, в нулевой схеме происходит при 150 эл. град., а в мостовой при 120?
11. Почему при одном и том же угле управления среднее значение выходной ЭДС ВП в режиме прерывистых токов больше, чем в режиме непрерывных токов?

12. Проанализируйте характер изменения результирующего коэффициента усиления ВП от величины сигнала управления при наличии режима прерывистых токов.

13. Перечислите функции логического переключающего устройства РВП с раздельным управлением, поясните их суть. Составьте схему реализации логических уравнений ЛПУ.

2.2. Импульсные усилители мощности (широотно-импульсные преобразователи)

Принцип импульсного преобразования постоянного нерегулируемого напряжения в регулируемое. Параметры импульсной последовательности и классификация по виду модулируемого параметра и форме. Функциональная схема импульсного усилителя мощности (ИУМ), входная, промежуточная и выходная координаты. Функциональные схемы построения ШИМ-модуляторов для формирования БИП- и ОИП-напряжений. Регулировочные характеристики модулятора и силовой части ИУМ при формировании ОИП- и БИП-напряжений. Мостовая схема ИУМ. БИП- и ОИП-алгоритмы управления. Работа во всех режимах. Функциональная схема системы управления и силовой части ИУМ с промежуточным звеном постоянного тока. Логические уравнения управления ключами мостовой схемы при БИП- и ОИП-алгоритмах и их реализация. Пульсации тока нагрузки, вызванные импульсным питанием двигателя постоянного тока по цепи якоря. Их зависимость от скажности и формы импульсной последовательности. Сравнительная характеристика ИУМ и ВП [1, разд. 2.2; 4] .

Контрольные вопросы

1. Дайте сравнительную характеристику ИУМ с ОИП- и БИП-напряжениями.

2. Чем вызвано наличие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике ИУМ с ОИП?

3. Изобразите временные диаграммы работы мостовой схемы ИУМ при формировании на нагрузке ОИП- и БИП-напряжений для двигательного режима работы и рекуперативного торможения (сигналы управления транзисторными ключами, мгновенное и среднее значения напряжения на нагрузке, ЭДС якоря, ток якоря). На диаграммах укажите контуры протекания тока в схеме ИУМ.

4. При питании двигателя от ИУМ возникают пульсации тока, величину которых стремятся сделать как можно меньше. Почему? Перечислите способы уменьшения пульсаций тока»

5. Изобразите внешнюю характеристику ИУМ.

2.3. Преобразователи переменного тока

2.3.1. Тиристорные преобразователи (ТП) напряжения переменного тока

Схема и принцип действия трехфазного ТП переменного тока [1, разд. 2.2].

2.3.2.Трехфазные преобразователи частоты с автономными инверторами

Входные и выходные координаты трехфазного преобразователя частоты (ПЧ). Функциональная схема ПЧ с автономным инвертором (напряжения и тока). Автономный инвертор тока (АИТ) и напряжения (АИН). Трехфазная мостовая схема на полностью управляемых ключах. Работа. Принцип формирования трехфазного напряжения в нагрузке автономным инвертором напряжения при 180-градусной коммутации. Диаграммы работы. Система управления ПЧ и передаточные коэффициенты ее узлов. Принцип работы АИН с ШИМ. Сравнительная характеристика [1, разд. 3.1; 7, разд. 7] .

2.3.3. Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ)

Принцип действия и сравнительная характеристика ПЧ с АИ. Структурная схема НПЧ, трехфазные схемы силовой части на базе нулевой и мостовой схем. Работа. Закон регулирования углов открывания вентильных групп. Закон изменения сигналов управления для арко-синусоидального и линейного СИФУ. Регулировочные характеристики НПЧ по каналам частоты и амплитуде. Частотные свойства НПЧ [1, разд. 3.2; 7, разд. 6.10].

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет управляемый источник и автономный инвертор в системе управляемого преобразователя частоты?

2. Покажите, что в мостовой схеме автономного инвертора напряжения, фазные напряжения для симметричной нагрузки, соединенной

в звезду, в зависимости от состояний ключей могут принимать только следующие фиксированные значения: $+\frac{2}{3}U_d$, $+\frac{1}{3}U_d$, 0 , $-\frac{1}{3}U_d$, $-\frac{2}{3}U_d$.

3. В чем заключается принципиальная разница АИ с ШИМ?

4. Обоснуйте необходимый закон регулирования угла открывания вентилей и соответствующие ему характеристики управления СИФУ для НПЧ.

5. Для вариантов регулирования частоты в диапазонах 30...60, 0,5...50, 0...25 Гц предложите и обоснуйте типы ПЧ.

3. Датчики АЭП

3.1. Датчики угла и рассогласования

Сельсин. Конструктивная характеристика. Входная и выходные координаты. Принцип действия и электрическая схема. Амплитудный режим. Схема запитки, основные соотношения. Характеристика управления. Статическая и скоростная погрешности. Режим фазовращателя. Схема запитки, основные соотношения, характеристика управления.

Синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ). Конструктивная характеристика, принцип действия, электрическая схема. Амплитудный режим. Схема запитки. Основные соотношения. Характеристика управления. Физика возникновения погрешностей при нагрузке СКВТ. Вторичное и первичное симметрирование. Сравнительная характеристика СКВТ и сельсинов по точности. Режим фазовращателя. Схемы двухфазной и однофазной запитки. Сигналы, наводимые в выходных обмотках. Характеристика управления.

Цифровой датчик угла абсолютных значений. Устройство, принцип действия, схема. Разрешающая способность и погрешность датчика.

Использование многополюсного СКВТ (индуктосина) в цифровых датчиках последовательного счета. Устройство и принцип действия индуктосина. Схема цифрового датчика с индуктосином. Принцип построения, работа [1, разд. 6.1; 6, разд. 8,9].

Фотоэлектрический датчик импульсов углового положения. Принцип действия. Схема обработки сигналов фотоприемников. Принцип и схема формирования сигналов направления вращения. Принцип и схема преобразования импульсов датчика в цифровой код положения [1, разд. 6.2; 9, разд. 2.3.1].

3.2. Датчики скорости

Тахогенератор постоянного тока. Конструктивная характеристика, принцип действия, передаточный коэффициент. Погрешности тахогенератора. Пути повышения точности. Передаточная функция тахогенератора с фильтром.

Цифровые датчики скорости. Принцип действия. Способы преобразования сигналов датчика импульсов углового положения в цифровой код скорости. Сравнительная характеристика способов [1, разд. 6.2].

3.3. Датчик электрических величин

Датчики тока и напряжения. Требования, предъявляемые к ним как к элементу АЭП. Структурные схемы аналоговых и цифровых датчиков. Принцип действия, функции узлов, работа [1, разд. 6.3].

Контрольные вопросы

1. Сформулируйте определения режимов работы сельсина, СКВТ и индуктосина (индукционных датчиков).

2. Нарисуйте схемы включения сельсина, СКВТ и индуктосина в амплитудном и фазовом режимах.

3. Изобразите графически характеристики управления индукционных датчиков в амплитудном и фазовом режимах и цифровых датчиков абсолютных значений и последовательного счета. Укажите диапазон измеряемых углов.

4. Индукционный датчик работает в амплитудном режиме. Нарисуйте временную диаграмму его выходного сигнала при равномерном вращении вала.

5. Информация об угловом положении в индукционных датчиках в зависимости от режима работы заключена либо в амплитуде выходного напряжения переменного тока, либо в его фазе. Какое дополнительное устройство требуется, чтобы получить сигнал постоянного тока, пропорциональный угловому положению? Нарисуйте схему датчика для обоих режимов совместно с таким устройством. Приведите временные диаграммы их работы.

6. Чем определяется погрешность цифровых датчиков угла?

7. Тахогенератор вращается с постоянной скоростью. Если посмотреть с помощью осциллографа переменную составляющую сигнала

тахогенератора, то мы увидим пульсации различных частот, пропорциональные скорости вращения. Поясните природу возникновения этих пульсаций.

8. Выделите достоинства и недостатки способов преобразования последовательности импульсов углового положения в сигнал, пропорциональный скорости вращения.

ЗАДАНИЕ К КОНТРОЛЬНЫМ РАБОТАМ

Контрольные работы выполняются в соответствии с заданным вариантом. Вариант определяется двумя последними цифрами шифра зачетной книжки.

Контрольные работы должны быть выполнены в стандартных учебных тетрадях. В работе должны быть приведены вариант и исходные данные (задание). Оформление работы должно соответствовать требованиям, изложенным в «Методическом руководстве по оформлению студенческих работ для студентов ЭМФ всех форм обучения» (любой год издания).

Задание к контрольной работе № 1

Задача № 1. Расчет схемы ПИ-регулятора

1. Составить полную принципиальную схему ПИ-регулятора на базе одного ОУ, совмещенную с узлом рассогласования. Рассчитать параметры всех элементов схемы, обеспечивающих заданные значения параметров регулятора по вариантам (табл.1). Тип используемого ОУ указан в таблице по вариантам.

2. Составить полную принципиальную схему ПИ-регулятора с узлом рассогласования, с возможностью отдельной регулировки каждого параметра регулятора (коэффициента пропорциональной части $K_{\text{П}}$ и частоты сопряжения ω_1). Рассчитать параметры всех элементов схемы, обеспечивающих заданные табл. 1 значения параметров регулятора, по вариантам. Регулировка должна обеспечивать возможность изменения соответствующих параметров регулятора в два раза (как в сторону увеличения параметра, так и в сторону его уменьшения) относительно заданных значений.

Таблица 1

Вариант	$U_3 \text{ max}$	$U_{oc} \text{ max}$	$K_{П}$	ω_1	Тип ОУ
1,22	10	12	10	50	K553УД1
2, 23	12	10	5	70	K553УД2
3,24	10	8	4	90	K553УД3
4,25	8	10	6	120	K140УД6
5,26	10	6	9	140	K140УД7
6,27	6	10	7	160	K551УД1
7,28	10	5	5	180	K554УД1
8,29	5	10	3	200	K554УД2
9,30	10	4	2	50	K553УД1
10,31	4	10	1	70	K553УД2
11,32	10	12	10	80	K553УД5
12,33	12	10	8	100	K140УД6
13,34	10	8	6	120	K140УД7
14,35	8	10	4	140	K551УД1
15,36	10	6	2	160	K554УД1
16,37	6	10	1	180	K554УД2
17,38	10	4	7	200	K553УД1
18,39	4	10	9	200	K553УД2
19,40	9	5	15	100	K553УД5
20,41	5	4	20	250	K140УД6
21,42	6	3	10	300	K140УД7

Методические указания

Выполнение данной задачи базируется на материале разделов 1.1.1 и 1.1.2 настоящей программы.

В схеме предлагается использование конкретных типов ОУ, данные которых необходимо взять из справочника по интегральным микросхемам, например, [11, 12, 13]. Основные параметры, необходимые для расчета и составления схем, следует привести в данной работе. На схемах необходимо указать номера выводов.

Следует обратить внимание на допустимую нагрузочную способность ОУ, которая не должна быть превышена в схеме.

При выборе величин сопротивлений, являющихся нагрузкой источников входных сигналов вашей схемы, предполагается, что их допустимая нагрузочная способность равна 2 кОм.

Если усилитель не имеет внутренней коррекции, то необходимо выбрать ее параметры и отразить их на схеме.

Для компенсации смещения нуля ОУ либо используется специальная схема, осуществляющая подачу на один из незадействованных входов ОУ регулируемого напряжения смещения, либо к специальным выводам микросхемы, которые называются «баланс», подключается потенциометр установки нуля. В первом случае параметры элементов схемы компенсации должны быть рассчитаны исходя из паспортных значений напряжений смещения нуля используемого ОУ, во втором – просто устанавливается потенциометр рекомендуемой величины.

Для получения возможности отдельной регулировки параметров ПИ-регулятора составляется схема в соответствии со структурной схемой регулятора [3]. Для регулировки параметров пропорционального усилителя и интегратора следует использовать схему включения ОУ с делителем сигнала обратной связи (с функциональным потенциометром). При этом необходимо обратить внимание на выбор сопротивления делителя, которое не должно оказывать влияния на работу цепи обратной связи. Для этого внутреннее сопротивление делителя должно быть много меньше (т. е. на порядок и более) сопротивления цепи обратной связи, или, по-другому, ток по цепи обратной связи, являющийся током нагрузки делителя, должен быть много меньше тока, протекающего по входной цепи делителя.

При выборе параметров интегратора следует помнить, что его постоянная времени связана с частотой сопряжения ПИ-регулятора через коэффициент пропорциональной части.

При решении вопроса выполнения условия баланса входных резисторов и введения компенсации смещения нуля обычно имеют в виду следующее обстоятельство. Для устройств управления, к которым относятся и регуляторы, существенным является результирующее смещение нуля, приведенное к входу всего устройства, а не отдельных его составных частей. Поэтому если доля результирующего смещения нуля от какого-то ОУ незначительна, то для данного ОУ условие баланса входных резисторов можно не выполнять и компенсацию смещения нуля не делать. В инженерной практике обычно на это идут, если меж-

ду входом схемы операционного усилителя и входом всего устройства имеется коэффициент усиления по постоянному току больше десяти.

Схемы должны содержать подключение всех задействованных выводов микросхем, включая цепи питания, коррекции и балансировки. Схемы выполнить в соответствии с требованиями ЕСКД для текстовой документации. Номиналы сопротивлений и емкостей выбрать в соответствии со стандартным рядом номиналов E_{24} (смотрите любой справочник по резисторам и конденсаторам).

Задача № 2. СИФУ для управления двумя противофазно работающими вентилями

1. Используя материалы методических указаний к лабораторной работе № 3 [5], разобраться с работой принципиальной схемы СИФУ, и на основании этого нарисовать эпюры сигналов в характерных точках схемы: U_c , U'_c , $|U'_c|$, i_c , $U_{БЭУТ1}$, $U_{оп}$ (при S_1 в том и другом положениях), U_k (при $U_{\bar{y}} = 0,5$, U_{max} и среднем положении движка потенциометра R_{23}), i_{c3} , i_{R26} , $i_{БВТ2}$, α , $U_{ВыхД1}$, S , $U_{Вых Д6.1}$, α_1 , α_2 . На эпюрах указать параметры, которые определяются принципом действия схемы и характеристиками применяемых элементов.

2. Применять схему СИФУ (лабораторная работа № 3) для управления трехфазной мостовой схемой. Нарисовать функциональную схему системы управления, изображая используемую схему СИФУ блоком с входом синхронизации, входом управления и двумя выходами. Указать, какой фазовый сдвиг должен обеспечивать входной фильтр СИФУ для выбранной вами системы синхронизации с силовой частью.

Методические указания

Выполнение данного задания базируется на материале разд. 2.1 программы.

Для построения эпюр следует учитывать следующее. В соответствии с работой схемы и ее назначением сигналы изображаются не во временном масштабе, а в угловом, ωt .

Все сигналы изображаются строго друг под другом в одном и том же масштабе по оси абсцисс.

Изображаемый временной интервал сигналов должен быть выбран таким образом, чтобы на эпюрах уместился полностью один период самого низкочастотного сигнала и часть последующего или предыду-

шего периода (чтобы из эпюр была видна повторяемость процессов схемы).

Масштаб по оси ординат выбирается таким, чтобы все сигналы были примерно одинакового размера, но с учетом их информативности (так, изображение логического сигнала можно сделать меньше, а аналогового, характер изменения которого важен для отражения работы схемы, крупнее).

У синусоидального сигнала следует указать значение его амплитуды, у импульсного – значения его уровней.

В некоторых случаях имеет смысл изображать на одной диаграмме несколько сигналов, что облегчает понимание работы схемы. Так, для пороговых устройств (например, компараторов) имеет смысл совместно располагать сравниваемые сигналы и здесь же указывать уровни срабатывания, чтобы можно было наглядно определить моменты опрокидывания. Отметим, что схема формирователя длительности импульса, выполненная на VT_2 , является пороговым устройством. Здесь оказывается удобным на одной эпюре расположить два сигнала i_{c3} и i_{R26} , отражающие режим работы транзистора.

Для решения второго пункта задачи из анализа работы мостовой схемы необходимо определить требуемое число каналов СИФУ. Выходы импульсов СИФУ распределить по тиристорам с учетом, что мостовая схема требует сдвоенных импульсов управления. Необходимое объединение импульсов выполнить с помощью логической схемы. Для осуществления синхронизации каналов СИФУ с силовой частью на схеме необходимо показать подключение к сети преобразователя и трансформатора синхронизации, с вторичной стороны которого напряжения должны поступать на входы синхронизации каналов СИФУ.

Задание к контрольной работе № 2

Задача № 1. Система управления мостовой схемой транзисторного импульсного усилителя мощности (ИУМ) для электропривода постоянного тока

Требования к системе управления:

- система управления должна включать в себя широтно-импульсный модулятор (ШИМ) и логическое устройство (ЛУ);
- система управления должна обеспечивать формирование на выходе ИУМ однополярной импульсной последовательности напряжения с двухсторонней модулирующей фронтами.

1. Составить полную принципиальную схему ШИМ и ЛУ. Дать обоснование построения схемы. Операционные усилители выбрать по справочникам [11, 12, 13]; в качестве цифровых микросхем использовать 155 или 511 серии. Рассчитать параметры всех элементов схемы, обеспечивающих заданные значения параметров системы управления по вариантам (табл. 2). Выбор номиналов всех элементов должен быть обоснован и пояснен. Составить подробные поясняющие эпюры работы ШИМ и ЛУ. На эпюрах показать основные параметры сигналов.

2. Для полученной схемы записать в аналитическом виде выражение регулировочной характеристики ШИМ и рассчитать его коэффициент передачи. Изобразить графически регулировочную характеристику.

Таблица 2

Вариант	f_k , кГц	$U_{y \max}$, В	$U_{оп \max}$, В	$U_{зн}$, В
1,22	1	12	20	0,1
2,23	1	10	18	0,2
3,24	1	8	16	0,3
4,25	1	6	14	0,4
5,26	2	4	12	0,5
6,27	2	12	10	0,1
7,28	2	10	8	0,2
8,29	2	8	6	0,3
9,30	3	6	4	0,4
10,31	3	4	20	0,5
11,32	3	12	18	0,1
12,33	3	10	16	0,2
13,34	4	8	14	0,3
14,35	4	6	12	0,4
15,36	4	4	10	0,5
16,37	4	12	8	0,1
17,38	5	10	6	0,2
18,39	5	8	4	0,3
19,40	5	6	20	0,4
21,41	5	4	18	0,5
21,42	6	12	16	0,6

Примечание: f_k – частота коммутации ИУМ (частота следования импульсов выходного напряжения ИУМ); $U_{y \max}$ – максимальное и минимальное значения диапазона изменения сигнала управления; $U_{оп \max}$ – полный размах треугольного напряжения; $U_{зн}$ – величина зоны нечувствительности ШИМ.

Задача № 2. Работа мостовой схемы ИУМ с вашей схемой управления в различных режимах работы двигателя в соответствии с простейшими формами нагрузочной и тахограммой

Сделать анализ работы электропривода при управлении двигателем по цепи якоря, при изменении средних значений тока якоря $I_{я\text{ ср}}$ скорости ω в соответствии с диаграммой (пуск – движение с постоянной скоростью – реверс).

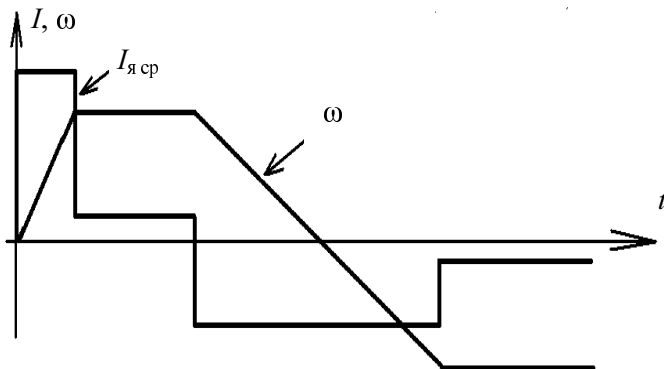


Диаграмма изменения средних значений $I_{я}$ и ω

- качественно нарисовать диаграмму изменения сигнала управления U_{y} , который необходимо подать на вход системы управления ИУМ для получения приведенной диаграммы работы двигателя;
- на диаграммах указать интервалы режимов работы привода (двигательный, противовключение, рекуперативное торможение);
- для фиксированного момента времени каждого из получившегося режима нарисовать эпюры мгновенных значений следующих сигналов: напряжение управления и опорное напряжение ШИМ (на общей эпюре для определения моментов коммутации ключей), напряжения на базах всех силовых транзисторов ИУМ, напряжение на выходе ИУМ (здесь же указать его среднее значение и среднее значение противоЭДС двигателя), мгновенное и среднее значения тока якоря с указанием контуров протекания в схеме ИУМ.

Методические указания

Один из вариантов построения широтного-импульсного модулятора с формированием ОИП-напряжения приведен в методических указаниях к лабораторной работе № 2 [4]. Этот вариант надо рассматривать как пример, и, конечно же, имеет смысл о нем подробно ознакомиться. В данном модуляторе формируется с помощью генератора опорное напряжение и затем производится его сравнение на двух компараторах, образующих канал положительной и отрицательной ОИП, с сигналом управления; причем в одном канале непосредственно, а в другом – с его инверсным значением. Как видно, модулятор построен полностью по принципу вертикального управления. Этот принцип и следует взять за основу. Как всякий принцип, он может иметь различные варианты реализации. Так, например, сформировав опорное напряжение, разделение на каналы можно осуществить путем инвертирования опорного напряжения в одном из каналов, а сигнал управления не инвертировать. Модулятор можно построить и одноканальным с последующим логическим распределением полученных импульсов по каналам в функции знака сигнала управления. Для этого, по-видимому, необходимо выделить модуль сигнала управления и его уже сравнивать с опорным напряжением с помощью компаратора. Для выделения знака сигнала управления надо будет поставить еще один компаратор – нуль-орган. Все рассмотренные варианты предполагают сравнение сигнала управления с однополярным опорным напряжением, сдвинутым относительно нулевого уровня на некоторую величину, образующую зону нечувствительности модулятора. Известны варианты построения модулятора с симметричным двухполярным опорным напряжением без его смещения.

Выбрать ту или иную структуру построения модулятора предлагается самостоятельно.

Модуляцию длительности формирующих импульсов можно осуществлять передним фронтом, задним или обоими одновременно. В первом и во втором случаях используется пилообразное опорное напряжение, а в последнем – треугольное.

Для получения треугольного опорного напряжения часто используется генератор сигналов специальной формы на двух ОУ. Однако следует помнить, что такой схемой формируется симметричное двухполярное напряжение. Преобразовать его в однополярное, по-видимому, можно путем смещения либо с помощью отдельного сумматора, либо непосредственно на входе компараторов, где осуществляется его сравнение с сигналом управления.

При выборе типа компаратора предпочтение обычно отдают регенеративной схеме. Однако наличие гистерезиса у них искажает регулировочную характеристику модулятора. Поэтому при их использовании следует обратить внимание на выбор ширины петли гистерезиса. Ее величина должна быть такой, чтобы искажения были незначительными (для ориентировки – в несколько раз меньше зоны нечувствительности модулятора).

При подаче сигналов с модулятора в логическое устройство, как правило, необходимо их согласование с уровнями логического нуля и единицы выбранной серии логических микросхем. Согласование обычно осуществляется с помощью пассивных ограничителей напряжения (один из вариантов такого ограничителя использован в схеме лабораторной работы № 3).

При построении регулировочной характеристики надо помнить о наличии зоны нечувствительности и гистерезисов у компараторов (если таковые имеются).

Для нахождения закона изменения сигнала управления, соответствующего заданной диаграмме работы привода, следует исходить из регулировочной характеристики преобразователя в целом. При этом закон изменения сигнала управления будет определяться законом изменения выходной координаты преобразователя – средним значением его выходного напряжения. Этот закон фактически задан диаграммой работы двигателя; напряжение на двигателе связано с приведенными на диаграмме переменными двигателя уравнением электрического равновесия.

Режим работы двигателя, как известно, определяется соотношением знаков тока, ЭДС якоря и напряжения питания, так что для решения этой задачи также необходимо знать диаграмму изменения напряжения питания.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

1. Цель работы

Изучить характеристики реальных операционных усилителей (ОУ) освоить схемотехнику построения на СУ П-, ПИ- и ПИД - регуляторов, методику расчета и настройки схем; исследовать статические и динамические характеристики указанных регуляторов.

2. Общие положения

Назначение регулятора состоит в том, чтобы устанавливать и поддерживать на заданном уровне Y (задающий параметр) определенную физическую величину X (регулируемую величину). Для этого регулятор должен определенным образом противодействовать воздействию возмущений.

Блок-схема простого контура регулирования показана на рис. 1.1.

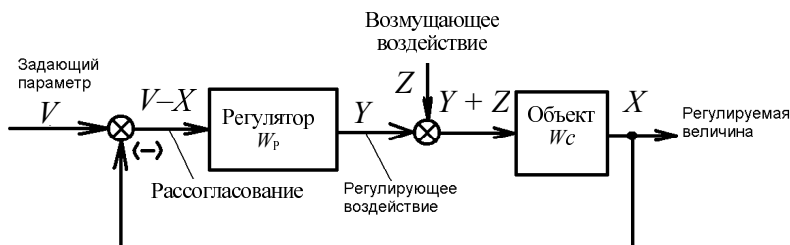


Рис. 1.1

Регулятор влияет на регулируемую величину X с помощью регулирующего воздействия Y так, чтобы рассогласование $V-X$ было возможно меньшим.

Простейшим примером электронного регулятора служит усилитель, на вход которого подается отклонение регулируемой величины $V-X$. Если регулируемая величина T превышает заданное значение V , разность становится отрицательной. Благодаря этому регулирующее воздействие Y уменьшается в соответственно увеличенном масштабе. Это уменьшение компенсирует разность $V-X$. В установившемся состоянии остаточное рассогласование тем меньше, чем выше коэффициент усиления регулятора W_p . Однако при этом следует учитывать то обстоятельство, что коэффициент усиления разомкнутой системы нельзя сделать сколь угодно большим, так как тогда неизбежный сдвиг фазы в контуре регулирования приведет к возникновению колебаний. Задача регулирования заключается в том, чтобы несмотря на указанные ограничения, обеспечить возможно меньшее рассогласование регулирования и хорошие динамические качества системы. С этой целью к линейному усилителю добавляют интегратор и дифференциатор и получают, таким образом, вместо пропорционального регулятора (П-регулятор) ПИ- или ПИД-регулятор. Указанные типы регуляторов находят широкое применение в системах автоматического управления электродвиателями.

П-регулятор

Это линейный усилитель, в качестве которого вполне может быть использован операционный усилитель с резистивной цепью отрицательной обратной связи. Схема собственно П-регулятора на базе ОУ показана на рис. 1.2.

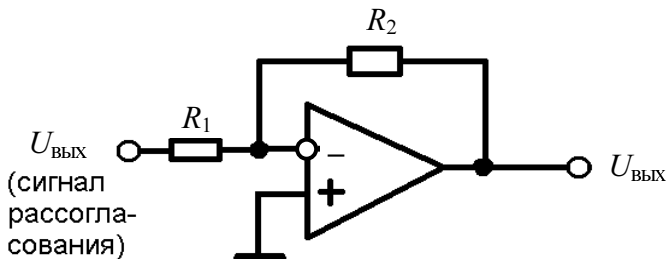


Рис. 1.2

Передаточная функция П-регулятора

$$W_p = \frac{R_2}{R_1}. \quad (1)$$

В соответствии с блок-схемой (рис. 1.1) на вход регулятора подается сигнал рассогласований регулирования, который представляет собой разность сигнала задания и сигнала обратной связи (сумматор на входе блок-схемы).

При использовании ОУ в качестве регулятора рационально совмещение функции сумматора со схемой регулятора. Блок-схема замкнутой САУ частотой вращения электродвигателя с таким регулятором показана на рис. 1.3.

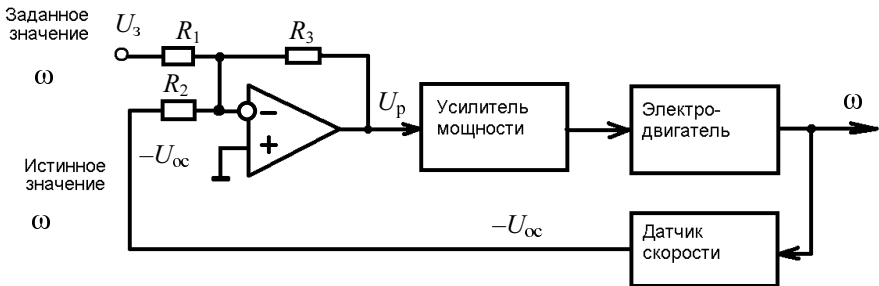


Рис. 1.3

Как видно, в этом случае П-регулятор представляет собой суммирующий усилитель. Выходной сигнал регулятора связан с сигналами задания и обратной связи соотношением

$$u_p = \frac{R_3}{R_1} u_3 - \frac{R_3}{R_2} u_{oc} = \frac{R_3}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} u_3 - u_{oc} \right) = K_p (K_M u_3 - u_{oc}) \quad (2)$$

здесь $K_p = \frac{R_3}{R_2}$ – коэффициент усиления сигнала обратной связи, который и является собственно коэффициентом усиления регулятора (величина K_p входит в коэффициент усиления разомкнутой системы; $K_{раз} = K_p K_{ус.мощ} K_{дв} K_{доп}$; $K_M = R_2 / R_1$ – масштабный коэффициент сигналов u_3 и u_{oc} . Величиной K_M определяется соотношение сигналов u_3 и u_{oc} при отсутствии ошибки в системе $K_M = u_{oc}/u_3$. При $K_M = 1$, если $R_1 = R_2$,

рассогласование в системе равно нулю при равенстве u_3 и u_{oc} . В противном случае нулевой ошибке соответствует соотношение $K_M U_3 = U_{oc}$. Другими словами, K_M является согласующим коэффициентом между сигналами u_3 и u_{oc} . С учетом того, что величина K_M определяется соотношением входных резисторов R_2 и R_1 , их называют масштабирующими и выбирают из вышеуказанных соображений. Так, если необходимо, чтобы сигналу задания $U_3 = 10$ В соответствовал сигнал обратной связи $u_{oc} = 5$ В (при нулевой ошибке в системе), то масштабный коэффициент K_M должен быть равен $1/2$, т. е. $R_1 = 2R_2$.

На этом же примере рассмотрим влияние смещения нуля усилителя на точностные показатели системы. Для упрощения задачи предположим, что все звенья системы имеют линейную характеристику «вход-выход», и статический момент на валу двигателя равен нулю. Тогда

$$u_{я} - K_{ум} u_p; \quad \omega = K_{дв} u_{я}, \quad u_{oc} = K_{дск} \omega.$$

В случае отсутствия смещения нуля ОУ, при $u_3 = 0$, все сигналы системы будут также равны нулю $U_p = U_{я} = \omega = U_{oc} = 0$. При наличии смещения на выходе регулятора будет сигнал $-U_{p0}$, что приведет к появлению сигналов $u_{я}$ и u_{oc} . Другими словами, система будет стремиться скомпенсировать смещение нуля регулятора сигналом обратной связи. В результате в системе установится некоторое ненулевое состояние всех сигналов, несмотря на то, что $u_3 = 0$. Определим величину сигнала обратной связи, который устанавливается в системе в данном случае. Для этого представим регулятор эквивалентной схемой, учитывающей напряжение смещения нуля ОУ (рис. 1.4).

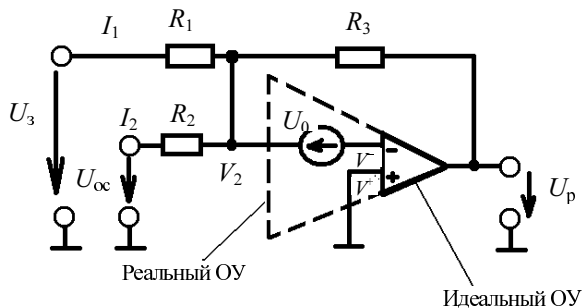


Рис. 1.4

Напомним, что напряжение смещения нуля ОУ U_0 определяется как напряжение, которое необходимо приложить ко входу ОУ, чтобы обеспечить $U_{\text{вых. ОУ}} = 0$. С учетом свойств идеального ОУ ($K_{\text{д}} \rightarrow \infty$, $I_{\text{вх}} = 0$) для приведенной схемы будут справедливы соотношения:

$$U^+ = U^- = 0; \quad I_2 + I_1 = -I_3; \quad U_1 = U_0;$$

$$I_1 = \frac{U_3 - U_0}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_{\text{oc}} - U_0}{R_2}; \quad I_3 = \frac{U_p - U_0}{R_3}.$$

Совместное решение уравнений относительно U_p :

$$U_p = -U_3 \frac{R_3}{R_1} - U_{\text{oc}} \frac{R_3}{R_2} + U_0 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right).$$

Из данного выражения следует, что наличие смещения нуля ОУ дает в выходном напряжении дополнительную составляющую, величина которой определяется как значением U_0 , так и параметрами схемы. С учетом ранее введенных коэффициентов K_p и K_m , данное выражение примет вид

$$U_p = -K_p (U_3 K_m + U_{\text{oc}}) + U_0 (1 + K_p (1 + K_m)). \quad (3)$$

Таким образом, при $u_3 = 0$ на выходе регулятора будет сигнал

$$U_p = -K_p U_{\text{oc}} + U_0 (1 + K_p (1 + K_m)).$$

С учетом линейности характеристик всех звеньев

$$U_{\text{oc}} = U_p K_{\text{ум}} K_{\text{дв}} K_{\text{д.ск}} = U_p K_1; \quad K_1 = K_{\text{ум}} K_{\text{дв}} K_{\text{д.ск}}.$$

Совместное решение этих уравнений относительно U_{oc} :

$$U_{\text{oc}} = \frac{K_1}{1 + K_1 K_p} U_0 (1 + K_p (1 + K_m)).$$

Заметим, что здесь величина $K_1 K_p$ есть коэффициент усиления разомкнутой системы, который, как правило, много больше единицы.

Тогда

$$U_{oc} \cong U_0 \frac{1 + K_p(1 + K_M)}{K_p}.$$

А если учесть, что в большинстве случаев справедливо соотношение $K_p \gg 1$, то получим

$$U_{oc} \cong U_0(1 + K_M),$$

в частном случае, при $K_M = 1$.

Таким образом, в вышеприведенной схеме регулирования частоты вращения электродвигателя при $U_3 = 0$ двигатель будет вращаться со скоростью, соответствующей сигналу датчика скорости:

$$U_{д.ск} = U_{oc} \cong 2U_0 \quad (\text{при } K_M = 1).$$

Для уменьшения этой составляющей ошибки при построении регулятора необходимо принять следующие меры:

– в схеме регулятора предусмотреть компенсацию смещения нуля усилителя;

– при выборе параметров резисторов соблюсти условие их баланса по входам ОУ (конечное значение входных токов ОУ также приводит к смещению нуля ОУ);

– использовать усилители с малыми значениями U_0 и входных токов.

С учетом сказанного, схема регулятора примет вид, показанный на рис. 1.5.

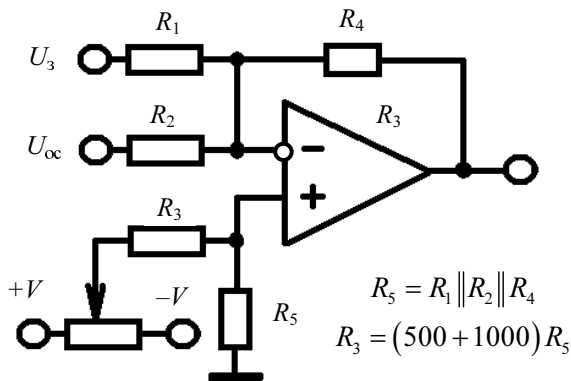


Рис. 1.5

Здесь использована схема компенсации смещений нуля ОУ по неинвертирующему входу. С помощью данной схемы обеспечивается регулировка напряжения на неинвертирующем входе СУ в пределах $\pm (15...30)$ мВ. При этом следует помнить, что смещение нуля усилителя все-таки будет, что вызвано дрейфом U_0 и $\Delta I_{вх}$.

При настройке замкнутых систем часто возникает необходимость в регулировании коэффициента усиления регулятора. В связи с этим рассмотрим возможные варианты на примере схемы инвертирующего усилителя. Возможны четыре варианта регулировки. Все они показаны на рис. 1.6.

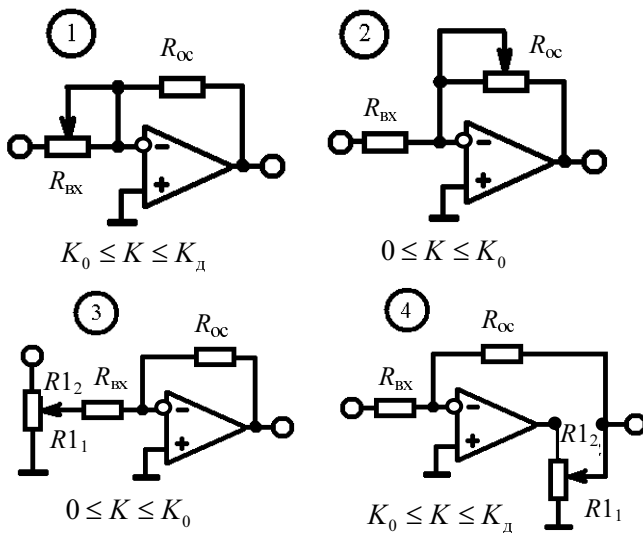


Рис. 1.6

В первых двух вариантах осуществляется регулировка сопротивлений резисторов, образующих обратную связь; в двух других регулировка осуществляется благодаря потенциметрическому делителю либо входного сигнала, либо выходного сигнала цепи обратной связи ОУ. Первая и четвертая схемы обеспечивают увеличение коэффициента относительно значения $K_0 = R_{oc} / R_{вх}$. Однако предпочтение следует отдать последнему варианту, так как в первом случае с изменением K меняется и входное сопротивление схемы и нарушается баланс сопротивлений по входам, что ведет к смещению нуля схемы. Кроме того,

этот вариант практически непригоден в случае суммирования сигналов на входе, что имеет место, как мы видели, в схемах регуляторов. Величина потенциометра R_1 в схеме 4 (рис. 1.6) выбирается, как правило, из условия $R_1 \leq 0,4 R_{oc}$. В этом случае изменение коэффициента будет пропорционально движку потенциометра. Нетрудно получить зависимость коэффициента усиления схемы от положений потенциометра, т. е. величин сопротивлений R_{11} и R_{12} :

$$K = \frac{K_0}{K_{дел}},$$

где
$$K_0 = \frac{R_{oc}}{R_{вх}}; \quad K_{дел} = \frac{R_{11}}{R_1}. \quad (4)$$

Вторая и третья схемы (рис. 1.6) обеспечивают уменьшение коэффициента усиления схемы относительно величины K_0 . Предпочтение здесь также следует отдать схеме с потенциометрическим делителем, так как изменение величины сопротивления обратной связи приводит к нарушению условия баланса сопротивлений по входам ОУ. Коэффициент передачи схемы 3 (рис. 1.6):

$$K = K_{дел} K_0.$$

Значение сопротивления потенциометра R_1 выбирается обычно из условия

$$R_1 \leq 0,4 R_{вх}.$$

С учетом этого условия входное сопротивление схемы, определяемое величиной R_1 , получается довольно низким, что часто затрудняет согласование схемы с источником входного сигнала. Кроме того, этот вариант также практически непригоден в случае суммирования сигналов. Поэтому в большинстве случаев используется четвертая схема, которая свободна от всех указанных недостатков.

ПИ-регулятор

Структурная схема имеет вид, показанный на рис. 1.7.

Выходной сигнал представляет сумму двух сигналов – пропорционального входному и интеграла от входного. ЛАХ И ЛФЧХ показаны на рис. 1.8.

На низких частотах регулятор ведет себя как интегратор, а на высоких – как линейный усилитель.

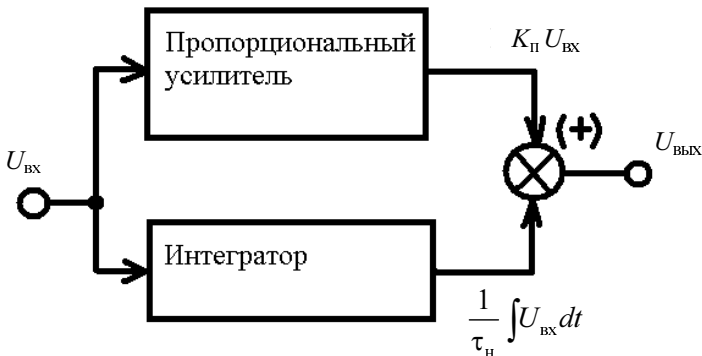


Рис. 1.7

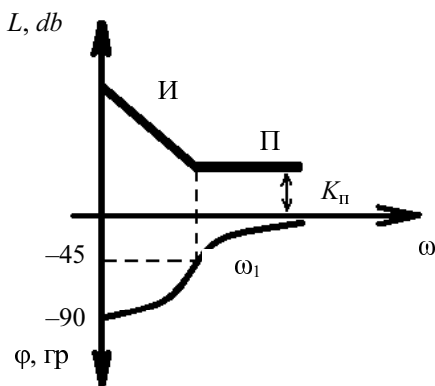


Рис. 1.8

При введении такого звена в систему автоматического управления повышается до бесконечности статический коэффициент усиления (что обеспечивает нулевую ошибку в статике), и в то же время возможно обеспечение устойчивости и получения определенных динамических свойств системы (с ростом частоты коэффициент падает, а фаза исправляется).

В соответствии со структурной схемой передаточная функция ПИ-регулятора

$$W(P) = K_{\Pi} + \frac{1}{\tau_{\Pi} P} = \frac{1 + \tau_{\Pi} K_{\Pi} P}{\tau_{\Pi} P} = K_{\Pi} \frac{1 + \tau_{\Pi} P}{\tau_{\Pi} P}, \quad (5)$$

здесь $\tau = \tau_H K_{\Pi}$. Частота сопряжения $\omega_1 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_H K_{\Pi}}$ (рис. 1.8)

ПИ-регулятор может быть реализован в соответствии со структурной схемой на трех операционных усилителях (пропорциональный усилитель, интегратор и сумматор), а также с помощью одного ОУ (рис. 1.9).

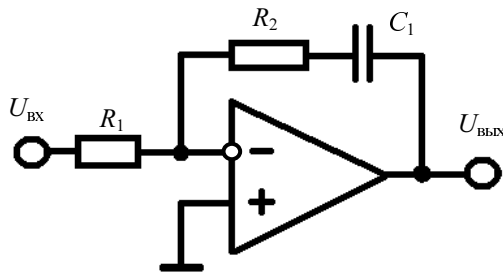


Рис. 1.9

Выведем передаточную функцию такой схемы, воспользовавшись известным соотношением

$$\begin{aligned}
 W(p) &= -\frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{pC_1}}{R_1} = -\frac{1}{R_1} \frac{1 + R_2 C_1 p}{pC_1} = \\
 &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + R_2 C_1 p}{R_2 C_1 p} = -K_{\Pi} \frac{1 + \tau p}{\tau p}, \quad (6)
 \end{aligned}$$

здесь $K_{\Pi} = R_2 / R_1$ – коэффициент пропорциональной части или коэффициент усиления на высоких частотах, $\tau = R_2 C_1$.

Недостатком схемы является зависимая регулировка параметров пропорциональной (K_{Π}) и интегральной (τ) частей.

Действительно, для изменения значения K_{Π} следует изменить величины либо R_1 , либо R_2 . Величину R_1 нежелательно изменять, так как ее значение выбирается, как правило, из соображений согласования схемы с входными цепями. Изменение величины R_2 ведет к изменению и постоянной времени интегрирования. Поэтому из соображений обеспечения независимого регулирования параметров пропорциональной и инте-

гральной составляющих ПИД-регулятора (что важно для настройки системы) часто идут на использование схемы на базе трех ОУ. При этом используется, как правило, регулировка параметров с помощью потенциометрического делителя в цепи обратной связи, как показано на рис. 1.10.

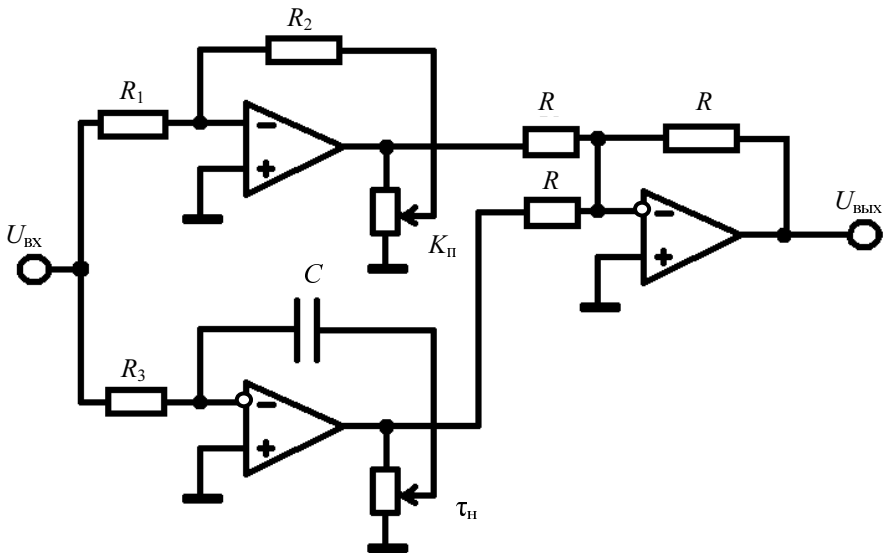


Рис. 1.10

Отметим, что включение делителя в цепь обратной связи интегратора дает аффе́кт регулирования емкости конденсатора:

$$W(p) = (R_3 C K_{\text{дел}} p)^{-1}.$$

ПИД-регулятор

Выходной сигнал ПИД-регулятора имеет три слагаемых: пропорциональную, интегральную и дифференциальную (рис. 1.11).

В ПИД-регуляторе постоянные времени дифференциатора и интегратора выбираются таким образом, чтобы на низких частотах регулятор вел себя как интегратор, на высоких – как дифференциатор, а на средних как пропорциональное звено (рис. 1.12).

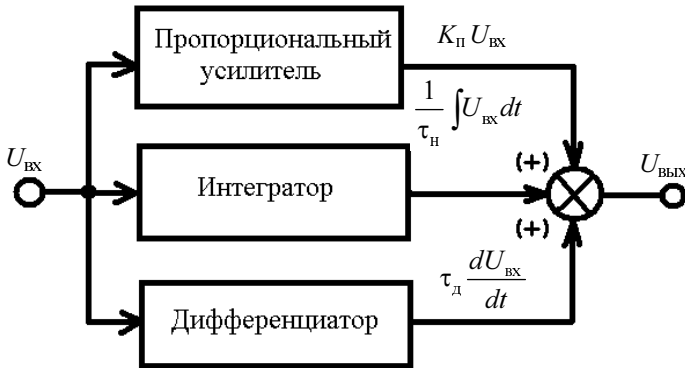


Рис. 1.11

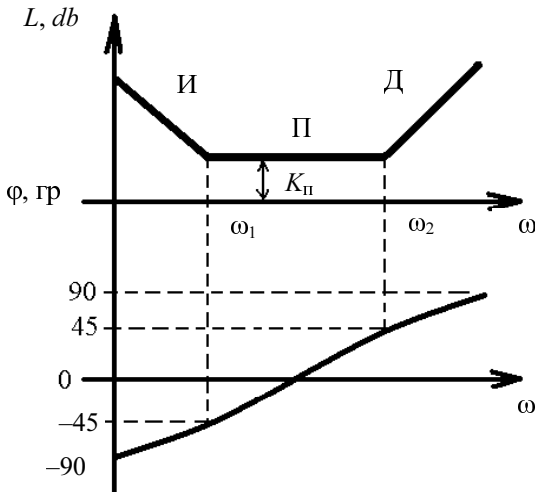


Рис. 1.12

В отличие от ПИ-регулятора здесь на высоких частотах при $\omega > \omega_2$ происходит увеличение коэффициента усиления и возрастание фазового сдвига до $+90^\circ$. Это фазовое опережение используется, как правило, для компенсации фазового отставания объекта вблизи частоты среза системы.

В соответствии со структурной схемой передаточная функция ПИД-регулятора

$$W(p) = K_{\Pi} + \frac{1}{\tau_u p} + \tau_d p = \frac{1 + \tau_u K_{\Pi} p + \tau_u \tau_d p^2}{\tau_u p} = K_{\Pi} \frac{1 + \tau_1 p + \tau_1 \tau_2 p^2}{\tau_1},$$

где $\tau_1 = \tau_u K_{\Pi}$, $\tau_2 = \frac{\tau_d}{K_{\Pi}}$.

При условии: $\tau_2 = \tau_1$

$$W(p) = K_{\Pi} \frac{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{\tau_1 p}. \quad (7)$$

Данному виду передаточной функции и соответствует вышеприведенная ЛАХ, где

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\tau_2}.$$

Схемная реализация ПИД-регулятора на одном ОУ имеет вид, показанный на рис. 1.13.

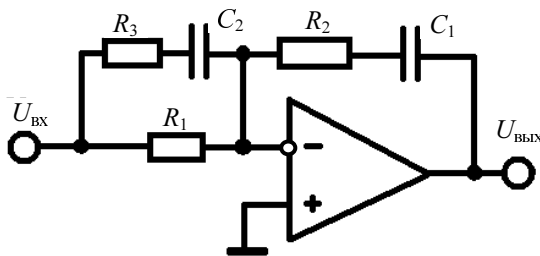


Рис. 1.13

Запишем передаточную функцию схемы:

$$W(p) = -\frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{pC_1}}{R_1 \left(\frac{1}{pC_2} \right)} = -\frac{R_2 (1 + R_2 C_1 p)(1 + R_1 C_2 p)}{R_1 R_2 C_1 p}. \quad (8)$$

Сопоставляя выражение (2) с (7), находим, что

$$K_{\text{п}} = -\frac{R_2}{R_1}, \tau_1 = R_2 C_1, \tau_2 = R_1 C_2. \quad (9)$$

Недостаток схемы тот же – зависимая регулировка параметров. При необходимости раздельной регулировки следует использовать схему на четырех ОУ в соответствии со структурной схемой (по аналогии построения ПИ-регулятора с независимыми регулировками).

3. Программа работы

3.1. Ознакомиться с принципиальной схемой установки, принципом ее работы, назначением каждого элемента. Ознакомиться с приборами, используемыми в лабораторной работе, освоить методику работы с ними.

3.2. Исследовать статические и динамические характеристики схемы П-регулятора на базе операционного усилителя с учетом неидеальностей его параметров.

3.3. Исследовать динамические характеристики реальных схем ПИ- и ПИД- регуляторов на базе ОУ.

4. Общее описание лабораторной установки

Исследуемые схемы собраны на общей печатной плате и получают питание от стабилизированных источников питания ± 15 В. Контрольные точки схем, их входные и выходные цепи выведены на гнезда, расположенные на мнемосхеме передней панели установки. Здесь же расположены галетные переключатели, с помощью которых набраны соответствующие магазины резисторов и конденсаторов. Для изменения параметров исследуемых схем часть элементов (резисторов и конденсаторов) в схему не встроены. На мнемосхеме они обозначены красным цветом. При выполнении работы эти элементы должны быть введены в схему, для чего и предназначены магазины резисторов и конденсаторов. Величины сопротивлений и емкостей подключаемых магазинов определяются опытным путем в соответствии с заданными параметрами по вариантам.

Все схемы собраны на базе универсальных операционных усилителей К553 УД2, которые имеют следующие основные параметры (см. таблицу)

Таблица параметров операционных усилителей

Параметр	Значение
Коэффициент усиления K_d , В/мВ	20
Напряжение смещения нуля, U_0 , мВ	7,5
Дрейф напряжения смещения нуля, $\Delta U_0/\Delta T$, мкВ/°С	1,5
Входные токи, $I_{вх}$, мкА	1,5
Разность входных токов, $\Delta I_{вх}$, мкА	0,5
Частота единичного усиления f_1 , МГц	1
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ	70
Минимальное значение сопротивления нагрузки, кОм	2
Максимальное выходное напряжение $U_{вых\ max}$, В	10
Максимальное входное напряжение $U_{д\ max}$, В	10
Максимальное входное синфазное напряжение, В	10
Напряжение источника питания, В	± 15
Наличие внутренней коррекции	Нет
Наличие защиты выхода в режиме КЗ	Есть

В лабораторной установке используются логические элементы И-НЕ серии К511 (логические микросхемы для систем промышленной автоматики). Параметры микросхемы К511ЛА1 (четыре логических элемента 2 И-НЕ):

Выходное напряжение логического нуля $U_{вых}^0$, не более 1,5, В

Выходное напряжение логической единицы $U_{вых}^1$, не менее 12, В

Входной ток логического нуля $I_{вх}^0$, не более – 0.48, мА

Входной ток логической единицы $I_{вх}^1$, не более 0,005, мА

Коэффициент разветвления по выходу, $K_{раз}$ – 25

Время задержки выключения $t_{зад}^{1,0}$ не более 150, нс,

Время задержки включения $t_{зад}^{0,1}$ не более 300, нс,

Напряжение питания, $U_{п}$, +15, В.

5. Описание лабораторной работы

В зависимости от подключаемых внешних элементов схема (рис. 1.14) позволяет реализовать П-, ПИ- и ПИД- регуляторы. Схема выполнена на базе универсального операционного усилителя Д1. Элементы R_1 , R_2 , C_1 образуют входные цепи; R_6 , C_2 – частотно-зависимую

обратную связь; R_3 – жесткую обратную связь; R_9, R_{10} – регулируемый делитель напряжения в цепи жесткой обратной связи; R_3, R_4, R_5 – схему компенсации смещения нуля усилителя. Внешними элементами являются: $R_2, R_6, R_7, R_8, C_1, C_2$.

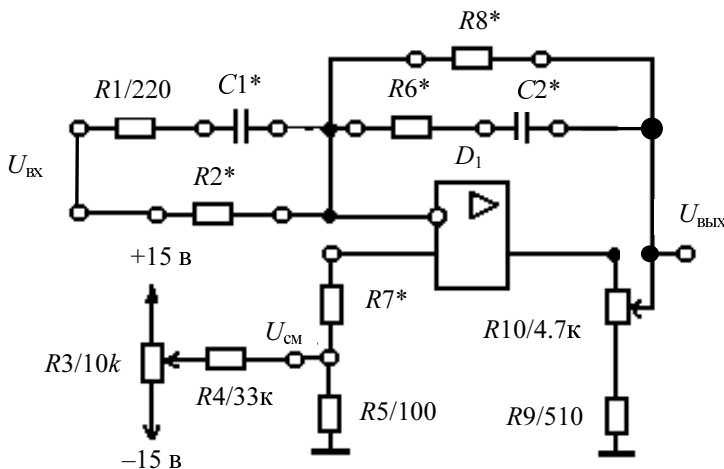


Рис. 1.14

Для получения схемы П-регулятора во входной цепи используется резистор R_2 , в обратной связи – R_8 (элементы R_6, C_1, C_2 не подключаются). Для получения ПИ-регулятора во входной цепи используется резистор R_2 , в обратной связи – R_6, C_2 (элементы C_1, R_8 не подключаются). Для получения ПИД-регулятора во входной цепи используются элементы R_1, R_2, C_1 , в обратной связи – R_6, C_2 .

С учетом обозначения схемы установки по рис. 1.14 полученные соотношения для П-, ПИ- и ПИД- регуляторов (1), (4), (9) будут иметь следующий вид:

1) для П-регулятора:

$$W(p) = -K_0 = -\frac{R_3}{R_2 K_{дел}}, \quad K_{дел} = \frac{R_9 + R_{10/2}}{R_9 + R_{10}}, \quad (10)$$

где $R_{10/2}$ – сопротивление части потенциометра R_{10} между движком и выводом, подключенным к R_9 (в верхнем положении движка $R_{10/2} = R_{10}$, в нижнем – $R_{10/2} = 0$);

2) для ПИ - регулятора:

$$W(p) = -K \frac{1 + T_1 p}{T_1 p}, \quad (11)$$

где
$$K = \frac{R_6}{R_2}, T_1 = R_6 C_2; \quad (12)$$

3) для ПИД-регулятора:

$$W(p) = -K \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{T_1 p(1 + T_3 p)}, \quad (13)$$

где
$$K = \frac{R_6}{R_2}, T_1 = R_6 C_2, T_2 = (R_1 + R_2) C_1, T_3 = R_1 C_1. \quad (14)$$

6. Порядок выполнения работы

6.1. Для освоения правил пользования приборами (осциллограф, генератор, цифровой мультиметр):

- с помощью мультиметра произвести измерение постоянного напряжения питания установки (± 15 В), постоянного регулируемого напряжения генератора (во всем возможном диапазоне его изменений);
- с помощью осциллографа произвести те же самые измерения постоянных напряжений; произвести измерение параметров всех сигналов генератора, регулируя их частоту и амплитуду.

6.2. Для набора схемы П-регулятора необходимо подключить резисторы R_2, R_7, R_8 , в качестве которых использовать соответствующие магазины сопротивлений. Значение сопротивления R_2 принять равным 2 кОм; сопротивление R_8 должно быть рассчитано в соответствии с заданным значением коэффициента усиления K_0 (соотношение (10) по вариантам таблицы); R_7 выбирается из условия обеспечения баланса сопротивлений по входам СУ: $R_7 = R_2 // R_8$.

Коэффициент $K_{\text{дел}}$ принять равным единице (движок потенциометра R_{10} установить в крайнее левое положение).

6.2.1. Произвести измерение смещения нуля выходного напряжения $U_{\text{см вых}}$, для чего необходимо отключить схему компенсации смещения нуля, зашунтировав перемычкой резистор R_5 . Смещение нуля измеряется на выходе усилителя при $U_{\text{вх}} = 0$ (это может быть обеспече-

но подключением входа схемы к общей шине). Измерение выходного напряжения следует производить мультиметром (точность измерения осциллографом значительно ниже, его можно использовать для контроля).

6.2.2. Произвести непосредственное измерение напряжения смещения нуля, приведенного к входу. Для этого подать на вход схемы постоянное напряжение с выхода генератора (предварительно переключив его в режим постоянного выходного напряжения). Изменяя его, добиться $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Контроль $U_{\text{ВЫХ}}$ можно осуществлять осциллографом. Величину входного сигнала $U_{\text{СМ ВХ}}$, обеспечивающую $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, измерить мультиметром. Измерение приведенного напряжения смещения нуля можно осуществлять и по-другому, а именно с использованием схемы компенсации смещения нуля. Для этого необходимо обеспечить $U_{\text{В}} = 0$, раскоротить R_5 и с помощью потенциометра R_3 добиться $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Измерить напряжение на резисторе R_5 $U_{\text{СМ КОМП}}$. Напряжение смещения нуля приведенное к входу, связано с измеренным соотношением

$$U_{\text{СМ ВХ}} = (1 + 1/K_0) U_{\text{СМ КОМП}}$$

Определение $U_{\text{СМ ВХ}}$ произвести одним из способов.

6.2.3. Снять статическую характеристику $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$. Для этого предварительно осуществить компенсацию смещения нуля усилителя. Входной сигнал подать от генератора (в режиме постоянного выходного напряжения). Его величину контролировать мультиметром. Выходной сигнал можно измерить осциллографом. Характеристику снимать до насыщения ОУ.

6.2.4. Снять амплитудно-частотную характеристику П-регулятора и на частоте полосы пропускания (частота, соответствующая уменьшению амплитуды выходного сигнала в 0,707 раз) произвести измерение фазы. Для этого на вход подать синусоидальный сигнал с генератора. Величина сигнала должна быть такой, чтобы усилитель работал на линейном участке. Характеристику снять до частоты среза (до частоты единичного коэффициента усиления). Входной сигнал контролировать мультиметром, выходной – осциллографом.

Для определения фазы φ_{Π} необходимо осуществить внешнюю синхронизацию осциллографа от входного сигнала (выходной сигнал генератора подать на вход внешней синхронизации осциллографа). Уровень синхронизации и развертку осциллографа настроить так, чтобы начало развертки соответствовало переходу входного сигнала через

нуль с минуса на плюс (для настройки на вход осциллографа подать входной сигнал схемы). Развертку при этом настроить таким образом, чтобы одна клетка по горизонтальной оси соответствовала 10...30 эл. град. (если сделать, чтобы полупериод входного сигнала укладывался в 6 клеток, то в одной из них будет 30 эл. град.). Далее на вход осциллографа подается выходной сигнал схемы и производится измерение фазы $\varphi_{\text{п}}$.

6.2.5. Снять переходную характеристику $h(t)$. Для чего на вход регулятора подать прямоугольный периодический сигнал с генератора. Амплитуду сигнала следует выбрать такой, чтобы выходной сигнал изменялся в пределах линейного участка характеристики $U_{\text{вых}} (U_{\text{вх}})$. Частоту входного сигнала следует установить такой, чтобы на осциллографе можно было достаточно четко наблюдать характер изменения сигнала $U_{\text{вых}}$ при изменении $U_{\text{вх}}$.

6.3. Для набора схем ПИ- и ПИД-регуляторов необходимо подключить соответствующие элементы R_2, R_6, C_2 и R_1, R_2, C_1, R_6, C_2 , в качестве которых использовать соответствующие магазины сопротивлений и емкостей.

Значение сопротивлений R_2 в обоих случаях принять равным 2 кОм. Параметры остальных элементов должны быть рассчитаны в соответствии с заданными параметрами регуляторов (соотношения (11)–(14) по вариантам (см. таблицу)).

Величина R_7 выбирается из условия обеспечения баланса сопротивлений по выходам ОУ.

6.3.1. После набора схемы и установки параметров внешних элементов в соответствии с вариантом необходимо произвести компенсацию смещения нуля усилителя. При этом следует помнить, что коэффициент усиления обеих схем регуляторов теоретически равен бесконечности (реально он ограничен собственным коэффициентом усиления ОУ), поэтому выставить выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 0$ практически невозможно. Малейшее изменение (дрейф) какого-либо параметра схемы приводит к «уходу» нуля усилителя. Поэтому для исследования схемы указанных регуляторов необходимо уменьшить дрейф выходного напряжения, например, путем ограничения статического коэффициента усиления. Для этого необходимо подключить резистор R_6 , установив максимально возможное значение его сопротивления, имеющееся в магазинах (150 кОм). При этом статический коэффициент усиления будет ограничен на уровне $K_0 = (R_8 / R_2)(1 / K_{\text{дел}})$. Рекомендуется K_0 принять равным 100.

6.3.2. АЧХ снимается по описанной методике для П-регулятора. Величина входного сигнала должна быть выбрана таким образом, чтобы в низкочастотной области, когда величина выходного сигнала максимальна (равна $U_{\text{вх}} \cdot K_0$), усилитель находился в линейной области, т. е. $U_{\text{вых}}$ не должно превышать примерно 10 В (это в сумме с напряжением смещения нуля). Диапазон изменения частот должен быть выбран так, чтобы охватить все области АЧХ от низкочастотной, где $K = K_0$ до высокочастотной, определяемой полосой пропускания собственно ОУ f_1 .

6.3.3. Измерение фазы произвести для частот сопряжения асимптотической ЛАЧХ и в промежутках между соседними частотами сопряжений. Измерение производить по методике, описанной в разделе по П- регулятору.

6.3.4. Переходная характеристика снимается аналогично п. 6.2.5. Все измеряемые параметры в отчете должны быть представлены численно, а зависимости – графически. В отчет следует включить схемы, режимы всех измерений и необходимый расчет.

Заданные параметры регуляторов

Регулятор	Вариант	Значение параметров				
		K_0	K	T_1 , мс	T_2 , мс	T_3 , мс
П-	1	20	–	–	–	–
	2	30	–	–	–	–
	3	40	–	–	–	–
	4	50	–	–	–	–
	5	60	–	–	–	–
ПИ-	1	100	2	8,0	–	–
	2	100	3	5,3	–	–
	3	100	4	4,0	–	–
	4	100	5	3,2	–	–
	5	100	6	2,65	–	–
ПИД-	1	100	2	8,0	0,8	0,08
	2	100	3	5,3	0,53	0,053
	3	100	4	4,0	0,4	0,04
	4	100	5	3,2	0,32	0,032
	5	100	6	2,65	0,265	0,0265

Контрольные вопросы

1. Основные параметры ОУ.
2. Схема включения ОУ, компенсация смещения нуля и баланс сопротивлений входных резисторов.
3. Идеальный ОУ, инженерная методика расчета схемы на ОУ.
4. Регулировка коэффициентов усиления в схемах на ОУ.
5. Масштабирование сигналов $U_{\text{зд}}$ и $U_{\text{ос}}$ на входе регуляторов.
6. Влияние смещения нуля ОУ на точностные показатели замкнутой системы электропривода.
7. Структурные схемы, передаточные функции и реализация на ОУ П-, ПИ-, ПИД- регуляторов; связь параметров схем с параметрами их частотных характеристик и переходных функций.
8. ЛАЧХ, ЛФЧХ и переходная функция П-, ПИ-, и ПИД- регуляторов.
9. Связь параметров элементов схем регуляторов с параметрами их частотных характеристик и переходных функций.

Список литературы

1. *Титце У, Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1962. – С. 512.
2. *Шило В.Л.* Линейные интегральные схемы. – М.: Сов. радио, 1979. – С. 312.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ УСИЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ

1. Цель работы

Изучить принципы построения систем управления транзисторными импульсными преобразователями с ШИМ, схемотехнику основных узлов и их характеристики. Освоить методику построения временных разверток процессов в схемах.

2. Основные положения

Основной особенностью систем с импульсными преобразователями, в том числе и с импульсными усилителями мощности (ИУМ), является необходимость импульсной и логической переработки управляющей информации. Импульсная переработка связана с преобразованием входного управляющего сигнала в заданную импульсную последовательность питающего напряжения двигателя. Необходимость логической переработки управляющей информации обусловлена тем, что усилитель мощности является дискретным устройством (совокупность силовых ключей, имеющих два состояния, «включено» и «выключено»), функционирование которого описывается булевыми функциями.

Эти две основные функции в явном или неявном виде реализуются управляющими устройствами в любой системе электропривода с импульсным преобразователем. В настоящее время благодаря возможностям современной элементной базы получил распространение принцип явного выделения устройств импульсной и логической переработки управляющей информации. При этом появляется возможность реализации способов импульсного управления и алгоритмов работы ключей ИУМ практически любой сложности, возможность построения уни-

версальных устройств и формализации ряда процедур синтеза всего устройства.

На рис. 2.1 изображена такая блок-схема электропривода на базе ИУМ с промежуточным звеном постоянного тока, отражающая необходимые преобразования управляющего сигнала U_y и основные связи ее элементов. Здесь M – модулятор-формирователь, осуществляющий формирование заданной импульсной последовательности питающего напряжения двигателя и модуляцию ее параметров в функции входного сигнала. Сигнал выхода модулятора Γ (или совокупность сигналов) несет информацию об уровне питающего напряжения на двигателе, который необходимо иметь в текущий момент времени. Им осуществляется импульсная переработка управляющей информации. ЛУ – логическое устройство, преобразующее выходной сигнал (сигналы) модулятора в совокупность сигналов управления силовыми ключами ИУМ V_k , действие которых обеспечивает формирование на нагрузке импульсной последовательности напряжения, заданной модулятором. Работа логического устройства полностью определяется схемой ИУМ и алгоритмом управления его ключами. УД – узел датчиков, осуществляющий формирование сигналов состояния силовой части ИУМ, необходимых для функционирования модулятора и логического устройства.

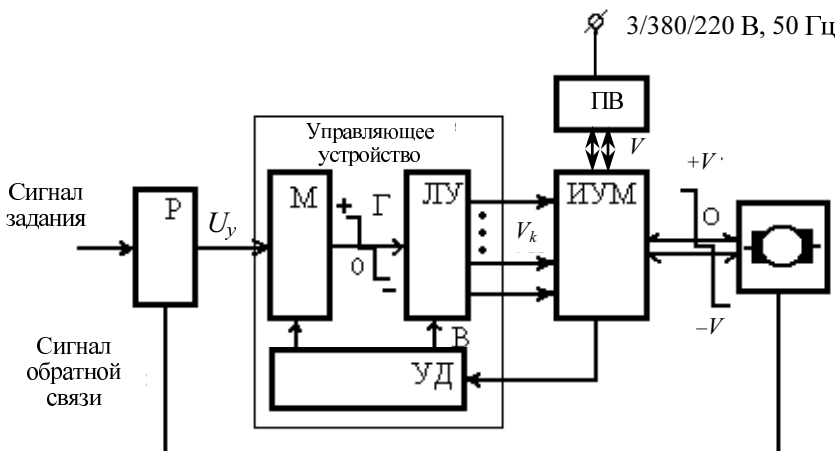


Рис. 2.1

Импульсная переработка управляющей информации непосредственно связана со способами импульсного управления двигателем. Рассмотрим основные из них, которые находят применение в современном электроприводе. Прежде всего, все способы можно разделить *по принципу формирования импульсной последовательности* питающего напряжения на два больших класса: импульсные и релейные. Основным признаком импульсной системы является наличие явно выраженного звена, осуществляющего преобразование входного сигнала в один из параметров формируемой импульсной последовательности, которым определяется значение регулирующего воздействия для данного объекта управления. В нашем случае таким параметром является относительная длительность импульсов напряжения за период их следования – скважность $\gamma = \tau_{\text{н}} / T$. Им определяется среднее значение питающего напряжения двигателя, которое является для него регулирующим воздействием, его входной динамической переменной. Именно поэтому данный параметр является *основным параметром импульсной последовательности*. В релейной системе нет явно выраженного звена модуляции основного регулирующего параметра. Основным признаком релейной системы является наличие переключающего (релейного) элемента, осуществляющего переключение цепи питания двигателя (подключение – отключение к источнику питания) в функции заданных и текущих значений критериев регулирования. Отметим, что несмотря на отсутствие в релейной системе модуляции в явном виде основного регулирующего параметра управление двигателем в конечном итоге осуществляется все равно за счет его изменения. Его значение и значение других параметров получаемой при этом импульсной последовательности устанавливаются такими, чтобы обеспечивались заданные критерии регулирования.

Импульсным усилителем мощности с питанием от промежуточного звена постоянного тока напряжением U возможно формирование *импульсной последовательности разного вида*. Все они образуются периодическим чередованием трех возможных уровней напряжения на его выходе – «плюс U », «ноль U », «минус U ». Наибольшее применение. Находят однополярная импульсная последовательность (ОИП), (рис. 2.2) и биполярная импульсная последовательность (БИП) (рис.2. 3).

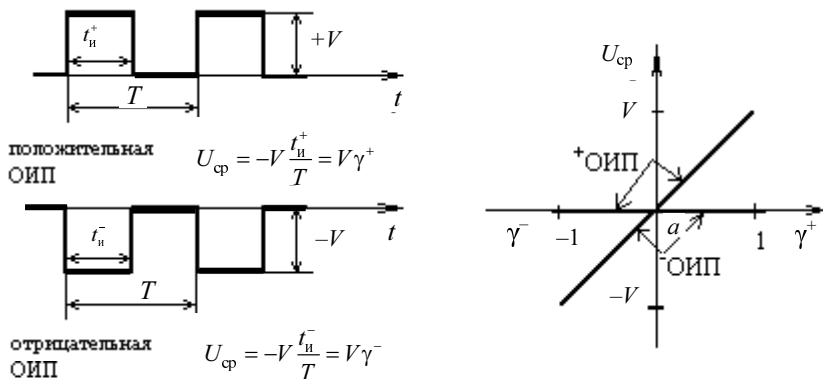


Рис. 2.2

Регулирование скважности ОИП-напряжение $\gamma = t_u / T$ дает однополярное изменение величины U_{cp} . Соответствующее полярности импульсов. Поэтому для регулирования U_{cp} в пределах от $-U$ до $+U$ требуется формирование как отрицательной ОИП, так и положительной ОИП (рис. 2.2). Регулирование скважности БИП – напряжения $\gamma^+ = t_n^+ / T = 1 - t_n^- / T$ дает изменение как величины U_{cp} , так и его знака (рис. 2.3).

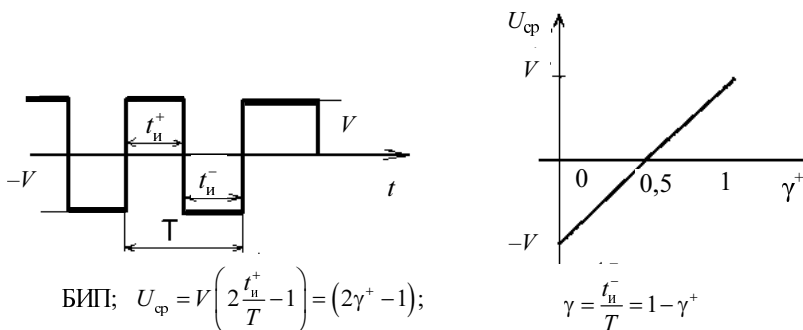


Рис. 2.3

Процесс изменения того или иного параметра импульсной последовательности называется модуляцией. В схемах импульсных преобразователей

зователей на основе ключевых элементов возможно регулирование лишь моментов переключения уровней выходного напряжения, т. е. возможно регулирование только временных параметров формируемой импульсной последовательности. Применение того или иного *вида импульсной модуляции* (ВИМ) определяется назначением импульсной последовательности. В электроприводах с ИУМ находят применение виды, которые приводят к изменению основного регулирующего параметра импульсной последовательности – скважности. Это широтно-импульсная ($t_n = \text{var}, T = \text{const}$), частотно-импульсная ($t_n = \text{const}, T = \text{var}$), и комбинированные импульсные виды модуляции (ШИМ, ЧИМ, КИМ соответственно).

Потребность *логической переработки управляющей информации* вызвана самим принципом действия импульсного усилителя мощности, состоящего из ключевых элементов, которые имеют только два состояния – «включено» и «выключено». Следовательно, как общее состояние преобразователя, так и состояние каждого отдельного ключа может быть описано уравнениями алгебры логики.

Вид этих уравнений зависит от назначения данного ключа в схеме преобразователя, от самой схемы ИУМ и особенностей ее работы, совокупности запрещенных состояний и требуемых переключений для получения на нагрузке заданной импульсной последовательности. Поэтому синтез логического устройства, реализующего уравнения управления ключами, непосредственно связан с анализом работы конкретных схем ИУМ.

Мостовая схема ИУМ

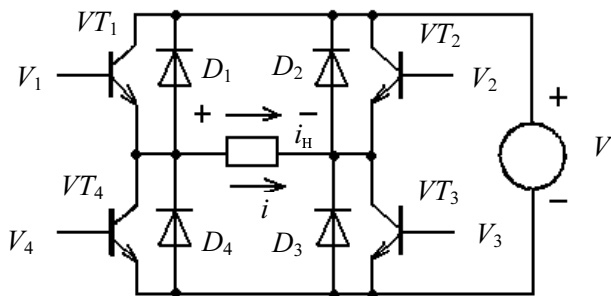


Рис. 2.4

Мостовая схема ИУМ находит наибольшее применение на практике среди прочих реверсивных схем. Схема приведена на рис. 2.4 и образована четырьмя ключами, включенными в мост. К одной диагонали подключается источник питания U , а к другой нагрузка. Основой силового ключа является транзистор, который может находиться либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения (ключевой режим работы). Транзистору свойственна односторонняя проводимость тока. Индуктивный же характер нагрузки электропривода требует протекания тока по ключам в обоих направлениях. Поэтому полная схема транзисторного ключа представляет собой транзистор, шунтированный обратным диодом. Конфигурация мостовой схемы ИУМ в зависимости от состояния ключей позволяет получать на нагрузки три уровня напряжения: $+U$, 0 и $-U$. При этом благодаря двусторонней проводимости тока ключей (либо по транзистору, либо по шунтирующему его диоду) возможно получение указанных уровней напряжений при протекании тока нагрузки в любом направлении. Сказанное поясняется табл. 2.1, где указаны транзисторы, которые должны быть включены для получения на нагрузку соответствующего уровня напряжения и контура замыкания тока нагрузки: при положительном и отрицательном его значениях (принятое положительное направление напряжения и тока нагрузки указано на рис. 2.4).

Данные свойства мостовой схемы ИУМ позволяют формировать на его выходе биполярную импульсную последовательность (чередование комбинаций a и b), положительную ОИП (чередованием комбинаций a , c) и отрицательную ОИП (чередованием комбинаций b , c); причем для каждого интервала формируемых последовательностей схемой обеспечивается двустороннее протекание тока (при алгоритме управления ключами в соответствии с табл. 2.1). Другими словами, схема работоспособна во всех четырех квадрантах ее внешней характеристики (в плоскости средних значений ее выходного напряжения U_{cp} и тока I). При работе на якорную цепь двигателя постоянного тока это обеспечивает четырехквadrантную работу двигателя, т. е. во всех возможных его режимах.

Это видно на рис. 2.5, где в плоскости скоростных характеристик двигателя показаны:

– эквивалентные схемы питания якорной цепи двигателя по средним значениям для всех возможных режимов его работы (на схемах импульсный усилитель мощности представлен источником напряжения величиной, равной среднему значению его выходного напряжения u_{cp});

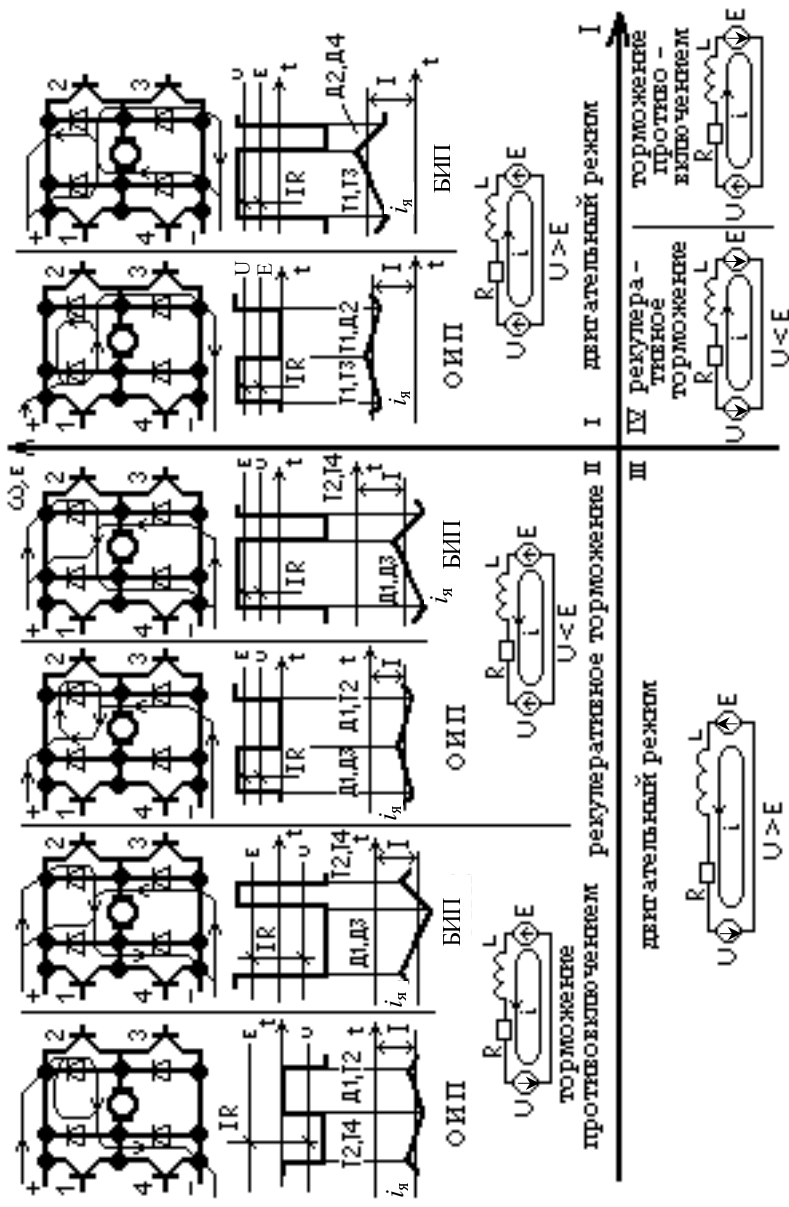


Рис. 2.5

Таблица 2.1

Уровень напряжения на нагрузке	Включенные транзисторы	*	Направление тока	Контур протекания тока
	VT1, VT3	a	+i	$V - T1 - Я - T3 - V$
			-i	$V - D1 - Я - D3 - V$
	VT1, VT2 (VT3, VT4)	b	+i	$T1 - Я - D_2 - T1$
			-i	$T2 - Я - D1 - T2$
	VT2, VT4	c	+i	$V - D2 - Я - D4 - V$
			-i	$V - T2 - Я - T4 - V$

* – условное обозначение состояний транзисторов;

** – нулевой уровень напряжения может быть обеспечен также включением VT3, VT4.

– диаграммы процессов в мостовой схеме ИУМ для каждого режима работы двигателя при формировании на нагрузке ОИП- и БИП-напряжений и контура протекания тока в схеме по интервалам.

Таким образом, из представленного анализа работы мостовой схемы следует, что для обеспечения четырехквadrантного управления двигателем с двусторонней проводимостью тока на каждом интервале управление ключами должно осуществляться следующим образом:

– при формировании БИП - напряжения транзисторы, образующие диагонали моста ($V1, V3$ и $V2, V4$ соответственно) должны коммутироваться в противофазе; при этом включенное состояние транзисторов $V1$ и $V3$ обеспечит на нагрузке положительное напряжение $+U$ независимо от направления тока нагрузки, а транзисторов $V2$ и $V4$ – отрицательное напряжение $-U$;

– при формировании положительного ОИП - напряжения (отрицательного) один из транзисторов диагонали, обеспечивающей на выходе напряжение $+U(-U)$, должен оставаться все время во включенном состоянии, например $V1$ ($V2$), в другой транзистор этой же диагонали $V3$ ($V4$) должен коммутироваться в противофазе со смежным с ним транзистором $V2$ ($V1$), при этом включенное состояние транзисторов $V1$ и $V3$ ($V2$ и $V4$) обеспечит напряжение на нагрузке $+U(-U)$, а транзисто-

ров $V1$ и $V2$ (как при положительной ОИП, так и при отрицательной) – нулевое напряжение независимо от направления тока нагрузки.

Формирование сигналов управления ключами ИУМ осуществляется логическим устройством. Состояние ключей в каждый момент времени в соответствии с табл. 2.1 определяется уровнем напряжения, которое нужно получить на выходе преобразователя в данный момент времени. Требуемый уровень напряжения задается сигналом или сигналами с выхода модулятора Γ .

Биполярная импульсная последовательность может быть задана одним импульсным сигналом с модулятора, как показано, например, на рис. 2.6. Здесь значению $\Gamma = 1$ (высокий уровень) соответствует уровень БИП $+U$, а $\Gamma = 0$ – уровень БИП $-U$. Тогда таблица состояний

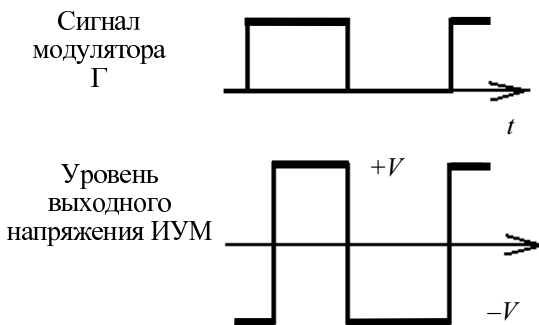


Рис. 2.6

Таблица 2.2

Значение сигнала Γ	Состояние ключей			
	$V1$	$V2$	$V3$	$V4$
0	0	1	0	1
1	1	0	1	0

$$V1 = \Gamma, \quad V2 = \bar{\Gamma}, \quad V3 = \Gamma, \quad V4 = \bar{\Gamma}$$

ключей ИУМ в функции сигнала модулятора Γ будет иметь вид, показанный на табл. 2.2. Здесь же приведены логические уравнения: сигнала

лов управления ключами, которые должно реализовывать ЛУ. При составлении уравнений принято, что сигнал управления K -м ключом $V_K = 1$ соответствует его замкнутому состоянию, а $V_K = 0$ – разомкнутому. Схема ЛУ, реализующего эти уравнения, показана на рис. 2.7 и является предельно простой.

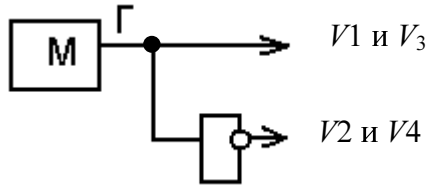


Рис. 2.7

Однополярная импульсная последовательность обычно задается двумя импульсными сигналами с модулятора; сигналом Γ_1 , соответствующим формированию положительной ОИП, и сигналом Γ_2 , соответствующим отрицательной ОИП (рис. 2.8). Причем $\Gamma_1 = 1$ соответствует уровню СИП $+U$, $\Gamma_2 = 1$, $\Gamma_1 = 0$, $\Gamma_2 = 0$ нулевому уровню ОИП. Таблица истинности сигналов управления ключами мостовой схемы ИУМ (или таблица состояний ключей) в этом случае будет иметь вид, показанный в табл. 2.3. Отметим, что комбинация сигналов $\Gamma_1 \Gamma_2 = 1$ является нерабочей.

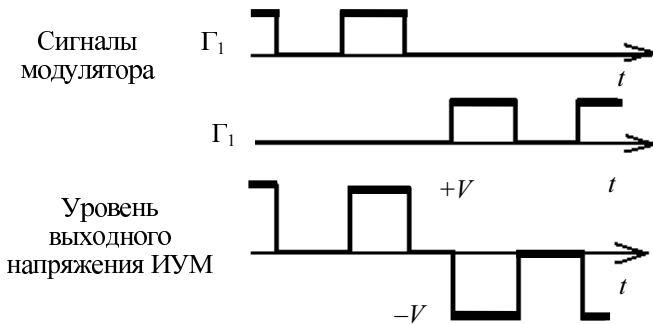


Рис. 2.8

Нормальное функционирование модулятора должно исключать одновременное формирование положительной и отрицательной СИП. Такую комбинацию входных сигналов ЛУ называют несущественной,

и значение функций $V1 \dots V4$ при этом может быть задано произвольно. Однако такие комбинации могут возникать в аварийных ситуациях: выходе из строя отдельных элементов, в переходных режимах при включении и выключении и т. д. Поэтому значение функций управления ключами в этих ситуациях должно быть определено таким образом, чтобы их появление не приводило к аварийной ситуации в силовой части преобразователя, например, как показано в табл. 2.3 (обеспечивается нулевой уровень напряжения).

Таблица 2.3

Комбинации сигналов		Состояние ключей ИУМ			
Γ_1	Γ_2	$V1$	$V2$	$V3$	$V4$
0	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0
		$V1 = \Gamma_1 \bar{V}_2$	$V2 = \Gamma_2 \bar{V}_1$	$V3 = \Gamma_2 \cdot \bar{\Gamma}_2$	$V4 = \bar{\Gamma}_1 \cdot \Gamma_2$

Для получения логических уравнений сигналов управления ключами по табл. 2.3 истинности запишем совершенную дизъюнктивную нормальную форму функций $V1 \dots V4$:

$$V1 = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2; \quad V3 = \Gamma_1 \cdot \bar{\Gamma}_2;$$

$$V2 = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_2 \cdot \bar{\Gamma}_1 + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2; \quad V4 = \Gamma_2 \cdot \bar{\Gamma}_1.$$

Используя аксиомы и законы алгебры логики, преобразуем функции $V1$ и $V2$ к минимальной форме:

$$V1 = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + (\Gamma_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2) = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 (\bar{\Gamma}_2 + \Gamma_2) = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 =$$

$$= \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 (1 + \bar{\Gamma}_2) = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 + \Gamma_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 = (\bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 \cdot \bar{\Gamma}_2) + \Gamma_1 =$$

$$= \bar{\Gamma}_2 (\bar{\Gamma}_1 + \Gamma_1) + \Gamma_1 = \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_1 + \Gamma_1 + \bar{\Gamma}_2.$$

Аналогично

$$V2 = \bar{\Gamma}_1 \cdot \bar{\Gamma}_2 + \Gamma_2 \cdot \bar{\Gamma}_1 + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 = \Gamma_2 + \bar{\Gamma}_1.$$

Такой же результат дает использование метода минимизации с помощью карт Карно. Для реализации функции на базе элементов «и - не» в уравнениях $V1$ и $V2$ необходимо исключить операцию дизъюнкции. Для этого воспользуемся законом де Моргана. Схема ЛУ, реализующая функции $V1 \dots V4$, приведена на рис. 2.9.

$$V1 = \Gamma_1 + \bar{\Gamma}_2 = \overline{\overline{\Gamma_1 + \bar{\Gamma}_2}} = \overline{\overline{\Gamma_1} \cdot \overline{\bar{\Gamma}_2}} = \overline{\overline{\Gamma_1} \cdot \Gamma_2},$$

$$V2 = \Gamma_2 + \bar{\Gamma}_1 = \overline{\overline{\Gamma_2 + \bar{\Gamma}_1}} = \overline{\overline{\Gamma_2} \cdot \overline{\bar{\Gamma}_1}} = \overline{\overline{\Gamma_2} \cdot \Gamma_1}.$$

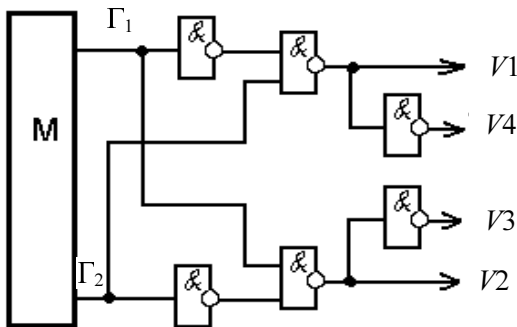


Рис. 2.9

В соответствии с блок-схемой электропривода с ИУМ (рис. 2.1) входным информационным сигналом импульсного усилителя мощности является аналоговый сигнал U_y , поступающий с выхода внутреннего контура регулирования замкнутой САУ. Сигнал управления поступает на модулятор, где происходит преобразование аналогового сигнала в импульсный (информация аналогового сигнала преобразуется в скважность импульсной последовательности питающего напряжения двигателя). Базовым элементом устройств преобразования аналоговой информации в импульсную является компаратор напряжения. Рассмотрим основы *схемотехники построения компараторов на базе ОУ*.

Компаратором называются устройства, предназначенные для сравнения двух или более сигналов. Им осуществляется переключение уровня выходного напряжения, когда непрерывно изменяющийся во времени входной сигнал становится выше или ниже определенного уровня.

Простейшую схему компаратора можно получить, если включить ОУ без обратной связи (рис., 2.10).

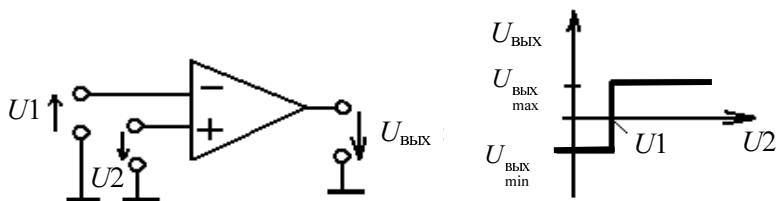


Рис. 2.10

Благодаря высокому коэффициенту усиления схема переключается при очень малой величине разности напряжений U_1-U_2 , поэтому она пригодна для сравнения двух напряжений с высокой точностью.

Отметим, что стационарное состояние ОУ здесь – состояние насыщения. В активной области он находится только в момент переключения. Отсюда следует, что основной принцип, который лежит в основе расчета схем на ОУ, работающих в линейной области (равенство нулю дифференциального входного напряжения ОУ), здесь нарушается.

Учитывая указанное обстоятельство и отсутствие обратной связи, схема не требует частотной коррекции ОУ.

Однако следует иметь в виду, что при медленно меняющихся входных сигналах усилитель находится в активной области довольно продолжительное время, и несмотря на то, что обратная связь отсутствует, он может входить в генерацию благодаря паразитным связям монтажа. Поэтому здесь предъявляются повышенные требования к монтажу (в противном случае необходимо применение корректирующих цепей).

Процесс переключения компаратора будет происходить в два этапа – этап выхода ОУ из насыщения, что проявляется в виде задержки, и собственно этап переключения полярности выходного сигнала. В данной схеме длительность этапов зависит как от динамических свойств ОУ, так и от скорости изменения входных сигналов в момент их сравнения. Отметим, что введение частотной коррекции ОУ существенно снижает параметры быстродействия при его переключениях (в 10–20 раз).

Описанный компаратор имеет ограниченный диапазон входных напряжений (разность входных сигналов является дифференциальным напряжением ОУ).

Для сравнения больших величин удобнее воспользоваться схемой рис. 2.11.

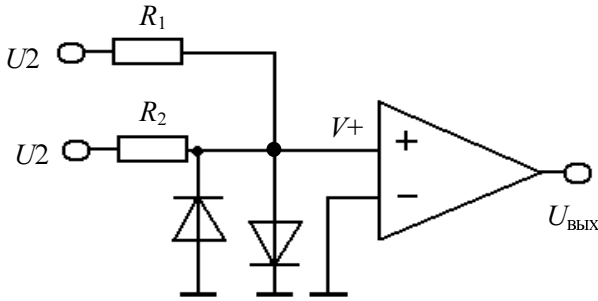


Рис. 2.11

Благодаря диодам напряжение на входе операционного усилителя не может превысить +0.6 В. Компаратор срабатывает при переходе величины V^+ через нуль. При этом

$$\frac{u_1}{R_1} = -\frac{u_2}{R_2}.$$

Данное соотношение является основой для расчета масштабирующих резисторов R_1 и R_2 . Сравниваемые напряжения здесь должны иметь противоположные знаки. Эту схему можно функционально расширить, если к инвертирующему входу компаратора подключить еще несколько резисторов. При этом компаратор будет срабатывать, когда напряжения на обоих входах собственно ОУ станут равными (т. е. срабатывание компаратора будет происходить в момент смены знака дифференциального напряжения ОУ).

Для примера определим условие переключения 4-входного компаратора (рис. 2.12).

С учетом отсутствия входных токов ОУ для схемы справедливы следующие соотношения:

$$I_1 = -I_2; \quad I_3 = -I_4;$$

$$\frac{u_1 - V^-}{R_1} = -\frac{u_2 - V^-}{R_2}; \quad \frac{u_3 - V^+}{R_3} = -\frac{u_4 - V^+}{R_4}.$$

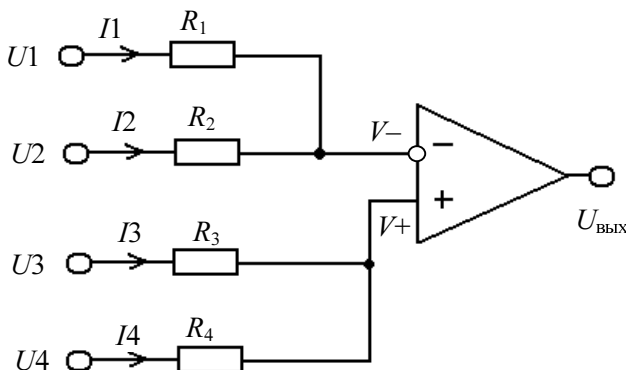


Рис. 2.12

Решая эти уравнения относительно V^- и V^+ соответственно и приравняв результат, получим

$$\underbrace{U_3 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_4 \frac{R_3}{R_3 + R_4}}_{V^+} = \underbrace{U_1 \frac{R_2}{R_3 + R_4} + U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}_{V^-}.$$

При $V^+ > V^-$ $U_{\text{ВЫХ}} = +12$ В, при $V^+ < V^-$ $U_{\text{ВЫХ}} = -12$ В.

Из данного соотношения видно, что при сравнении сигналов на одном входе компаратора они должны быть разнополярными; при сравнении на разных входах они могут быть и однополярными.

Регенеративный компаратор, или триггер Шмитта

Триггер Шмитта функционально является компаратором, уровни включения и выключения которого не совпадают, как у обычного, а различаются на величину, называемую гистерезисом переключения. Часто триггер Шмитта называют компаратором с гистерезисом или регенеративным компаратором.

Инвертирующая схема (рис. 2.13.)

Гистерезис достигается тем, что ОУ охвачен положительной ОС (ПОС) через делитель R_1, R_2 . Если $u_{\text{ВХ}}$ – значительное отрицательное напряжение, то $u_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{max}}$. На неинвертирующем входе (в дальнейшем H -вход, инвертирующий вход – I -вход) при этом потенциал:

$$V_{\text{max}}^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{max}}.$$

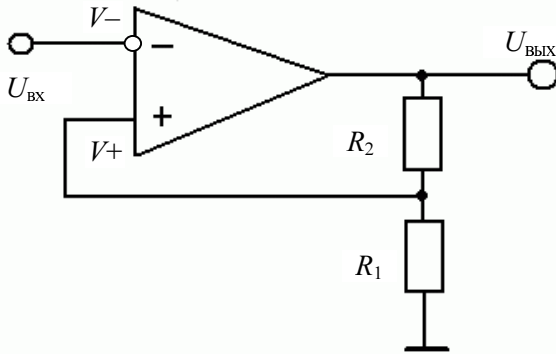


Рис. 2.13

При повышении $u_{\text{ВХ}}$ величина $u_{\text{ВЫХ}}$ сначала не меняется, но как только $u_{\text{ВХ}}$ достигает значения V_{max}^+ (при этом напряжение $u_{\text{д}} = V^+ - V^-$ становится равным нулю), выходное напряжение начинает падать, а вместе с ним снижается и потенциал на H -входе V^+ . Благодаря действию этой ПОС $U_{\text{ВЫХ}}$ скачком падает до U_{min} , а V^+ принимает значение

$$V_{\text{min}}^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{min}}.$$

Опять $u_{\text{ВЫХ}}$ изменится до значения U_{max} только тогда, когда $u_{\text{ВХ}}$ достигнет значения V_{min}^+ . Благодаря этому компаратор обладает высокой помехозащищенностью. Величина ширины петли гистерезиса является запасом на помехоустойчивость. Это обстоятельство выгодно отличает данный компаратор от обычного. Особо это важно при использовании компараторов в системах управления силовыми импульсными преобразователями, где устройствам управления приходится работать в условиях коммутационных помех. В соответствии с принципом работы схемы (рис. 2.14) показана передаточная характеристика компаратора. Таким образом, основные соотношения для данной схемы следующие:

$$U_{\text{вкл}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{min}}; \quad U_{\text{выкл}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{max}};$$

$$2\Delta U = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{\text{max}} - U_{\text{min}}).$$

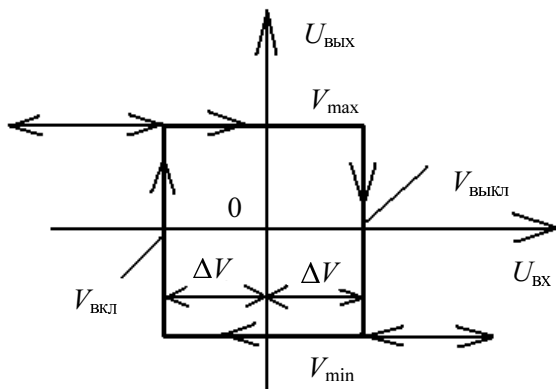


Рис. 2.14

На рис. 2.15 иллюстрируется одно из важнейших областей применения триггера Шмитта – преобразование входного напряжения произвольной формы в прямоугольное напряжение.

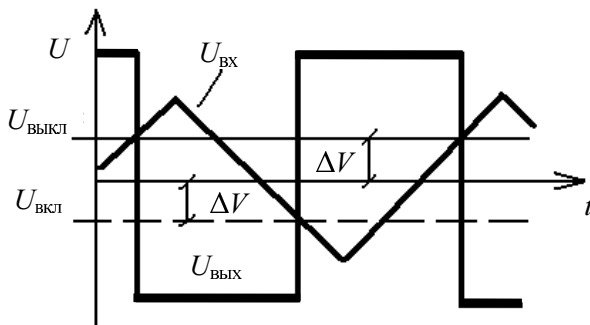


Рис. 2.15

Неинвертирующий компаратор с гистерезисом

При приложении к входу этой схемы (рис. 2.16) большого положительного напряжения $u_{ВХ}$ $u_{ВЫХ}$ составит $u_{ВЫХ} = U_{max}$. Если $u_{ВХ}$ станет уменьшаться, то сначала, пока потенциал H -входа не достигнет нулевого значения, выходное напряжение $u_{ВЫХ}$ изменяться не будет. Когда $u_{ВХ}$ достигнет значения

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫКЛ}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{max}}$$

V^+ станет равным нулю, и $u_{\text{ВЫХ}}$ скачком упадет до уровня U_{min} . Процесс опрокидывания схемы, инициированный входным напряжением, зависит только от параметров цепи ОС, осуществляемой через R_2 . Достигнутое состояние сохраняется, пока входное напряжение $u_{\text{ВХ}}$ не превысит значения

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВКЛ}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{min}}$$

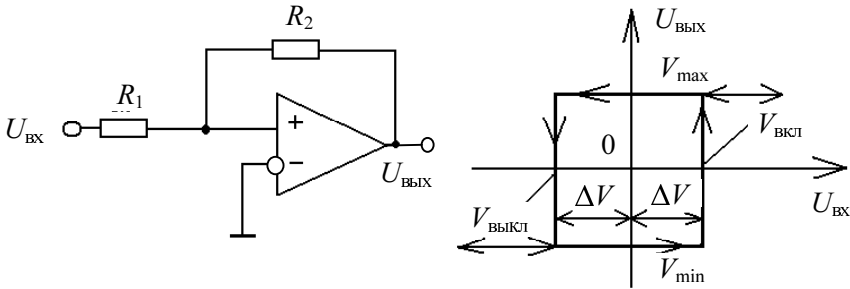


Рис. 2.16

Таким образом, основой расчета порогов срабатывания здесь является условие равенства нулю потенциала на H -входе. При периодическом входном сигнале $u_{\text{ВЫХ}}$ будет иметь вид, показанный на рис. 2.17.

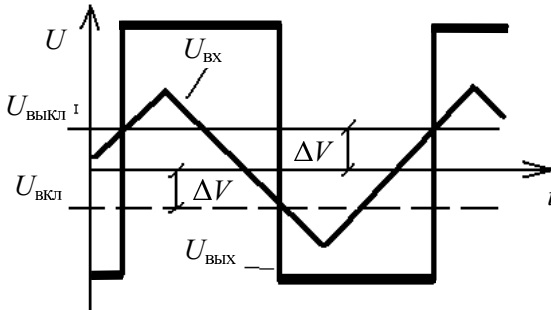


Рис. 2.17

Основные соотношения схемы:

$$U_{\text{вкл}} = -\frac{R_1}{R_2}U_{\text{min}}; \quad U_{\text{выкл}} = -\frac{R_1}{R_2}U_{\text{max}}; \quad 2\Delta U = \frac{R_1}{R_2}(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}).$$

По аналогии с аналоговым сумматором на базе инвертирующего усилителя можно выполнить и суммирующий триггер Шмитта. Для этого к H -входу усилителя подключают дополнительные резисторы (рис. 2.18). Изменяя напряжение u_2 , можно сдвигать уровни срабатывания схемы для входного напряжения u_1 . Гистерезис переключения при этом не меняется.

$$2\Delta U_1 = \frac{R_1}{R_2}(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}).$$

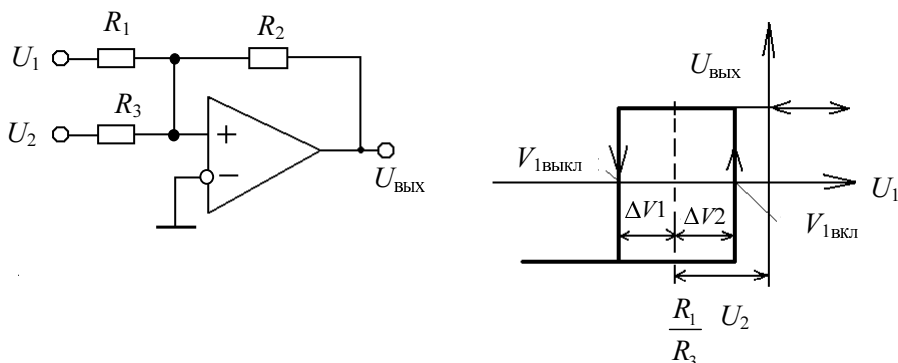


Рис. 2.18

Отметим, что по второму входу ширина петли гистерезиса будет определяться уже резистором R_3 :

$$U_{1\text{вкл}} = -\frac{R_1}{R_2}U_{\text{min}} - \frac{R_1}{R_3}u_2; \quad U_{1\text{выкл}} = -\frac{R_1}{R_2}U_{\text{max}} - \frac{R_1}{R_3}u_2;$$

$$2\Delta U_1 = \frac{R_1}{R_2}(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}).$$

Отметим, что регенеративные компараторы благодаря ПОС с коэффициентом петлевого усиления больше единицы не требуют частотной коррекции, как бы медленно не изменялся на его входе сигнал. Скорость переключения получается практически всегда максимальной

и равной предельной для ОУ. Это является еще одним достоинством регенеративного компаратора.

3. Программа лабораторной работы

3.1. Изучить работу исследуемых схем широтно-импульсных модуляторов с БИП- и ОИП- напряжениями и назначение каждого элемента, установить, на какие параметры влияют изменяемые элементы.

3.2. Исследовать статическую и динамическую характеристики регенеративного компаратора.

3.3. В соответствии с заданными значениями параметров осуществить настройку схем.

3.4. Исследовать регулировочные характеристики модуляторов $\gamma(U_y)$ и $U_{\text{вых ср}}(U_y)$.

Заосциллографировать сигналы в характерных точках схемы и построить развертки процессов.

4. Описание схемы лабораторной установки

В установке собрано две разновидности систем управления для преобразователей с ШИМ: схема ШИМ с формированием биполярной импульсной последовательности выходного напряжения (ШИМ с БИП – напряжением) и схема ШИМ с формированием однополярной импульсной последовательности (ШИМ с ОИП напряжением). Рассмотрим их функциональные схемы.

Функциональная схема ШИМ с БИП-напряжением показана на рис. 2.19.

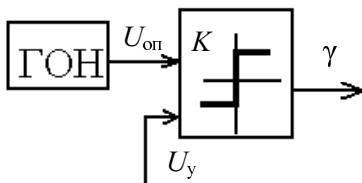


Рис. 2.19

Схема состоит из генератора опорного напряжения (ГОН), осуществляющего формирование симметричного треугольного напряжения $U_{\text{оп}}$ с частотой $f_k = 1/T_k$ и амплитудой $U_{\text{оп max}}$, и компаратора K с двумя выходами. Компаратором осуществляется сравнение входного

сигнала управления U_y с опорным $U_{оп}$. В результате на его выходе формируется биполярная импульсная последовательность напряжения с частотой f_k и скважностью, пропорциональной сигналу управления U_y . Среднее значение выходного напряжения компаратора будет также пропорционально U_y .

Отметим, что благодаря треугольной форме опорного напряжения в схеме осуществляется модуляция как переднего фронта БИП - напряжения, так и заднего (двусторонняя модуляция).

Принципиальная схема ШИМ с БИП-напряжением показана на рис. 2.20.

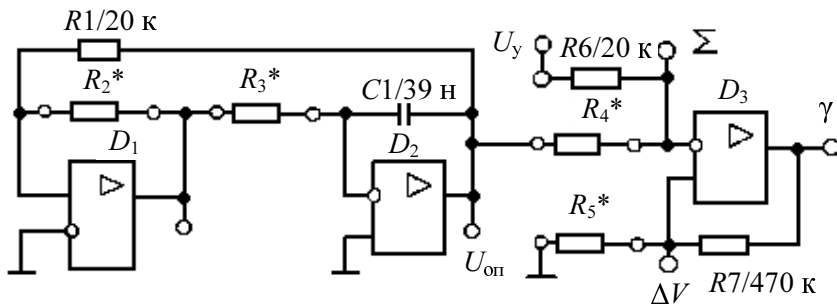


Рис. 2.20

Генератор треугольного напряжения состоит из последовательно включенных интегратора (ОУ Д2) и компаратора с гистерезисом (триггер Шмитта), выполненного на ОУ Д1. Интегратор суммирует имеющееся на выходе триггера Шмитта постоянное напряжение U_{max} . Когда напряжение интегратора достигает порога срабатывания триггера Шмитта $U_{вкл} = -U_{выкл} = (R_1/R_2)U_{д max}$, напряжение на выходе ДИ скачком меняет свой знак. Вследствие этого напряжение на выходе интегратора начинает изменяться в противоположную сторону, пока не достигнет другого порога срабатывания триггера Шмитта. Амплитуда треугольного напряжения зависит только от установки уровня срабатывания триггера Шмитта (ширины петли гистерезиса)

$$U_{оп max} = \Delta U = U_{вкл} = \frac{R_1}{R_2} U_{max}.$$

Период колебаний равен удвоенному времени, которое необходимо интегратору, чтобы его выходное напряжение изменилось от $-U_{\text{оп max}}$ до $+U_{\text{оп max}}$.

$$T_k = 4R_3C_1 \frac{R_1}{R_2}.$$

Компаратор К выполнен на базе ОУ ДЗ и имеет небольшой гистерезис шириной $2\Delta U_k$, который образует положительная обратная связь R_5, R_7 . Входные сигналы компаратора U_y и $U_{\text{оп}}$ сравниваются через резисторы R_6 и R_4 на инвертирующем входе ОУ. Соотношением величин сопротивлений этих резисторов определяется крутизна регулировочной характеристики ШИМ $K_{\text{ШИМ}}$ (коэффициент пропорциональности между скважностью импульсов выходного напряжения и U_y). Обычно величина $K_{\text{ШИМ}}$ выбирается таким образом, чтобы при максимальном значении сигнала управления $U_{y \text{ max}}$ скважность $\gamma = 1$, в этом случае говорят, что резисторами R_4 и R_6 осуществляется масштабирование входных сигналов компаратора. В рассматриваемой схеме для обеспечения масштабирования (т. е. для обеспечения выполнения условия равенства $\gamma = 1$ при $U_y = U_{y \text{ max}}$) необходимо выполнение соотношения

$$\frac{U_{\text{оп max}}}{R_4} = \frac{U_{y \text{ max}}}{R_6}.$$

Ширина петли гистерезиса компаратора определяется глубиной положительной обратной связи:

$$\Delta U_k = \frac{R_5}{R_5 + R_7} U_{\text{max}}.$$

Величина ΔU_k выбирается из соображений обеспечения помехозащищенности схемы и обычно принимается равной 2...5 % от максимального суммарного входного сигнала компаратора; в данном случае от максимального значения сигнала на инвертирующем входе ОУ.

$$U_{\text{вх } \Sigma \text{ max}} = U_{\text{оп max}} \frac{R_6}{R_4 + R_6} + U_{y \text{ max}} \frac{R_4}{R_4 + R_6}.$$

С учетом выполнения условия масштабирования:

$$U_{\text{вх } \Sigma \text{ max}} = 2U_{\text{оп max}} \frac{R_6}{R_4 + R_6}.$$

В лабораторной установке величина гистерезиса ΔU_k принимается равной $\Delta U_k = 0,025 U_{\text{вх } \Sigma \text{ max}}$.

Функциональная схема ШИМ с ОПИ-напряжением показана на рис. 2.21.

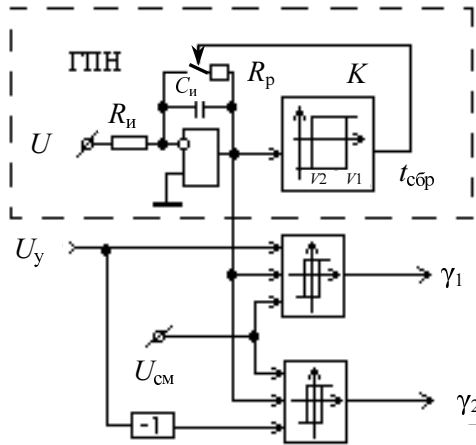


Рис. 2.21

Схема состоит из генератора пилообразного напряжения ГПН, осуществляющего формирование опорного напряжения пилообразной формы $U_{\text{оп}}$, инвертора сигнала управления и двух компараторов, образующих канал формирования положительной ОИП (γ_1) и канал формирования отрицательной ОИП (γ_2). Преобразование сигнала управления в скважность широтно-модулированной импульсной последовательности напряжения осуществляется здесь аналогичным образом – путем сравнения с помощью компараторов сигналов U_y и $U_{\text{оп}}$. Разделение на два канала обеспечивается благодаря инвертированию сигнала управления во втором канале. В результате каналы по отношению к сигналу управления работают в противофазе – при $U_y > 0$ осуществляется формирование положительной ОИП, т. е. γ_1 , при $U_y < 0$ – отрицательной ОИП, т. е. γ_2 . С помощью напряжения смещения $U_{\text{см}}$, которое подается на входы обоих компараторов, осуществляется установка «нулевой» скважности по обоим каналам при $U_y = 0$ и необходимая зона нечувствительности.

Генератор пилообразного напряжения состоит из последовательно включенных интегратора с цепью «сброса» и компаратора с гистерезисом (или триггера Шмитта). Причем компаратор имеет несимметричные пороги срабатывания U_1 и U_2 . Оба порога положительны (рис. 2.21). Интегратор интегрирует постоянное напряжение U , подаваемое на его вход (осуществляется формирование прямого хода пилообразного напряжения).

Когда выходное напряжение достигает порога срабатывания компаратора U_1 , напряжение на его выходе скачком меняет свой знак. Вследствие этого замыкается ключ «сброса» интегратора. Напряжение на выходе интегратора начинает изменяться в противоположную сторону с темпом, определяемым током разряда конденсатора через ключ «сброса». На данном этапе осуществляется формирование обратного хода пилообразного напряжения. Ключ «сброса» находится в замкнутом состоянии от момента спада напряжения интегратора до порога срабатывания компаратора U_2 . Амплитуда получаемого напряжения зависит только от уровней U_1 и U_2 , равна $U_{\text{он max}} = U_1 - U_2$. Период колебаний T_k равен сумме времени прямого хода $t_{\text{пр}}$ и времени обратного хода $t_{\text{обр}}$. С учетом, что $t_{\text{обр}} \gg t_{\text{пр}}$,

$$T_k = \frac{1}{f_k} \approx t_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{он max}}}{U} \tau_{\text{и}} = \frac{U_1 - U_2}{U} \tau_{\text{и}},$$

где $\tau_{\text{и}}$ – постоянная времени интегратора.

Принципиальная схема ШИМ с ОИ-напряжением показана на рис. 2.22.

На операционных усилителях Д1 и Д3 выполнены соответственно интегратор и компаратор ГПН. Входным напряжением интегратора является напряжение -15 В, которое подается на инвертирующий вход ОУ через резистор R_1 . Его величиной (совместно с емкостью конденсатора C_1) определяется постоянная времени интегратора $\tau_{\text{и}}$, которой, в свою очередь, определяется темп изменения выходного напряжения ГПН на интервале прямого хода. Ключ «сброса» выполнен на полевом транзисторе $VТ1$ (КП23025М). Резистором R_5 ограничивается величина разрядного тока. Резисторы R_{16} , R_{20} образуют положительную обратную связь и определяют ширину петли гистерезиса компаратора $2\Delta U_k$, т. е. разность между его порогами срабатывания ($U_1 - U_2$):

$$2\Delta U_k = U_1 - U_2 = 2U_{\text{max}} \frac{R_{16}}{R_{20}}.$$

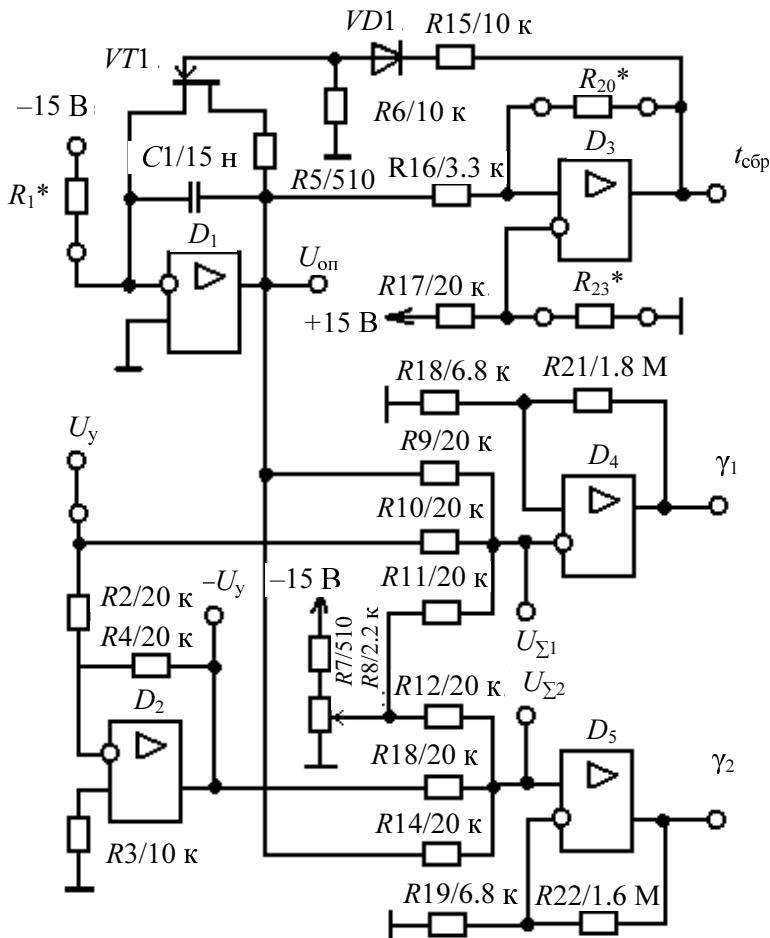


Рис. 2.22

Цепочкой резисторов R_{17} , R_{23} задается смещение гистерезиса компаратора. Необходимая величина смещения, приведенная к входу компаратора, определяется заданными порогами срабатывания U_1 и U_2 :

$$U'_{\text{см}} = \frac{U_1 - U_2}{2}.$$

Напряжение смещения, формируемое делителем R_{17}, R_{23} , подается на инвертирующий вход усилителя. Входная же цепь компаратора образована по неинвертирующему входу ОУ. Величины $U'_{\text{см}}$ и $U_{\text{см}}$ связаны между собой соотношением

$$U'_{\text{см}} = U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_{16}}{R_{20}} \right).$$

На операционных усилителях Д4 и Д5 выполнены компараторы с небольшой петлей гистерезиса. На их входах через масштабные резисторы $R_9 \dots R_{14}$ осуществляется сравнение сигнала управления с пилообразным напряжением. Величины всех масштабирующих резисторов равны 20 кОм. В результате сравнение сигналов осуществляется с коэффициентом равным единице (с точностью ширины петли гистерезиса). Делителем R_7, R_8 задается начальное смещение опорного напряжения. На операционном усилителе Д2 выполнен инвертор сигнала управления.

5. Порядок выполнения работы

5.1. Изучить работу схемы, установить, на какие параметры влияют изменяемые элементы.

5.2. Произвести расчет величин изменяемых элементов для обеспечения заданных параметров в соответствии с вариантом. Исходными данными для схемы ШИМ с БИП являются (см. табл. 2.4 исходных данных) $f_k, U_{\text{оп max}}$ (по вариантам) и $U_{y \text{ max}}, \Delta U_k, U_{\text{max}}$ (независимо от варианта). Установить расчетные значения изменяемых элементов и проверить схему на функционирование, для чего подключить входной сигнал управления от генератора (в режиме постоянной составляющей) и проверить с помощью осциллографа последовательно все сигналы схемы, сопоставляя их параметры (амплитудные и временные) с расчетными.

Работа схемы проверяется при изменении входного сигнала в диапазоне ± 10 В. При отклонении параметров схемы от расчетных необходимо сопоставить величины, используемые в расчетах с фактическими. Для этого необходимо проверить уровень питания установки (± 15 В), уровень максимальных входных напряжений компараторов, уровень порогов их срабатывания вплоть до проверки значений номиналов магазинов сопротивлений. Для контроля постоянных уровней напряжений и величин сопротивлений использовать мультиметр.

Таблица 2.4

Ва- риант	ШИМ с БИП-напряжением				ШИМ с ОИП-напряжением			
	f_k , кГц	$U_{оп\ max}$, В	$U_{y\ max}$, В	ΔU_k	f_k , кГц	U_1 , В	U_2 , В	$U_{y\ max}$, В
1	1	6			1	10,5		
2	2	4			2	8,5		
3	3	3	± 10		3	7,0		
4	5	2,5			4	6	0,5	± 10 В
5	9	2			5	4,5		

5.3. Для исследования характеристик регенеративного компаратора воспользоваться схемой компаратора на ОУ ДЗ. Для этого следует отключить вход этого компаратора от схемы ГОН (отключить резистор R_4). Характеристики снимать по входу R_6 . Статическую характеристику $U_{вых}(U_{вх})$ можно получить непосредственно на экране осциллографа, если на горизонтально отклоняющие пластины (вход X) подать входной сигнал компаратора, а на вертикально отклоняющие – выходной. При этом для получения устойчивой картины на экране осциллографа на вход компаратора следует подать периодически повторяющийся монотонный сигнал, например синусоидальный. Отметим, что горизонтальная развертка осциллографа не калибрована по входу X . Поэтому ее следует откалибровать, сопоставив полный размах луча по горизонтали с размахом входного сигнала. Полученную характеристику зарисовать и сопоставить с расчетной.

Для измерения временных параметров переключения компаратора на его вход (через резистор R_6) подается прямоугольный сигнал с генератора, амплитудой несколько больше, чем гистерезис компаратора. Частота входного сигнала должна быть такой, чтобы удобно было наблюдать процессы переключения. Замерить время задержки и длительность фронтов при переключениях компаратора как с плюса на минус, так и с минуса на плюс. Для измерения задержек необходимо использовать внешнюю синхронизацию осциллографа от входного сигнала генератора. Эпюры переключения компаратора зарисовать.

5.4. Для снятия характеристик $\gamma(U_y)$ и $U_{вых\ ср}(U_y)$ осуществляется изменение входного сигнала в полном диапазоне и производится измерение соответствующих величин. Скважность измеряется с помощью осциллографа, постоянные уровни напряжений (U_y и $U_{вых\ ср}$) с помощью мультиметра.

5.5. Для построения временных разверток сигналов в схеме необходимо использовать режим внешней синхронизации осциллографа,

например, от прямоугольного сигнала схемы ГОН (выход компаратора на ОУ Д1). Развертки необходимо построить для всех сигналов, которые можно измерить. На развертках указать амплитудные и временные параметры сигналов. Осциллографирование процессов в схеме произвести при $U_y = 0,5 U_{y \max}$.

Исследование схемы ШИМ с ОИП - напряжением

Для данной схемы выполнить все пункты, что и для предыдущей, за исключением п. 5.3.

Исходными данными расчета параметров изменяемых элементов являются f_k и U_1 (по вариантам), U_2 , $U_{y \max}$, U_{\max} (независимо от варианта).

Величину напряжения смещения установить такой, чтобы зона нечувствительности модулятора составляла $0,1 \dots 0,2$ В.

В отчет помещаются все материалы по выполнению программы.

Контрольные вопросы

1. Блок-схема электропривода на базе ИУМ. Импульсная и логическая переработка управляющей информации.
2. Классификация способов импульсного управления двигателем. Регулировочные характеристики модулятора.
3. Мостовая схема ИУМ. Реализация всех режимов работы двигателя при ОИП- БИП -управления.
4. Алгоритмы управления ключами при формировании ОИП- и БИП- напряжений.
5. Логическое устройство; реализуемые уравнения и схемы.
6. Компараторы на ОУ без ПОС.
7. Регенеративные компараторы; инвертирующая и неинвертирующая схемы.
8. ШИМ с ОИП-напряжением; работа, расчет элементов.
9. ШИМ с БИП-напряжением; работа, расчет элементов.

Список литературы

1. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1982.
2. *Глазенко Т.А.* Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973.
3. *Глазенко Т.А.* Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. – Л.: Энергия, 1965.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМЫ СИФУ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВУМЯ ПРОТИВОФАЗНО РАБОТАЮЩИМИ ВЕНТИЛЯМИ

1. Цель работы

Изучить принципы построения систем управления вентильными преобразователями и схемотехнику их основных узлов. Овладеть навыками расчета и настройки таких схем. Исследовать характеристики схемы СИФУ с линейным и косинусоидальным опорным напряжением.

2. Общие положения

Управляющие устройства вентильных преобразователей (ВП) предназначены для генерации импульсов управления тиристорами, фазовый сдвиг которых относительно напряжений питающей сети регулируется с помощью изменения сигнала управления U_y . Диапазон изменения этого фазового сдвига (диапазон изменения угла управления α) является одной из главных характеристик устройств управления ВП. Им определяется диапазон регулирования среднего значения выходного напряжения ВП $U_{\text{вых}}$ и соответственно режимы его работы. Для обеспечения максимально возможного диапазона регулирования $U_{\text{вых}}$ во всех возможных режимах работы ВП требуется диапазон регулирования угла α от нуля, т. е. от точки естественного включения вентиля, до $(\pi - \gamma - \delta)$ независимо от схемы ВП. При работе ВП в составе АЭП в большинстве случаев требуется обеспечение всех возможных режимов работы двигателя, а значит, и всех возможных режимов работы преобразователя, что требует, в свою очередь, от системы управления (СУ) предельного диапазона изменения углов α . В основу работы

практически всех современных устройств управления ВП положен принцип вертикального управления. Функциональная схема и временные развертки устройства, преобразующего управляющий сигнал в фазу импульса управления в соответствии с упомянутым принципом, приведены на рис. 3.1.

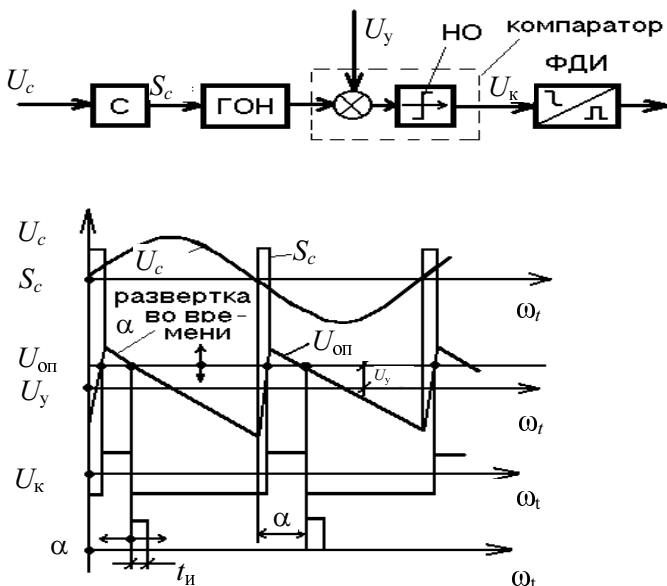


Рис. 3.1

Из приведенных разверток следует, что при изменениях сигнала управления суммарный входной сигнал нуль-органа перемещается как бы по вертикали, откуда и следует принятое название такого способа регулирования фазы импульса.

Возможный диапазон изменения углов управления α при таком принципе управления полностью определяется параметрами опорного напряжения $U_{оп}$. Начало рабочего участка $U_{оп}$ определяет минимальный угол α , конец – максимальный. С помощью синхронизатора C осуществляется привязка рабочего участка $U_{оп}$ к анодному напряжению соответствующего вентиля.

В случае использования малораспространенного горизонтального принципа управления импульсы генерируются в моменты смены знака опорного гармонического сигнала, фаза которого регулируется с по-

мощью управляемого фазовращателя. При этом опорный сигнал перемещается как бы по горизонтали, откуда и произошло название данного способа управления.

Устройство, изображенное на рис. 3.1, является основой для построения систем импульсно-фазового управления (СИФУ), которые, по сути, представляют собой главный элемент любой системы управления вентильным преобразователем с естественной коммутацией.

СИФУ можно классифицировать по принципу действия и схемной реализации:

- по принципу действия: синхронные и асинхронные СИФУ;
- по схемной реализации: многоканальные и одноканальные.

Рассмотрим последовательно все перечисленные модификации СИФУ.

Как следует из рис. 3.1, углы управления вентилей отсчитываются от вполне определенных точек напряжений питающей сети, которые определяются блоком синхронизатора С. Поэтому такие СИФУ называются синхронными и их неизменным компонентом является устройство синхронизации. Принцип построения синхронизатора заключается в следующем. Сетевые напряжения через понижающий трансформатор поступают на синхронизатор, который в общем случае содержит три канала (для многофазных схем). Указанные синхронизирующие сигналы с помощью фильтров Ф сдвигаются на определенный угол относительно питающей сети. На рис. 3.2 приведены схема и развертки для синхронизатора СУ трехфазной схемой. Далее профильтрованные сигналы поступают на входы нуль-органов, которые фиксируют моменты перехода их через нуль. В зависимости от схемного решения генератора опорного напряжения в качестве выходного сигнала синхронизатора можно использовать сигналы с выходов нуль-органов или их логические комбинации, а также сигналы с выходов формирователей длительности ФДИ. Как следует из рис. 3.2, синхроимпульсы здесь привязаны к точкам естественного включения вентилей, поэтому при запуске ГОН этими сигналами опорные напряжения также привязаны к этим точкам и, следовательно, регулирование углов управления также производится относительно указанных точек.

Однако недостаток подобных схем синхронизации заключается в том, что для получения привязки к идентичным точкам питающей сети всех фаз необходимо строго симметризовать все каналы синхронизатора. В противном случае возможен разброс углов управления вентилей фаз при постоянном сигнале управления. Это явление называется

асимметрией углов управления. Оно приводит к тому, что на среднее выходное напряжение ВП начинает накладываться огибающая частотой 50 Гц, которая в замкнутых электроприводах может привести к автоколебаниям системы регулирования. А поскольку для многофазных ВП сигналы синхронизации принципиально могут формироваться только в многоканальных синхронизаторах, то указанный недостаток присущ всем синхронным системам.

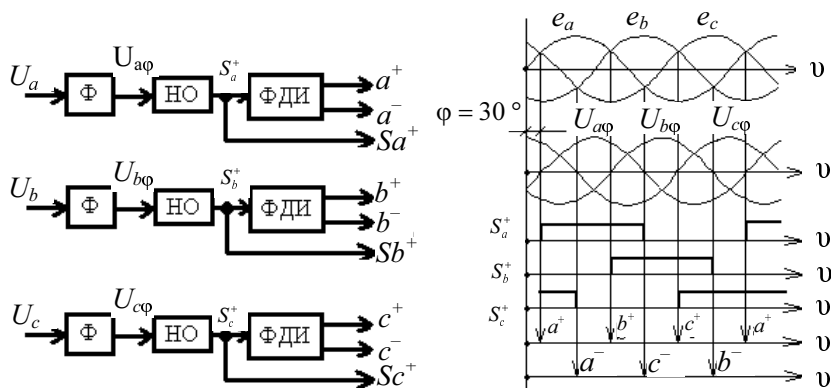


Рис. 3.2

Сигналы с выходов синхронизатора поступают на генераторы с опорных напряжений ГОН и управляют их работой. Назначение ГОН состоит в формировании опорного сигнала, который разворачивает во времени возможный угол управления каждого вентиля (рис. 3.1).

Временная функция опорного сигнала в принципе может быть любой: например, линейной, гармонической, экспоненциальной и т. д. Это зависит от схемного решения ГОН. Рассмотрим схемотехнику генераторов опорных напряжений наиболее распространенной формы.

Генератор линейно изменяющегося опорного напряжения, как правило, представляет собой интегратор со сбросом (рис. 3.3). В зависимости от того, нарастающим или падающим во времени должен быть опорный сигнал, схема ГОН будет различной.

Если в схеме (рис. 3.3) заменить интегратор апериодическим звеном, то вместо линейного сигнала мы получим опорный сигнал, изменяющийся по экспоненциальному закону. Причем указанное апериодическое звено может быть как активным, так и пассивным.

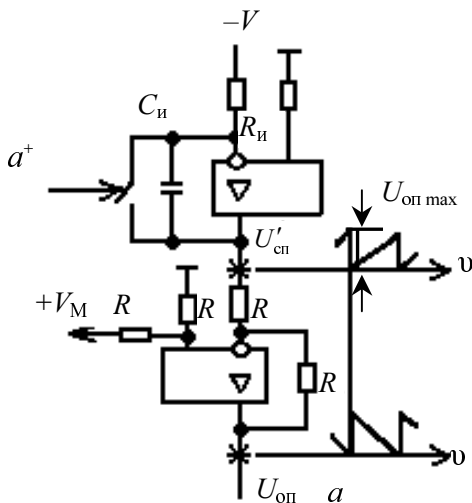


Рис. 3.3

Для формирования гармонического опорного сигнала удобно использовать соответственно напряжения питающей сети, которые также имеют гармоническую форму. Необходимо отметить, что любой опорный сигнал, который, напомним, разворачивает во времени возможные значения угла управления вентиля, имеющие монотонную зависимости от времени, на своем рабочем участке сам должен быть монотонной функцией, т. е. функцией с производной одного знака. Поэтому, например, для вентиля фазы A в трехфазной нулевой схеме в качестве опорного можно использовать проинвертированное напряжение фазы b (рис. 3.4). Однако напряжения промышленной сети, как правило, лишь весьма отдаленно напоминают гармоническую функцию, поскольку искажаются другими потребителями электроэнергии. И для того чтобы эти искажения не влияли на нормальную работу преобразователя, следует в качестве опорных использовать отфильтрованные сетевые напряжения. Учитывая то, что фильтр низких частот создает отрицательный фазовый сдвиг, опорное напряжение для фазы A можно получить из напряжения фазы c , пропуская его через фильтр с фазовым сдвигом в -60 эл. градусов.

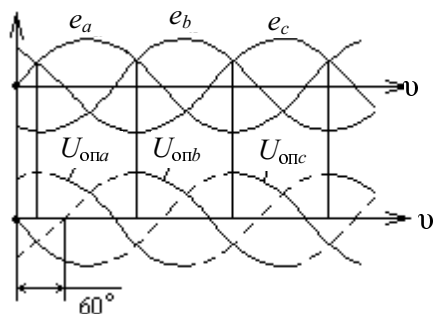


Рис. 3.4

Рассмотрим принципы управления двумя наиболее широко распространенными вентильными преобразователями, выполненными по трехфазным нулевой и мостовой схемам. Предварительно условимся о следующем. Допустим, нам нужно спроектировать СИФУ преобразователем, сигнал управления которого меняется в диапазоне $\pm U_{y_{\text{max}}}$ и вызывает изменения выходного напряжения ВП в диапазоне $\pm U_{\text{вых max}}$. Причем положительному сигналу управления должно соответствовать положительное выходное напряжение ВП. Кроме того, в правильно спроектированном преобразователе угол α должен изменяться в возможно более широком диапазоне, т. е. в пределе от 0 до 180 эл. градусов.

В трехфазной нулевой схеме напряжение на нагрузке формируется из трехфазной системы сетевых напряжений с помощью трех вентилялей, которыми и надо управлять (рис. 3.5). Здесь же приведены развертки сигналов СИФУ для случая линейно нарастающего опорного напряжения.

С помощью смещения U_{α_0} , подаваемого на компаратор, выставляются так называемые начальные углы управления вентилями α_0 , т. е. углы управления, соответствующие сигналу управления, равному нулю. Для трехфазной нулевой схемы обычно $\alpha_0 = 150$ эл. градусов, что соответствует моментам перехода через нуль фазных сетевых напряжений, как это показано на развертках рис. 3.5.

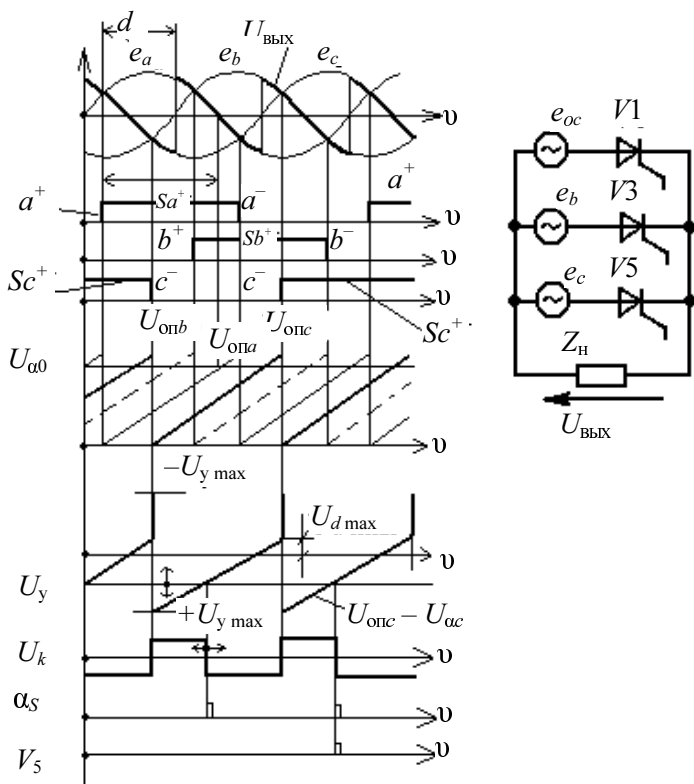


Рис. 3.5

На рис. 3.6 приведена принципиальная схема устройства, обеспечивающего формирование импульсов управления вентилем $V1$, которая работает в соответствии с приведенными выше развертками. Сигнал установки начальных углов U_{α_0} здесь задается с помощью потенциометра. Следует иметь в виду что установка начального угла α_0 , отличного от 90 эл. градусов ($U_{\alpha_0} = 0,5U_{оп}$), приводит к несимметрии диапазонов изменений углов α при положительном и отрицательном значениях сигнала управления. При этом возможны режимы, когда прекратится выработка управляющих импульсов, что для преобразователя недопустимо. Так, если рассчитать масштабные резисторы $R1$ и $R2$ (рис. 3.6) таким образом, что максимальному положительному

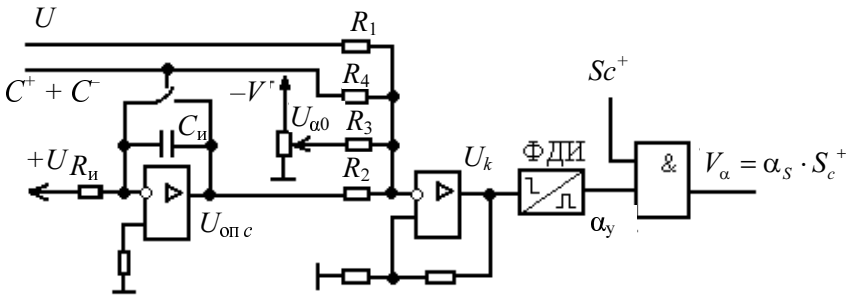


Рис. 3.6

сигналу $+U_{y_{\max}}$ будет соответствовать угол $\alpha_0 = 0$, то при такой же величине отрицательного сигнала управления $-U_{y_{\max}}$ компаратор «залипнет» в состоянии положительного насыщения и прекратится формирование управляющих импульсов. Для того чтобы не допустить пропусков импульсов при $U_y < -U_{\alpha_{\max}}$, необходимо предпринять шаги к фиксации в данной ситуации управляющих импульсов в угловом положении, соответствующей $\alpha_{\max} = (\pi - \gamma - \delta)$. Для этого необходимо либо ограничить минимальный уровень управляющего сигнала величиной $-U_{\alpha_{\max}}$, либо, позволив изменяться сигналу управления в данном диапазоне $\pm U_{y_{\max}}$, ввести через дополнительный вход компаратора так называемые «пьедесталы», которые всегда больше величины $|\pm U_{y_{\max}}|$ (см. рис. 3.5). В этом качестве можно использовать синхроимпульсы, масштаб напряжения которых устанавливается соответствующим выбором резистора R_4 (см. рис. 3.6).

В мостовой схеме напряжение на нагрузке образуется не из фазных, а из линейных напряжений питающей сети, которые коммутируются шестью вентилями по два на каждую фазу (рис. 3.7). Однако в мостовой схеме имеется интересная закономерность, которая заключается в том, что два вентиля в анодной и катодной группах, коммутирующие к нагрузке одно и то же сетевое напряжение, работают в противофазе. Поэтому СИФУ для вентилях, например фазы A $V1$ и $V4$, можно легко получить, если несколько модифицировать предыдущее устройство управления для вентиля $V1$ нулевой схемы. Действительно,

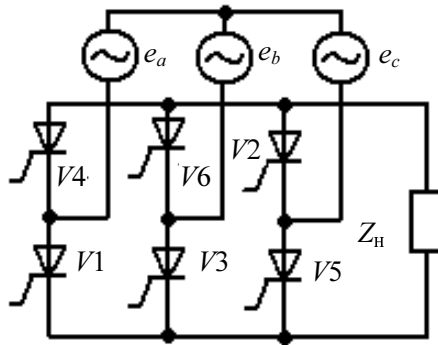


Рис. 3.7

здесь импульс, вырабатываемый на участке опорного сигнала $U_{оп.А}$, который соответствует нерабочим углам управления вентиля $V1$ $180^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$ и потому непропускаемый на выход схемы, находится в рабочем диапазоне углов вентиля $V4$ в мостовом преобразователе. Поэтому, включив на выходе устройства управления (рис. 3.6) еще одну схему «И», которая селектирует из импульсной последовательности α_1 импульсы управления вентилем $V4$ в соответствии с логическим уравнением $V4 = \alpha_1 \bar{S}_A$, мы сможем управлять парой противофазных вентилях мостовой схемы: $V1$ и $V4$. Еще одна особенность управления мостовым ВП заключается в том, что начальные углы управления здесь выставляются обычно равными 120 эл. градусам, что соответствует моментам перехода через нуль уже не фазных, а линейных сетевых напряжений.

Рассмотренная схема СИФУ, безусловно, не исчерпывает огромного многообразия схемных решений фазосдвигающих устройств, но дает вполне наглядное представление о принципах их работы. Отличительной особенностью такой и подобных ей схем является то, что число идентичных каналов выработки управляющих импульсов для всех тиристорных ВП здесь равно как минимум числу фаз питающей сети. Поэтому такие системы управления получили название многоканальных. К числу достоинств таких систем следует отнести прежде всего, возможность регулирования углов управления вентилях в полном диапазоне (от 0° до 180°), что позволяет, в свою очередь, обеспечить минимальный уровень пульсаций выходного напряжения при за-

данном диапазоне его регулирования. Однако затраты аппаратуры на реализацию такого рода устройств достаточно велики. И, кроме того, здесь в полной мере проявляется недостаток, специфичный для всех многоканальных устройств, а именно высокие требования к идентичности параметров каналов, при невыполнении которых в выходном сигнале появляется огибающая, кратная частоте 50 Гц и являющаяся следствием возникновения асимметрии углов управления вентилями.

Альтернативным вариантом к многоканальным СИФУ, свободным от перечисленных недостатков, являются так называемые одноканальные системы управления, где управляющие импульсы для всех тиристоров ВП генерируются в одном канале. Однако для создания подобных систем необходимо формировать один опорный сигнал для всех вентилях ВП. Очевидно, что длительность одного периода такого опорного напряжения не может быть больше, чем длительность интервала дискретности ВП $2\pi / m$, что составляет 120° для трехфазной нулевой и 60° для трехфазной мостовой схем. В противном случае опорные напряжения вентилях разных фаз будут перекрываться, что делает невозможным их одновременное формирование одним устройством. Следовательно, в одноканальных СИФУ диапазон изменения углов управления ограничен указанными величинами и весьма далек от желаемого диапазона в 180° . Это обстоятельство является основным недостатком подобных систем, которые, впрочем, обладают и ощутимыми достоинствами:

- простотой аппаратной реализации, поскольку здесь требуется как минимум в три раза меньше элементов;
- практически абсолютной симметрией управляющих импульсов;
- простотой настройки, поскольку отпадает необходимость в симметрировании каналов, что сопряжено с подбором номиналов резисторов и конденсаторов.

Справедливости ради следует отметить, что существует возможность построения одноканальных систем управления, где можно обеспечить полный диапазон регулирования углов управлений. Эти системы часто называют СИФУ с зонным кодированием.

Все рассмотренные выше системы управления ВП относятся к классу синхронных систем, т. е. систем, где отсчет угла управления производится от определенных точек питающей сети, выделяемых синхронизатором. Такие устройства имеют общий для них недостаток: они неустойчиво работают в условиях искажений сетевых напряжений за счет потребления энергии из этой же сети другими потребителями.

Это обстоятельство вызвало к жизни новый класс систем управления ВП, которые не требуют синхронизации с сетью и потому называются асинхронными системами. Принцип работы асинхронной СИФУ заключается в том, что отсчет угла управления здесь производится для каждого очередного вентиля от момента включения предыдущего вентиля ВП. При этом естественно отпадает надобность в синхронизаторе (в прежней его роли) и соответственно все связанные с этим негативные последствия.

Очевидно, что при обработке постоянного управляющего сигнала интервал между управляющими импульсами соседних по порядку работы тиристоров должен быть равным интервалу дискретности ВП $2\pi / m$. Указанный интервал должен отличаться от интервала дискретности только при переходе ВП от одного установившегося выходного напряжения к другому. Отсюда следует, что такая СУ должна быть замкнутой по регулируемой переменной ВП, а в силу того, что управление преобразователем производится по средним значениям указанной переменной, связь между углом управления и управляющим сигналом должна иметь интегральный характер. Кроме того, поскольку в асинхронной СИФУ в каждый момент времени должен вычисляться интервал времени между последним импульсом управления и следующим за ним импульсом, то такие системы управления строятся только по одноканальной структуре. В результате функциональную схему асинхронной СИФУ, замкнутой по напряжению, можно изобразить в соответствии с рис. 3.8.

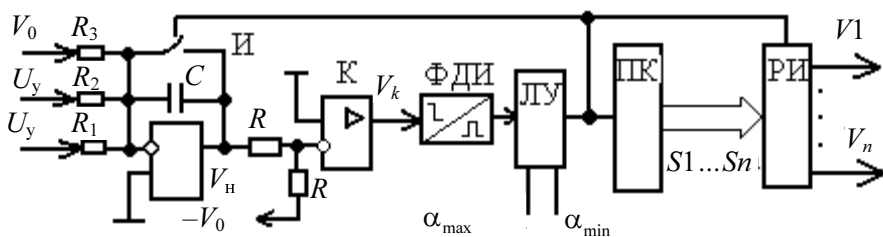


Рис. 3.8

Логическое устройство (ЛУ), куда помимо импульсов выхода ФДИ поступают импульсы ограничения максимального и минимального углов управления, предназначено для предотвращения выпадения СИФУ из синхронизма с сетью. Алгоритм его работы заключается в том, что

если импульс управления вентилем сформировался ФДИ с углом меньше α_{\min} , то импульс α выдается только при $\alpha = \alpha_{\min}$, т. е. система «ждет» появления α_{\min} . Если же до появления сигнала α_{\min} ФДИ еще не выработал импульс, то импульс управления очередным вентилем α выдается с углом α_{\min} , а СИФУ переключается для формирования импульса очередного вентиля. Импульсом на выходе ЛУ производится обнуление сигнала интегратора и переключение преобразователя кода « I из n ». Таким образом, на границах возможного диапазона изменения углов производится принудительная синхронизация СИФУ с сетью. Принцип работы этой схемы иллюстрируется развертками на рис. 3.9.

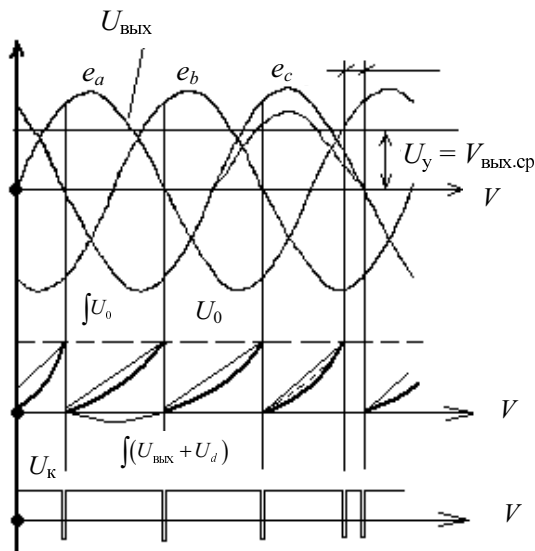


Рис. 3.9

Интегратором осуществляется интегрирование двух составляющих: постоянного сигнала U_0 и разности сигнала управления (сигнал задания) и выходного напряжения ВП (сигнал обратной связи). Благодаря каналу сброса интегрирование начинается с нулевых начальных условий. При достижении сигналом интегратора величины U_0 происходит формирование импульса α и сброс интегратора. В установившемся режиме составляющая напряжения интегратора от сигнала ошибки равна нулю, поэтому в статическом режиме регулируемая пе-

ременная всегда точно соответствует сигналу управления. Постоянная интегрирования по входу напряжения смещения U_0 выбирается из соотношения

$$\frac{1}{\omega T_u} \int_0^{2\pi/m} U_0 d\vartheta = U_0 \rightarrow T_u = R_3 C = \frac{2\pi}{m\omega}.$$

В этом случае, если, например, напряжение сети просело (пунктир на рис. 3.9), то СИФУ реагирует на это таким образом, чтобы за счет изменения угла управления на величину $\Delta\alpha$, скомпенсировать эту просадку в выходном сигнале. Следовательно, искажения питающего напряжения никак не сказываются здесь на работоспособности и показателях качества ВП.

Необходимо отметить, что подобные устройства можно замыкать не только по напряжению, но и по току нагрузки ВП.

Преимущества асинхронных СУ очевидны. Однако они обладают и своими недостатками, к числу которых следует отнести:

- невозможность настройки системы управления в отрыве от силовой части ВП, так как асинхронная система работоспособна только в замкнутом контуре из-за интегрального характера регулирования;
- плохие динамические качества из-за невозможности снижения постоянной времени интегратора по соображениям устойчивости.

Поэтому такого рода системы применяются в основном в тех электроприводах, которые работают от слабой сети автономных источников питания переменного тока и от которых не требуется большого быстрогодействия.

Все СИФУ независимо от их типа характеризуются видом регулировочной характеристики, которая представляет собой зависимость выходной переменной СИФУ – угла управления вентиля α – от входной переменной, т. е. сигнала управления. Нетрудно догадаться, что вид регулировочной характеристики СИФУ всецело зависит от формы опорного напряжения и установки начальных углов управления вентиля. Регулировочные характеристики СИФУ для наиболее распространенных линейного и гармонического опорных сигналов приведены на рис. 3.10.

В случае установки начальных углов величины $\alpha = 90^\circ$ характеристики симметричны относительно начала координат, а во всех других случаях – не симметричны.

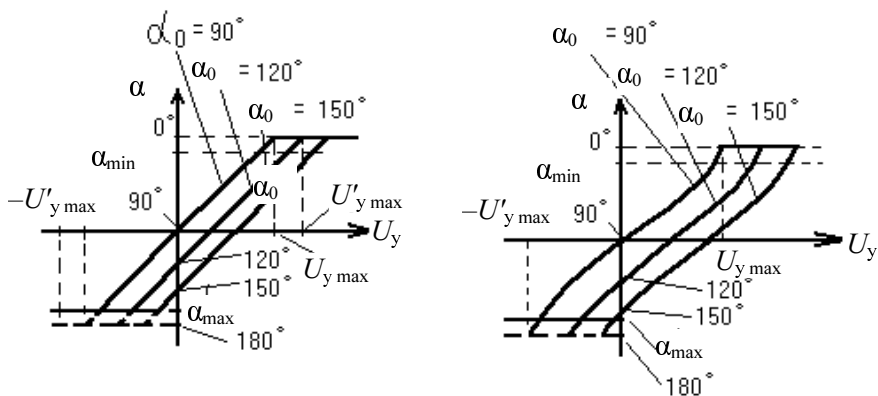


Рис. 3.10

При $\alpha = 90^\circ$ регулировочные характеристики СИФУ описываются уравнениями:

$$\text{при } U_{\text{от}} = K\alpha(\vartheta), \quad \alpha = K_1 U_y;$$

$$\text{при } U_{\text{от}} = K \cos \alpha(\vartheta), \quad \alpha = K_1 \arccos U_y.$$

В связи с этим СИФУ с косинусоидальным опорным сигналом иногда называют арккосинусным СИФУ.

Вместе с тем преобразователь работоспособен без системы управления. Поэтому потребителя всегда интересует регулировочная характеристика комплекса «СУ–ВП» (рис. 3.11), которая представляет собой зависимость среднего выходного напряжения ВП от его сигнала управления.

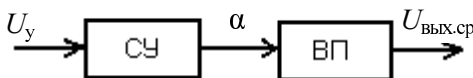


Рис. 3.11

Поскольку регулировочная характеристика собственно ВП нелинейна и неоднозначна, то результирующая характеристика комплекса «СУ–ВП» также будет неоднозначной, т. е. одному и тому же сигналу управления будет соответствовать разное выходное напряжение. Это обстоятельство является крайне отрицательным в плане использова-

ния ВП в электроприводе, поскольку при этом реакция преобразователя на один и тот же сигнал управления непредсказуема.

Рассмотрим статические регулировочные характеристики собственно ВП при работе на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС. Для упрощения примем, что индуктивность рассеяния в цепи питания ВП переменного тока равна нулю, а следовательно, равны нулю и углы коммутации вентилях γ . При этом характеристики ВП в режиме непрерывного тока (РНТ) и в режиме предельно-непрерывного тока (РПНТ) будут совпадать. Семейство этих характеристик для трехфазной нулевой схемы приведено на рис. 3.12, а. Здесь же нанесена кривая изменения ЭДС сети в функции $\alpha \cdot e_\phi = f(\alpha)$.

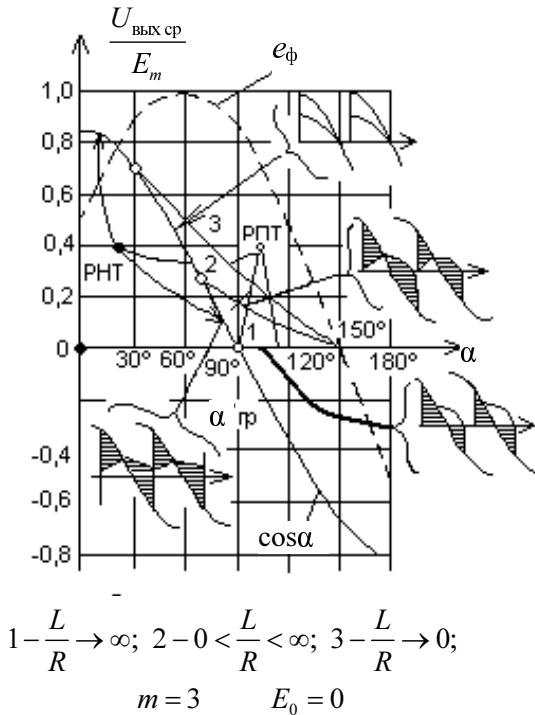


Рис. 3.12, а

Каждая из характеристик имеет два явно выраженных участка, соответствующих режиму РНТ и режиму РПНТ (режим прерывистого

тока). Граница этих участков (режим РПНТ) зависит как от значения соотношения $\frac{L}{R}$, так и от величины противоЭДС E_0 . Кроме того, каждая из характеристик семейства имеет свою продолжительность, определяемую соблюдением (или нарушением) условий включения вентиляей.

Величина максимального угла включения α_{b0} , при которой еще выполняются условия включения вентиляей, на графике определяется пересечением соответствующей регулировочной характеристики и кривой изменения ЭДС сети в функции α . Этой точке всегда соответствует режим прерывистого тока, причем при $\alpha \rightarrow \alpha_{b0}$ длительность протекания тока $\lambda \rightarrow 0$. В результате среднее значение выходного напряжения ВП получается равным величине противоЭДС E_0 . При углах $\alpha > \alpha_{b0}$ анодное напряжение вентиляей становится отрицательным, и его включение невозможно.

Для случая $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$ и $E_0 = 0$ режим непрерывного тока имеет место от $\alpha = 0$ до $\alpha_{\text{тр}} = 90^\circ$, где $U_{\text{вых}} = 0$. Зависимость $U_{\text{вых}}(\alpha)$ имеет здесь косинусоидальный характер (при условии $\gamma = 0$) и не зависит от параметров нагрузки

$$U_{\text{вых}} = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{\text{вых}m} \cos \alpha,$$

где E_m – амплитуда фазного напряжения, m – пульсность схемы ВП.

При больших значениях α из-за односторонней проводимости вентиляей величина $U_{\text{вых}}$ остается равной нулю, а преобразователь переходит в режиме РПТ (см. поясняющие эпюры для этого режима на рис. 3.12, а). Условие включения вентиляей нарушается при $\alpha \geq \alpha_0 = \alpha_0 = 150$ эл. градусам (момент перехода кривой $e_\phi(\alpha)$ через нуль).

При конечном значений величины $\frac{L}{R}$ область РНТ сужается и соответственно значение $\alpha_{\text{тр}}$ (точка режима РПНТ) становится меньше 90° . При $\alpha > \alpha_{\text{тр}}$ преобразователь переходит в режим РПТ. Среднее значение выпрямленного напряжения при этом зависит не только от угла управления α , но и от длительности протекания тока λ , следова-

тельно, и от параметров нагрузки. Нетрудно убедиться, что при одном и том же угле управления выходное напряжение преобразователя при прерывистом токе будет больше, чем в режиме РНТ (а точнее, РПНТ), и эта разница пропорциональна величине вольт-секундной площадки S_λ (см. поясняющие эпюры для этого режима на рис. 3.12, а):

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{вых}m} \cos \alpha + \frac{m}{2\pi} S_\lambda.$$

В результате регулировочная характеристика для режима РПТ лежит выше характеристики РНТ. Качественный характер этой зависимости показан на рис. 3.12б. Нарушение условий включения вентилях здесь также происходит при $\alpha_{b0} = \alpha_0 = 150$ эл. градусам.

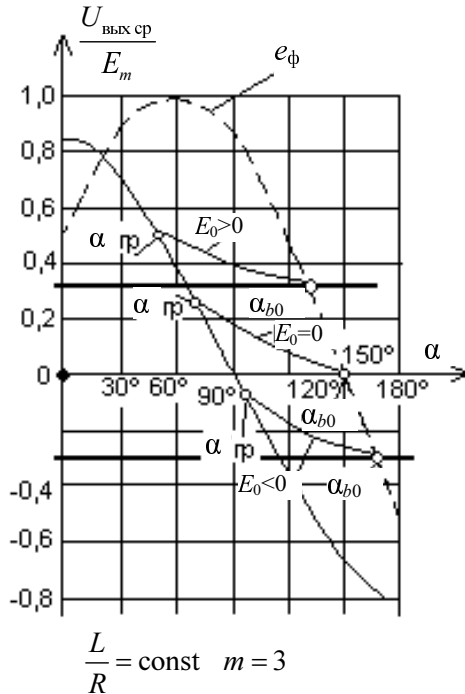


Рис. 3.12, б

В пределе при $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ режим непрерывного тока имеет место только в области $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$, $\alpha_{b0} = 150^\circ$.

При значениях величины противоЭДС, отличных от нуля (рис. 3.12, б), характерные точки $\alpha_{тр}$ и α_{b0} смещаются.

При увеличении E_0 , $\alpha_{тр}$ и α_{b0} уменьшаются, а при уменьшении E_0 их значения увеличиваются. Перемещение точки регулировочной характеристики, соответствующей α_{b0} , происходит по кривой ЭДС сети в функции α_{b0} , а точки, соответствующей $\alpha_{тр}$, по косинусоидальной зависимости режима РНТ.

Зная регулировочные характеристики СУ и собственно ВП, нетрудно получить регулировочные характеристики комплекса. На рис. 3.13 они соответствуют случаю $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$, т. е. когда основным режимом работы ВП является режим РНТ.

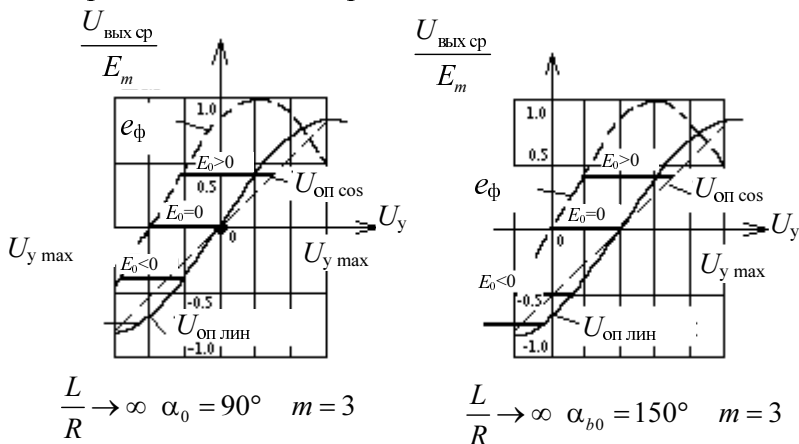


Рис. 3.13

Характеристики приведены для случаев линейного и косинусоидального опорных напряжений и различных значений начальных углов управления α_0 , соответствующих двум характерным точкам регулировочной характеристики собственно ВП $\alpha_0 = \alpha_{тр} = 90^\circ$ и $\alpha_{b0} = \alpha_0 = 150^\circ$. Во вто-

ром случае в характеристике имеется явно выраженная зона нечувствительности.

Очевидно, что для ее исключения в этом режиме нужно выставлять начальные углы $\alpha_0 = 90^\circ$. Стоит также обратить внимание на тот факт, что косинусоидальный опорный сигнал, линеаризуя характеристику ВП при непрерывных токах, оставляет ее нелинейной при прерывистых токах нагрузки. Поэтому такое опорное напряжение применяется только в тех случаях, где принципиально может существовать только РНТ. Во всех остальных случаях используются линейные опорные сигналы, которые намного проще формировать. При этом, поскольку здесь α пропорционально U_y , регулировочные характеристики комплекса «СУ – ВП» по виду подобны характеристикам рис. 3.12 и приведены на рис. 3.14.

Отметим, что, как видно из графиков, большое значение для регулировочной характеристики имеет установка начальных углов.

Рассмотренные характеристики соответствуют трехфазной нулевой схеме. Для мостовой схемы характер этих зависимостей останется прежним, изменится лишь положение кривой ЭДС сети в функции α , определяющей область характеристик (величина α_0 станет равной 120 эл. градусам).

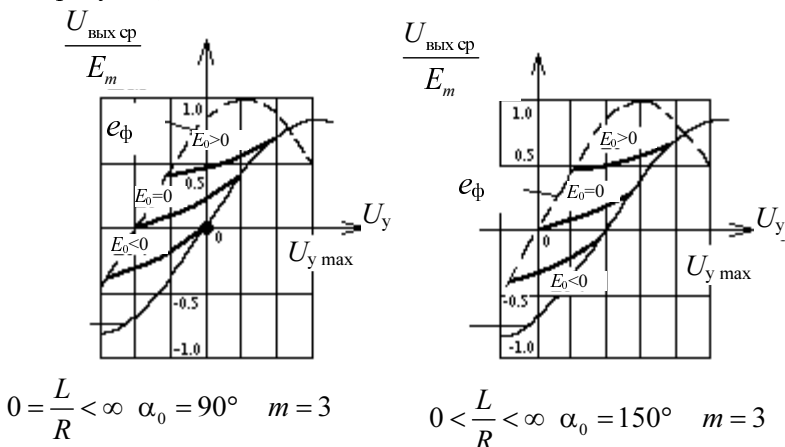


Рис. 3.14

Все указанные выше характеристики относятся к различным ВП с синхронными СИФУ. В случае применения асинхронной СИФУ, которая требует замыкания контура обратной связи по регулируемой координате ВП, регулировочные характеристики всегда будут линейными и будут проходить через начало координат. Это обусловливается тем, что регулирование здесь производится при наличии интеграла в прямом тракте системы, т. е. ошибка в отработке заданной величины выходной переменной ВП принципиально отсутствует.

3. Описание схемы установки

В лабораторной установке собрана схема СИФУ для управления двумя противофазно работающими вентилями. Функциональная схема приведена на рис. 3.15.

В состав схемы входят:

- входной фильтр Φ , осуществляющий фильтрацию сетевого напряжения, поступающего в схему для синхронизации формируемых импульсов управления с анодными напряжениями противофазно работающих вентиляей;
- формирователь опорного напряжения $U_{оп}$ ФОН;
- компаратор К2, с помощью которого осуществляется сравнение опорного напряжения $U_{оп}$ с сигналом управления U_y ;
- формирователь импульсов ФДИ, осуществляющий формирование импульсов α заданной длительности;

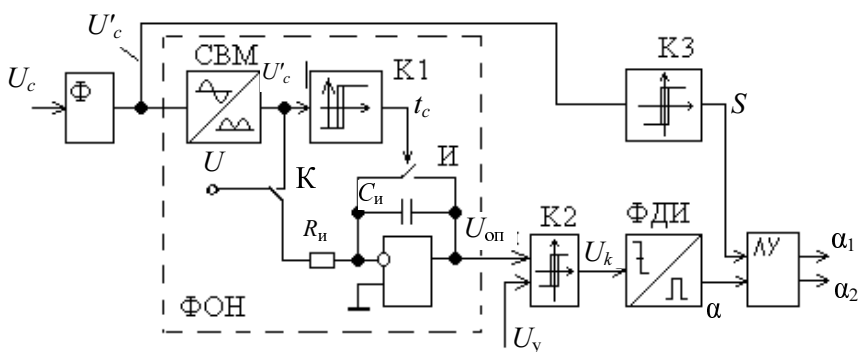


Рис. 3.15

- компаратор КЗ для формирования синхроимпульсов S ;
- логическое устройство (ЛУ), осуществляющее распределение импульсов α на противофазные вентили α_1 и α_2 ;
- Формирователь опорного напряжения состоит:
 - из схемы выделения модуля (СВМ), на вход которой поступает синхронизирующее сетевое напряжение, сдвинутое по фазе φ на такой угол, что моменты его перехода через нуль соответствуют точкам естественного включения вентилей;
 - компаратора К1, осуществляющего формирование импульсов сброса интегратора в моменты перехода синхронизирующего напряжения через нуль;
 - интегратора с целью сброса И.

На вход интегратора в зависимости от положения тумблера может подаваться либо постоянное напряжение, либо выпрямленное сетевое с выхода схемы СВМ. В первом случае осуществляется формирование линейно нарастающего опорного напряжения. Во втором – косинусоидального опорного напряжения. Начало развертки опорного напряжения в обоих случаях соответствует моментам перехода синхронизирующего напряжения через нуль, что обеспечивается периодическим сбросом интегратора соответствующими импульсами.

Формирование импульсов сброса осуществляется компаратором К1, на вход которого поступает выпрямленное синхронизирующее напряжение со схемы СВМ. Порог срабатывания компаратора, как показано на рис. 3.15, имеет некоторое смещение, благодаря чему он опрокидывается в моменты приложения выпрямленного напряжения к нулю. Длительность получаемых на выходе импульсов определяется смещением порога срабатывания компаратора и амплитуды синхронизирующего напряжения. Частота следования импульсов сброса равна 100 Гц. С этой же частотой формируется и опорное напряжение.

Синхроимпульсы, формируемые компаратором КЗ, представляют собой меандр с частотой 50 Гц, на каждый полупериод которого приходится полная развертка опорного напряжения. Логическое устройство в зависимости от местоположения импульса α относительно синхроимпульсов распределяет их либо на один клапан, либо на другой. В результате весь канал СИФУ до ЛУ работает на удвоенной частоте, равной 100 Гц, а схемой ЛУ осуществляется разделение его на два.

Принципиальная схема установки приведена на рис. 3.16.

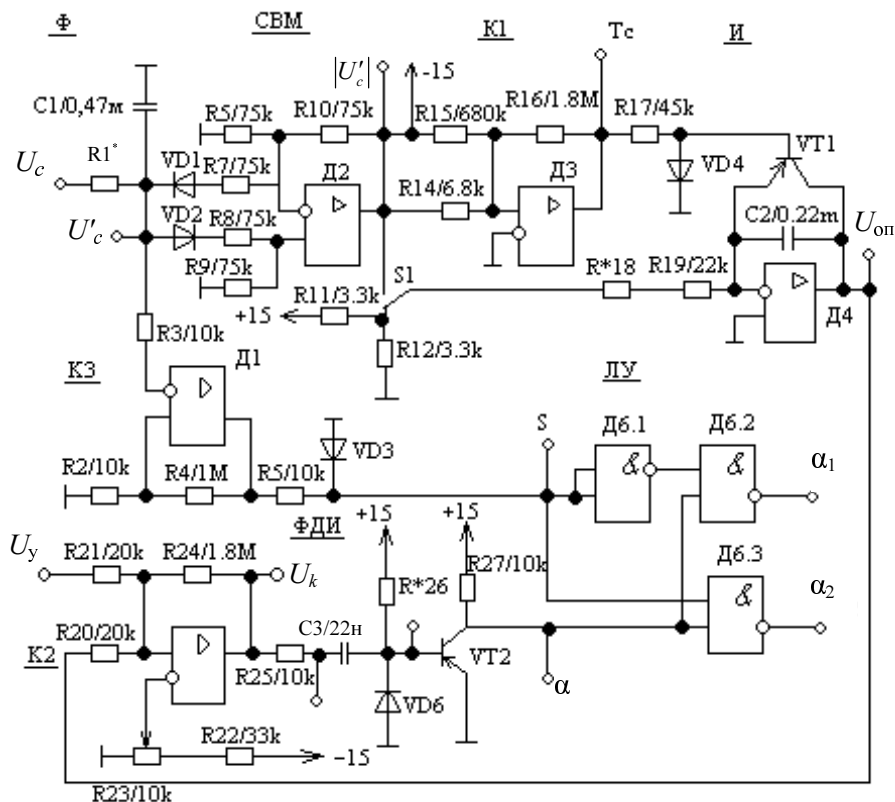


Рис. 3.16

Входной фильтр образуют элементы $R1$ и $C1$. Амплитуда входного сетевого напряжения, поступающего с трансформатора, равна 12 В. СВМ выполнена на базе ОУ Д2. Схема имеет два входа ($R7$ и $R8$). Коэффициент передачи по первому входу равен -1 , по второму $+1$. На первый вход благодаря диоду $VD1$ поступают отрицательные полуволны синхронизирующего напряжения, на второй, через диод $VD2$, – положительные. В результате на выходе ОУ получается выпрямленное напряжение.

Это напряжение или напряжение с делителя, образованного резисторами $R11$, $R12$, через тумблер $S1$ поступает на вход интегратора со сбросом на ОУ Д4. Амплитуда опорного напряжения регулируется ре-

зистором $R18$. В случае формирования линейного опорного напряжения

$$U_{\text{отmax}} = \frac{U_1}{2(R_{18} + R_{19})C_2} T_c,$$

где U_1 – напряжение с делителя $R11, R12$; T_c – период сетевого напряжения.

В случае формирования косинусоидального опорного напряжения

$$U_{\text{отmax}} = \frac{2U_2}{\omega_c (R_{18} + R_{19})C_2},$$

где U_2 – амплитуда выпрямленного напряжения со схемы СВМ; ω_c – круговая частота сетевого напряжения.

Компаратор $K1$ выполнен на ОУ Д3 с неглубокой положительной обратной связью. Смещение порога срабатывания осуществлено подачей напряжения – 15 В на вход компаратора через резистор $R15$. Импульсы с компаратора через элементы согласования $R17$ и $VД4$ поступают на базу транзистора сброса $VT1$ (КТ361Г).

Компаратор $K2$ выполнен на ОУ Д5. Для повышения помехозащищенности и ускорения процессов переключения он имеет положительную обратную связь (резистор $R24$). На один из входов компаратора заведено напряжение смещения с потенциометра $R23$. Оно служит для установка начальных углов α_0 при $U_y = 0$. Масштабные резисторы $R20$ и $R21$ имеют одинаковую величину.

Формирователь импульсов выполнен по пассивной схеме на базе транзистора $VT2$. Формирование импульсов осуществляется путем дифференцирования выходного напряжения с компаратора Д5 и последующего усиления с ограничением с помощью $VT2$. Схема работает следующим образом: в исходном состоянии транзистор открыт (находится в режиме насыщения) благодаря протеканию базового тока $I_{\text{см}}$ от источника +15 В через резистор $R26$. Напряжение на коллекторе близко к нулю. Пусть на выходе компаратора положительное напряжение. Тогда конденсатор $C5$ заряжен практически до выходного напряжения компаратора $U_{\text{дmax}}$ плюсом на левой обкладке. При опрокидывании компаратора напряжение на его выходе скачком меняет знак и становится отрицательным. Начинается процесс перезарядки $C3$ по

контур: выход Д5–R25–С3–VD5 (или БЭ VT2) – общая шина. Ток перезаряда направлен справа налево и является запирающим для VT2. На интервале, пока емкостной ток превышает величину $I_{\text{см}}$, перезаряд происходит через диод VD5. Транзистор закрыт. При уменьшении емкостного тока примерно до уровня $I_{\text{см}}$ и меньше ток начинает протекать по базо-эмиттерному переходу. Транзистор открывается. На этом заканчивается процесс формирования импульса α . При поступлении положительного перепада напряжения выхода компаратора возникающий емкостной ток перезаряда является для транзистора отпирающим и его состояние не меняется. Поэтому формирование импульсов α происходит только при переключения компаратора с плюса на минус. Длительность формируемого импульса определяется постоянной времени перезаряда конденсатора С3 и соотношением величины тока $I_{\text{см}}$ и амплитуды тока перезаряда:

$$t_{\text{н}} = R_{25} C_3 \ln \frac{I_{\text{смmax}}}{I_{\text{см}}}.$$

Компаратор КЗ выполнен на ОУ Д1. Логическое устройство реализует логические функции

$$\bar{\alpha}_1 = \bar{\alpha} S; \quad \bar{\alpha}_2 = \bar{\alpha} \bar{S}.$$

ЛУ реализовано на элементах «И-НЕ» 511-й серии.

4. Программа работы и порядок выполнения

1. Изучить работу схемы и назначение каждого элемента по функциональной и принципиальной схемам; установить, на какие параметры схемы влияют изменяемые элементы.

2. Произвести расчет величин изменяемых элементов для обеспечения заданных параметров схем в соответствии с вариантом.

3. Установить расчетные значения изменяемых элементов и проверить схему на функционирование (как с линейным, так и с косинусоидальным опорным напряжением).

Произвести измерение основных параметров схемы, используя имеющуюся аппаратуру. Сравнить полученные значения с заданными и, если есть отклонения, найти причину и сделать соответствующий

пересчет. При наблюдении процессов в схеме осциллографом удобно воспользоваться режимом синхронизации от сети.

4. Снять и построить характеристики $\alpha_1(U_y)$; $\alpha_2(U_y)$ при линейном косинусоидальном опорных напряжениях и полном изменении сигнала управления. Определить диапазон регулирования α . Отчет углов производить от моментов перехода синхронизирующего напряжения через нуль.

5. Заосциллографировать сигналы в характерных точках схемы ($U_{\text{снх}}$, $U'_{\text{снх}}$, S , $|U'_c|$, t_c , $U_{\text{оп}}$, U_k , $U_{\text{сз}}$, $U_{\text{БЭИТ2}}$, α , α_1 , α_2) и построить развертки процессов при $U_0 = 0$ и $U_y = +0,5U_{y\text{max}}$ (см. таблицу).

Исходные данные

Вариант	φ	$U_{\text{опmax}}$	α_0	t_n
	гр. эл.	В	гр. эл.	МКС
1	16	10	150	100
2	25		120	150
3	30		90	200
4	35		150	50
5	40		120	100

Контрольные вопросы

1. Принцип вертикального и горизонтального управления.
2. Классификация СИФУ, преимущества и недостатки.
3. Синхронизация работы СИФУ с ВП.
4. Многоканальное СИФУ для управления трехфазной нулевой (мостовой) схемой.
5. Одноканальные СИФУ.
6. Асинхронные СИФУ.
7. Регулировочные характеристики СИФУ.
8. Регулировочная характеристика трехфазной нулевой (мостовой) схем ВП при $E_0 = 0$; при $E_0 \neq 0$; при $\frac{L}{R} \rightarrow \infty, \rightarrow 0$ и $0 < \frac{L}{R} < \infty$.
9. Регулировочные характеристики комплекса «СУ–ВП» при работе ВП в режиме РНТ; при работе ВП в режимах РНТ и РПТ.
10. Установка начальных углов СИФУ, их влияние на характеристики комплекса.

11. Работа исследуемой СИФУ по функциональной схеме (пояснить с помощью эпюр).
12. Работа исследуемой СИФУ по принципиальной схеме (функций всех узлов и элементов, процессы во всех узлах).
13. Расчет основных параметров схемы.

Список литературы

1. *Управляемый* выпрямитель в системах автоматического регулирования / под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984.
2. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1981.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
Список литературы.....	5
Содержание дисциплины, контрольные вопросы и мини-задачи для самопроверки	6
Введение.....	6
1. УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ АЭП.....	6
1.1. Основы схемотехники аналоговых управляющих устройств АЭП.....	6
1.1.1. Операционный усилитель, схемы на его основе	6
1.1.2. Регуляторы	8
Контрольные вопросы.....	9
1.1.3. Задающие устройства и фазовые детекторы.....	10
1.1.4. Компараторы на ОУ и импульсные схемы на их основе.....	10
1.2. Основы схемотехники цифровых управляющих устройств.....	11
1.3. Элементы согласования аналоговой и цифровых частей систем управления.....	12
2. СИЛОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АЭП	13
2.1. Вентильные преобразователи постоянного тока с естественной коммутацией (ВП)	13
2.2. Импульсные усилители мощности (широотно-импульсные преобразователи)	16
2.3. Преобразователи переменного тока	17
2.3.1. Тиристорные преобразователи (ТП) напряжения переменного тока.....	17

2.3.2.Трехфазные преобразователи частоты с автономными инверторами	17
2.3.3. Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).....	17
3. ДАТЧИКИ АЭП.....	18
3.1. Датчики угла и рассогласования	18
3.2. Датчики скорости	19
3.3. Датчик электрических величин.....	19
Задание к контрольным работам.....	20
Задание к контрольной работе № 1.....	20
Задача № 1. Расчет схемы ПИ-регулятора	20
Методические указания	21
Задача № 2. СИФУ для управления двумя противофазно работающими вентилями.....	23
Задание к контрольной работе № 2.....	24
Задача № 1. Система управления мостовой схемой транзисторного импульсного усилителя мощности (ИУМ) для электропривода постоянного тока	24
Задача № 2. Работа мостовой схемы ИУМ с вашей схемой управления в различных режимах работы двигателя в соответствии с простейшими формами нагрузочной и тахограммой....	26
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1. Исследование регуляторов на базе операционных усилителей систем автоматического управления электроприводами	29
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2. Исследование систем управления импульсным усилителем мощности	50
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3. Исследование схемы СИФУ для управления двумя противофазно работающими вентилями	78

**Малахов Алексей Петрович
Усачев Алексей Павлович**

**ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ
И АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

Учебно-методическое пособие

Редактор *Л.Н. Ветчакова*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *Л.А. Веселовская*

Подписано в печать 22.09.2011. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная. Тираж 100 экз.
Уч.-изд. л. 6,27. Печ. л. 6,75. Изд. № 115. Заказ № Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20