

В.Г. ФАЙНШТЕЙН, О.С. ВОРОБЕЙЧИК

Цифровые системы управления электроприводов

Под редакцией
доктора технических наук
А.Д. Учителя

Кривой Рог

Издательство ГВУЗ «КНУ» 2014

ББК 31.291

УДК 62-83:681.51:621.3

Ф17

Рецензент: доктор технических наук, зав. кафедрой Электромеханики ГВУЗ «КНУ» Толмачев С.Т.

Файнштейн В.Г., Воробейчик О.С.

**Ф17 Цифровые системы управления электроприводов: монография/ Под редакцией Учителя А.Д.- Кривой Рог: Издательство ГВУЗ «КНУ», 2014.-159 с.
ISBN 978-966-7830 -80-9**

Получено математическое описание силовых частей электроприводов постоянного и переменного тока, как объектов управления дискретной системы регулирования скорости. На основе разработанных в виде Z- изображения передаточных функций силовых частей электроприводов получены алгоритмы работы цифровых регуляторов электроприводов. Эти алгоритмы приведены для систем постоянного тока с тиристорными и широтно импульсными преобразователями; для электроприводов с асинхронными двигателями, в качестве источника питания которых используется инвертор напряжения. Рассмотрены релейные и релейно векторные системы управления. Приведены результаты исследования на математической модели.

Для специалистов и студентов дипломников, занимающихся проектированием электроприводов различных механизмов.

ББК 31.291

УДК 62-83:681.51:621.3

© В.Г Файнштейн., О.С. Воробейчик, 2014
© Издательство ГВУЗ «КНУ» 2014

ISBN 978-966-7830 -80-9

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время цифровые системы являются преобладающими среди систем управления электропривода. Освоение быстродействующих микроконтроллеров с встроенными периферийными устройствами определило переход производителей преобразовательной техники на выпуск систем управления с их использованием для управления и регулирования координат электропривода.

Теория систем управления и соответственно методика расчетов систем управления электроприводами, изучаемая в ВУЗах, в основном ориентированы на применение аналоговых систем управления. Расчет цифровых систем управления предлагается выполнять в аналоговом виде с последующим преобразованием полученных непрерывных передаточных функций в дискретные.

При этом синтезированная передаточная функция часто состоит из произведения передаточных функций отдельных звеньев, например: апериодический фильтр, корректирующее звено ПИ-регулятор и т.д. Переход от полученной передаточной функции регулятора для непрерывной системы к дискретной в общем случае требует выполнения специальных расчетов, поскольку отсутствует доказательство возможности использования произведения дискретных изображений передаточных функций указанных звеньев.

Кроме этого, на процесс регулирования скорости оказывает влияние организация вычислительного процесса, например, вычислительное запаздывание, которое не учитывается при синтезе аналоговых регуляторов.

Управление преобразователями осуществляется дискретно (естественная дискретизация) с интервалом, зависящим от типа преобразователя и свойств силовых полупроводниковых приборов, входящих в их состав.

Особенностью цифровых систем управления электро-

привода является соизмеримость времени выполнения необходимых расчетов с допустимым временем естественной дискретизации процесса преобразования напряжения (тока).

В последнее время быстродействие микро-ЭВМ стремительно возрастает, но одновременно усложняются алгоритмы управления электроприводом и увеличивается объем задач, решаемых системой управления (например, некоторые технологические задачи, ранее решаемые отдельными управляющими ЭВМ, становятся принадлежностью системы управления электропривода). Уменьшается также время естественной дискретизации вследствие увеличения допустимой частоты коммутации полупроводниковых приборов.

Следовательно, отношение времени вычислений ко времени дискретизации процесса преобразования остается практически неизменным, и задача разработки алгоритмов управления электроприводом, которые можно выполнить за ограниченное время, остается актуальной.

В предлагаемой работе изложена инженерная методика расчета простейших цифровых систем управления электропривода. Материал книги основан на конспектах лекций курса «Цифровые системы управления электроприводом», читаемом на кафедре автоматизированного управления металлургическими процессами и электропривода металлургического института КГНУ.

Авторы выражают благодарность и признательность редактору книги доктору техн. наук А.Д. Учителю за помощь и непосредственное участие в подготовке книги, а также рецензенту доктору техн. наук С.Т. Толмачеву.

Авторы благодарны сотрудникам кафедры и сотрудникам ООО «Семиол» за ценные замечания и советы, способствующие улучшению качества изложенного материала.

Авторы будут благодарны читателям за замечания и пожелания, которые просят направлять по электронному адресу *fwg37@mail.ru*.

Таблица основных условных обозначений

Пере- менная	Описание переменной
i, u, e, ω	Значения тока якоря, напряжения, ЭДС, угловой скорости вращения якоря
J_s	Суммарный момент инерции движущихся частей, приведенный к валу двигателя
J	Момент инерции движущихся частей
M, M_s	Соответственно момент двигателя и момент нагрузки
i_s	Значение статического тока
T	Длительность ИД
m_n	Количество фаз преобразования
α	Угол управления преобразователя
$R_{я}, L_{я}$	Активное сопротивление и индуктивность якорной цепи двигателя постоянного тока
T_e	Постоянная якорной цепи двигателя постоянного тока
Q_e	Постоянная времени якорной цепи двигателя в относительных единицах
e_A, e_B, e_C	Мгновенные значения фазных ЭДС трехфазной сети
k_u	Коэффициент усиления апериодического звена, эквивалентного якорной цепи двигателя для приращений угла управления
k_s	Коэффициент связи приращения интегрального (среднего) значения напряжения на выходе преобразователя от приращения угла управления
k_e	Коэффициент связи приращения эквивалентного значения напряжения на выходе преобразователя от приращения угла управления
γ	Показатель экспоненты переходного процесса в контуре тока при скачке задания

Продолжение таблицы условных обозначений

Переменная	Описание переменной
η	Показатель быстродействия переходного процесса в контуре регулирования потокосцепления
η_s	Показатель быстродействия переходного процесса в контуре регулирования скорости
U_{Max}	Максимальное напряжение на якоре (статоре)
L_s	Индуктивность статора
L_r	Индуктивность ротора
L_m	Взаимоиндуктивность статора и ротора
R_s	Активное сопротивление обмоток статора
R_r	Активное сопротивление обмоток ротора
T_s	Постоянная времени обмоток статора
T_r	Постоянная времени обмоток ротора
pol	Число пар полюсов
T_m	Электромеханическая постоянная времени
T_σ	Электромагнитная постоянная времени
ω_1	Скорость изменения напряжения статора
s_∞	Установившееся значение скольжения асинхронного двигателя
s_k	Критическое значение скольжения асинхронного двигателя
M_{max}	Момент асинхронного двигателя, соответствующий критическому скольжению
$\alpha_{ГР}$	Значение угла управления, соответствующее гранично непрерывному режиму
$I_{ГР}$	Среднее за интервал дискретизации значение гранично непрерывного тока

Таблица дополнительных символов и обозначений

Сим- вол	Описание
m	Значение переменной в формате чисел микроконтроллера, подстрочный индекс
$*$	Значение переменной в относительных единицах, подстрочный индекс
$\wedge$	Значение переменной, эквивалентное воздействию ее импульса на цепь, над переменной;
$x(t)$	Значения координаты электропривода в момент времени t
$x[n]$	Дискретное значение координаты электропривода, соответствующее n -му интервалу дискретизации
$x(p)$	Значение координаты электропривода в виде непрерывного преобразования Лапласа
$x(z)$	Значение координаты электропривода в виде Z- преобразования

Первая прописная буква в наименовании координаты электропривода обозначает среднее (постоянное) значение переменной за интервал дискретизации.

Базовые величины для записи координат привода в относительных единицах (д.е.):

U_{max} - максимальное значение линейного напряжения источника питания электропривода;

$U_{max} / R_{Я}$ -ток заторможенного двигателя постоянного тока;

$\omega_{ном}$ - номинальная угловая скорость вращения вала двигателя.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РЕГУЛИРОВАНИЯ

1.1. ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Рассмотрим основные термины и определения, используемые при описании цифровых систем регулирования электропривода, рекомендованные ГОСТ 16591-79.

Электропривод - электромеханическая система, состоящая в общем случае из взаимодействующих преобразователей электроэнергии, электромеханических и механических преобразователей, управляющих и информационных устройств и устройств сопряжения с внешними электрическими, механическими, управляющими и информационными системами, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением в целях осуществления технологического процесса.

Далее будем рассматривать управляющие устройства системы электропривода, которые согласно современной редакции упомянутого выше ГОСТа (ГОСТ Р50362_92), называются *системой управления электропривода*. Или по определению - *совокупность управляющих, информационных устройств и устройств сопряжения электропривода, предназначенных для управления электромеханическим преобразованием энергии с целью обеспечения заданного движения исполнительного органа рабочей машины*. Необходимо отличать это управляющее устройство от системы управления электроприводом: *внешняя по отношению к электроприводу система управления более высокого уровня, поставляющая необходимую для функционирования электропривода информацию*.

С точки зрения теории автоматического управления система управления - систематизированный (строго определенный) набор средств сбора сведений о подконтрольном объекте и средств воздействия на его поведение с целью достиже-

ния определенных целей.

Системы управления по виду обрабатываемой информации об объекте можно разделить на непрерывные и дискретные. *Непрерывная система* — система, все элементы которой, а также связи между ними (циркулирующая в системе информация) определяются *непрерывными переменными величинами*, т.е. непрерывным множеством возможных значений в функции времени. Примером непрерывной системы может служить система управления электропривода с электромашинными преобразователями энергии и магнитными усилителями в качестве регуляторов.

Дискретная система - система, где связи между элементами имеют дискретный характер. Таким образом, под дискретной системой будем понимать техническое устройство или программу, которая осуществляет преобразование дискретной последовательности $x(n)$ в другую дискретную последовательность $y(n)$ в соответствии с заданным алгоритмом. Примером дискретной системы может служить система управления электропривода с тиристорным преобразователем для питания якоря двигателя, поскольку управление преобразованием напряжения выполняется дискретно с периодом, зависящим от частоты питающего тиристорный преобразователь напряжения и числа фаз преобразования.

Для управления используются следующие способы дискретизация процессов: по уровню сигнала (рис 1.1а), по времени (рис 1.1б), комбинированная (рис 1.1в).

Сигналы в этих системах обрабатываются с помощью математического аппарата непрерывных функций времени и в своем составе содержат сумматоры , дифференциаторы, интеграторы, узлы умножения и деления непрерывных сигналов. Аналоговые системы, в своем большинстве , непрерывные системы. Примером аналоговых систем могут служить , например, система управления электропривода, реализованная на элементах универсальной блочной системы регулято-

ров (УБСР) или системы технологической автоматики на элементах универсальной системы элементов пневматических приборов (УСЭПП).

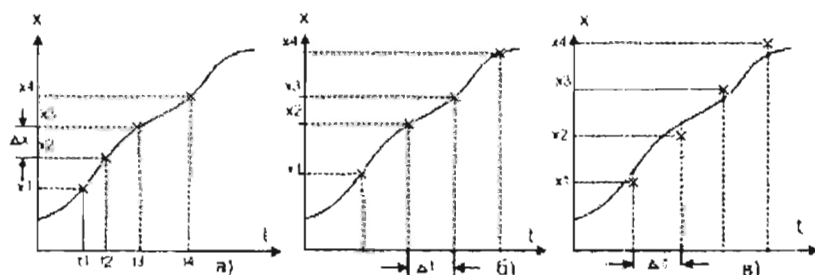


Рис. 1.1. Способы дискретизация процессов: а - по уровню сигнала ; б - по времени ; в - комбинированная

Цифровые системы обрабатывают сигналы, изображаемые числами, поэтому используются математические методы решения разностных уравнений. В связи с тем, что время на обработку сигналов в числовом виде не является бесконечно малой величиной, то по своей природе цифровые системы - дискретные. Но поскольку современные средства цифровой обработки сигналов (микроконтроллеры) обеспечивают малое время на обработку информации по сравнению со временем переходных процессов в объекте, то в некоторых случаях цифровую систему рассматривают как непрерывную.

Сигналы, полученные в результате обработки информации об объекте и поступающие через устройства сопряжения на входы системы управления объектом, можно разделить на:

- монотонно изменяющиеся непрерывные сигналы, например, системы управления электропривода с магнитными усилителями, транзисторными усилителями мощности и т.п.;

- изменяющиеся сигналы по релейной характеристике, например, системы управления электропривода с релейными усилителями;

- амплитудно и широтно модулированные дискретные сигналы, например, системы управления электропривода переменного тока;

- импульсные сигналы, когда управление объектом осуществляется импульсом постоянной амплитуды и ширины, например, в системе управления электропривода постоянного тока с тиристорным преобразователем.

По технической структуре системы регулирования делятся на системы с последовательной и параллельной коррекцией. Корректирующие звенья вводят в систему регулирования для обеспечения требуемых запасов устойчивости, улучшения точности системы и качества переходных процессов. Различают два основных типа корректирующих звеньев или два вида коррекции.

Последовательные корректирующие звенья, как это следует из их названия, вводятся в систему последовательно со звеньями исходной нескорректированной системы.

Параллельные корректирующие звенья вводятся в каналы обратных связей по регулируемым координатам объекта.

Системы регулирования с последовательной коррекцией в электроприводе получили название *систем подчиненного регулирования* и в настоящее время практически являются основной системой регулирования координат из-за относительной простоты расчета параметров настройки и удобства наладки системы. Однако системы последовательной коррекции уступают по быстродействию системам с параллельной коррекцией.

На основании изложенного выше необходимо выполнить исследование дискретных цифровых систем электропривода, реализованных по принципам подчиненного регулирования координат и разработать инженерную методику их расчета.

1.2. ТИПОВАЯ СТРУКТУРА ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И АЛГОРИТМ ЕЕ РАБОТЫ

На рис.1.2 приведена типовая структура ЦСР, которая содержит следующие основные узлы.



Рис. 1.2 Типовая структура цифровой системы регулирования

Преобразователи информации - устройства, преобразующие сигналы аналоговых и релейных датчиков в соответствующие им числовые сигналы для ввода в микроконтроллер информации :

- координаты электропривода (напряжение на обмотках электродвигателя, ток обмоток электродвигателя, скорость вращения его вала и т.п.);

- состояние коммутационных и защитных аппаратов в силовой части привода (предохранителей в цепи силовых полупроводниковых приборов, автоматических выключателей, датчиков, температуры обмоток электродвигателя и т.д.);

- состояние вспомогательных устройств (системы охлаждения силовых полупроводниковых устройств и электродвигателя, системы смазки его подшипников);

- сигналы задания текущих значений координат электро-

привода;

- сигналы технологических датчиков.

Обычно преобразователи информации содержат :

- совокупность элементов преобразования уровня напряжения, гальванической развязки и АЦП;

- совокупность элементов преобразования уровня напряжения (тока), гальванической развязки для преобразования дискретных электрических сигналов в сигналы, по уровню напряжения согласованные с требованиями к напряжениям на входах микроконтроллера ;

- специализированные устройства, например, преобразователи информации с инкрементных датчиков положения.

Микроконтроллер (современное название микроЭВМ) управляет вводом информации с устройств преобразования информации в свою память.

На основании этой информации выполняет расчеты необходимых управляющих воздействий в соответствии с программой, записанной в программную память и выдачей их в устройства сопряжения. Отличительная особенность микроконтроллеров, применяемых в электроприводе, высокое быстродействие математических операций. Эта особенность объясняется малым временем переходных процессов в электрической части привода и достаточно большим объемом вычислений, особенно для управления приводами переменного тока. В настоящее время широко применяются микроконтроллеры, предназначенные для обработки электрических сигналов высокой частоты. Они содержат сопроцессоры для выполнения арифметических операций с плавающей запятой за один машинный цикл (до 10 нс).

Устройства сопряжения микроконтроллера с преобразовательными устройствами это усилители мощности с гальванической развязкой для преобразования импульсного сигнала с выхода микроконтроллера в сигналы включения силовых полупроводниковых приборов.

Наиболее часто применяемый, укрупненный алгоритм работы ЦСР электропривода приведен на рис.1.3. Рассмотрим назначение блоков алгоритма.

В блоке «Подготовка к работе ЦСР» обычно решаются следующие задачи:

- осуществляется проверка работоспособности ЦСР. Например, тестируются все узлы памяти микроконтроллера, проверяются узлы преобразователей информации, узлы элементов сопряжения и т. д;
- проверяется готовность электропривода к работе. Например, оценивается состояние силовой части электропривода (состояние коммутационной и защитной аппаратуры), наличие смазки в подшипниках двигателя, потока воздуха, вентилирующего электродвигатель и силовые полупроводниковые приборы, наличие возбуждения у электродвигателей постоянного тока или синхронных двигателей;
- проверяется готовность технологического агрегата к работе.

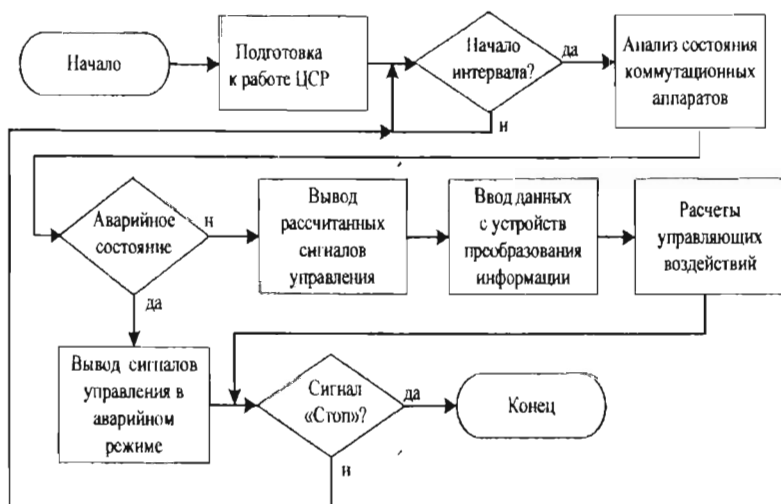


Рис.1.3 Укрупненный алгоритм работы ЦСР электропривода

Например, наличие смазки, охлаждающей жидкости, устройств, обеспечивающих безопасное выполнение работы и т. п. Этот перечень задач может сокращаться и пополняться в зависимости от конструктивных особенностей ЦСР (количества дискретных и аналоговых входов, объема памяти).

Если проверка покажет готовность электропривода к работе, то осуществляется переход к следующему программному блоку «Начало интервала», в противном случае, формируется сигнал о неисправностях в системе электропривода.

В блоке «Начало интервала» определяется момент начала очередного интервала дискретизации.

Этот момент времени может определяться или по сигналу переполнения таймера, отсчитывающего время интервала дискретизации T , или с помощью переменной электропривода, например, по переходу через ноль напряжения фазы, питающей электропривод сети, или по другим сигналам с целью оптимизации работы электропривода.

Если момент начала интервала определен, то выполняет программный блок «Анализ состояния коммутационных и защитных аппаратов», где проверяется отсутствие аварийных режимов в электроприводе. При отсутствии аварийных режимов в силовую часть электропривода выдаются сигналы управления, рассчитанные ранее, в противном случае, сигналы управления, обеспечивающие прерывание аварийного режима.

В блоке «Ввод данных с устройств преобразования информации» выполняются операции считывания информации с датчиков координат электропривода, т. е. определяется их значение в момент времени $t = (n - 1)T$. Эти значения используются для вычислений по алгоритмам программного блока

«Расчеты управляющих воздействий», где определяются значения управляющих сигналов для реализации их на следующем интервале дискретизации.

В блоке «Сигнал стоп?» проверяется наличие команды на остановку привода. Если такая команда отсутствует, то выполняется возврат к команде «Начало интервала», и процесс управления повторяется на следующем интервале дискретности. В данном случае ИПВ совпадает с интервалом дискретизации, но возможны случаи, когда в одном интервале дискретизации реализуются несколько ИПВ и, наоборот, в одном ИПВ несколько интервалов дискретизации. Приведенный алгоритм не является обязательным, на практике возможны различные варианты его модификации, например, выдача результатов может выполняться сразу после их расчета, анализ аварийного состояния после выполнения расчета управляющих воздействий и т. п. Алгоритмы производителей систем управления электропривода более разнообразны вследствие применения различных методов построения регуляторов координат электропривода.

1.3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Известно, что для анализа и синтеза аналоговых систем используется определенный математический аппарат (дифференцирование, интегрирование, решение дифференциальных уравнений, изображение непрерывных функций на комплексной плоскости и т.п.). Аналогично для анализа и синтеза ЦСР имеется достаточно хорошо разработанный математический аппарат, основы которого изложены ниже.

Для описания переходных процессов во времени в дискретных системах используют *решетчатые функции* [1].

Решетчатой функцией называют функцию, значения которой заданы только для дискретных равноотстоящих друг от друга значений независимой переменной, рис.1.4

Далее ее будем обозначать $f[nT]$, где T – величина, опреде-

ляющая расстояние между соседними дискретными, равно отстоящими друг от друга значениями независимой переменной, или период дискретизации; n – нашем случае любое целое число, а значение $f[nT]$ – называют дискретами. Если период дискретности T задан, то решетчатая функция однозначно формируется из исходной непрерывной. Операция замены непрерывной функции решетчатой $y(nT) \Rightarrow f(t)_{t=nT}$. Например,

$$y(t) = e^{-t/Te} \Rightarrow y[n] = e^{-nT/Te}.$$

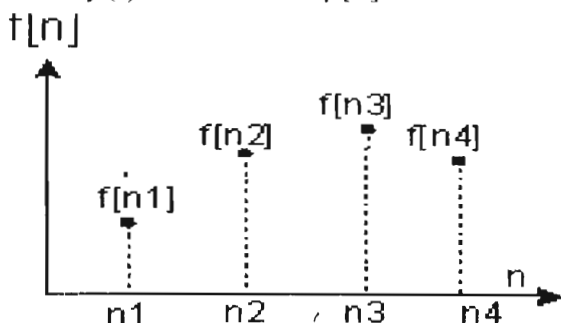


Рис. 1.4. График решетчатой функции

Решетчатые функции определены при целочисленных значениях n , то в дальнейшем записывать решетчатую функцию будем как $f[n]$.

1.3.1. Разности и суммы решетчатых функций

Скорость изменения решетчатой функции характеризуется ее первой разностью (аналогично производной непрерывной функции) [1]

$$\Delta f[n] = f[n+1] - f[n], \quad (1.2)$$

ускорение – это разность второго порядка или

$$\Delta f^2[n] = \Delta f[n+1] - \Delta f[n]. \quad (1.3)$$

В общем случае производным k -го соответствуют разности k -го порядка

$$\Delta f^k[n] = \Delta f^{k-1}[n+1] - \Delta f^{k-1}[n]. \quad (1.4)$$

Операция суммирования решетчатой функции соответствует операции интегрирования непрерывной функции

$$F[n] = \sum_{m=0}^{n-1} f[m]. \quad (1.5)$$

По аналогии с непрерывными функциями результат суммирования соответствует площади, ограниченной ломанной линией (рис 1.5б), которая равна $F[n] \cdot T$. Можно заметить, что сумма решетчатой функции не равна площади, ограниченной соответствующей ей непрерывной функцией, приведенной на рис 1.5а.

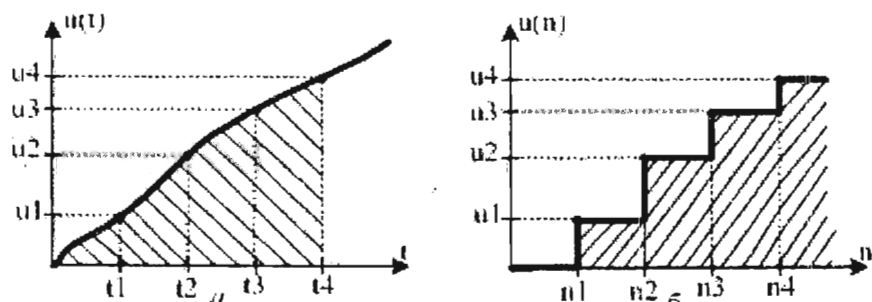


Рис. 1.5. Графическая интерпретация суммы решетчатой функции

Если при исследовании непрерывных систем управления используется дифференциальное уравнение, то при исследовании дискретных систем используется разностное уравнение k -го порядка

$$a_i \Delta y^k[n] + a_{i-1} \Delta^{k-1} y[n] + \dots + a_1 \Delta y[n] + a_0 y[n] = x[n], \quad (1.6)$$

где $a_i, a_{i-1}, \dots, a_0$ — постоянные коэффициенты.

1.3.2. Пример 1

Для примера составим разностное уравнение, описывающее результаты измерения тока с помощью АЦП в индуктивности L , Гн при ее включении через сопротивление R на источник постоянной ЭДС $E0$. Время ИД равно T . Дифференциальное уравнение, связывающее переменные в переходном процессе

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di}{dt} + i = \frac{E0}{R}.$$

Введем масштаб времени $M_t = 1/T$. Далее будем рассматривать только значения $t_n = n \cdot M_t$, $n = 0, 1, 2, \dots$.

Уравнение принимает вид

$$Q_3 \cdot \frac{di}{dt_n} + i = \frac{E0}{R},$$

где $Q_3 = L/(R \cdot M_t)$ - постоянная времени в относительных единицах.

Общее решение уравнения

$$i[n] = i[0] \cdot e^{-1/Q_3} + \frac{E0}{R} (1 - e^{-n/Q_3}).$$

Найдем ток при $t_n = n \cdot M_t$ в зависимости от тока при $t_n = (n-1) \cdot M_t$. ЭДС $E0$ подается в момент $n-1$.

Рассматривая последнее значение тока как начальное, в зависимости от значения n , получаем разностное уравнение

$$i[n] = i[n-1] \cdot e^{-1/Q_3} + E0 \left(1 - e^{-1/Q_3} \right) / R.$$

1.3.3. Дискретное преобразование Лапласа

Используется для анализа дискретных систем [1]. Позволяет решение разностных уравнений свести к решению алгебраических уравнений и, как в непрерывных системах, представить систему управления в виде отдельных звеньев с известными передаточными функциями. Дискретное преобразование решетчатой функции $f[n]$ задается соотношением

$$F(q) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} f[n], \quad (1.7)$$

где q - комплексный параметр;

$F(q)$ - изображение решетчатой функции $f[n]$ в плоскости комплексного параметра.

Каждой решетчатой функции соответствует только одно изображение, и наоборот. Это соответствие записывается следующим образом

$$F(q) \Rightarrow f[n]$$

или $f[n] \Rightarrow F(q)$.

В настоящее время широко используется также Z -преобразование, которое получается заменой в D -преобразовании величины e^q на z .

1.3.4. Основные теоремы $D(z)$ -преобразования

Линейность преобразования.

Пусть дана решетчатая функция

$$f[n] = \sum_{\nu=1}^k a_{\nu} f_{\nu}[n], \quad (1.8)$$

тогда изображение $f[n]$ имеет вид

$$F[q] = \sum_{\nu=1}^k a_{\nu} F_{\nu}[q]. \quad (1.9)$$

Смещение независимой переменной в области оригиналов:

$$\text{если } f[n] \Rightarrow F(q), \text{ то } f[n \pm k] \Rightarrow e^{\pm kq} F(q). \quad (1.10)$$

Смещение независимой переменной в области изображений:

$$\text{если } f[n] \Rightarrow F(q), \text{ то } F(q \pm \lambda) \Rightarrow e^{\mp \lambda n} \cdot f[n]. \quad (1.11)$$

Изображение разностей.

Пусть $f[n] \Rightarrow F(q)$, тогда изображение первой разности

$$\Delta f[n] \Rightarrow (e^q - 1)F(q) - e^q f[0]. \quad (1.12)$$

Изображение разности второго порядка

$$\Delta f^2[n] \Rightarrow (e^q - 1)^2 F(q) - e^q (e^q - 1) f[0] - e^q \Delta f[0]. \quad (1.13)$$

Изображение разности k -го порядка

$$\Delta f^k[n] \Rightarrow (e^q - 1)^k F(q) - e^q \sum_{\nu=0}^{k-1} (e^q - 1)^{k-1-\nu} \Delta^\nu f[0]. \quad (1.14)$$

Изображение суммы дискрет решетчатой функции

$$\sum_{k=1}^{n-1} f[m] \Rightarrow \frac{F(q)}{e^q - 1}. \quad (1.15)$$

Дифференцирование и интегрирование по параметру.

Если оригинал и изображение содержит параметр λ , независимый от n и q , т.е. $f[n, \lambda] \Rightarrow F(q, \lambda)$, тогда

$$\frac{\delta f[n, \lambda]}{\delta \lambda} \Rightarrow \frac{\delta F(q, \lambda)}{\delta \lambda} \text{ и } \int_{\lambda_0}^{\lambda} f[n, \lambda] \delta \lambda \Rightarrow \int_{\lambda_0}^{\lambda} F(q) \delta \lambda. \quad (1.16)$$

Сумма ординат решетчатой функции

$$\sum_{n=0}^{\infty} f[n] \Rightarrow \lim_{q \rightarrow 0} F(q). \quad (1.17)$$

Сумма квадратов ординат решетчатой функции

$$\sum_{n=0}^{\infty} f^2[n] \Rightarrow \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\pi}^{c+j\pi} F(s)F(-s)ds, \quad (1.18)$$

т.е. сумма квадратов ординат решетчатой функции равна значению интеграла свертывания в комплексной плоскости.

1.3.5. D - преобразование непрерывного изображения

Часто определяют дискретную передаточную функцию звена системы регулирования по его передаточной функции в виде непрерывного преобразования Лапласа.

Пусть $W(p) = \frac{N(p)}{M(p)}$ передаточная функция звена системы регулирования, p_k - корни знаменателя $M(p)$, $k=0,1,2, \dots, m$, корни простые, тогда

$$W(q) = \sum_{k=1}^m \frac{N(p_k)}{M'(p_k)} \cdot \frac{e^q}{e^q - e^{p_k T}}. \quad (1.19)$$

Для удобства дальнейшего изложения в таблице Приложения 1 приведены основные решетчатые функции и их $D(z)$ изображения.

1.3.6. Определение решетчатой функции по её D-изображению

Если D -изображение можно представить в виде $F(q) = \frac{N(q)}{M(q)}$, то, как и в случае непрерывного изображения Лапласа, для этой цели используется теорема разложения.

При простых, не равных нулю корнях знаменателя изображения формула разложения имеет вид

$$y[n] = \sum_{k=1}^m \frac{N(q_k)}{M'(q_k)} e^{q_k(n-1)}, \quad n \geq 1, \quad (1.20)$$

где q_k — корни знаменателя $M(q)$ m -го порядка.

Если один из корней знаменателя равен нулю, то формула разложения записывается так

$$y[n] = \frac{N(0)}{M(0)} + \sum_{k=1}^{m-1} \frac{N(q_k)}{(1 - e^{q_k}) M'(q_k)} e^{q_k n}, \quad n \geq 1, \quad q_m = 0. \quad (1.21)$$

$$n \geq 1, \quad q_m = 0.$$

1.3.7. Пример 2

Запишем полученное разностное уравнение примера 1 в Z -изображении $i(z)$. Изображение переменной ЭДС

$$E0[t - T] \Rightarrow E_0[z] \cdot z^{-1},$$

так как смещение независимой переменной на -1 соответствует в области изображений умножению на z^{-1} . Откуда получаем

$$i[z] - i[z] \cdot z^{-1} \cdot e^{-1/Q_3} = \frac{E0[z]}{R \cdot z^{-1}} (1 - e^{-1/Q_3})$$

или

$$i[z] = \frac{E0[z]}{R} \cdot \frac{1 - e^{-1/Q_3}}{z - e^{-1/Q_3}}.$$

1.4. ПРИБЛИЖЕНИЕ ДИСКРЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРОЦЕССА К НЕПРЕРЫВНОМУ

Прежде всего необходимо отметить невозможность восстановления по решетчатой функции, определенной выше, её непрерывного оригинала. В зависимости от характера функции и величины периода дискретизации отклонение решетчатой функции от оригинала может иметь существенное значение.

Например, на рис 1.5 решетчатая функция $y[n]=0$, и отклонение от оригинала достигает $y_{\max}$.

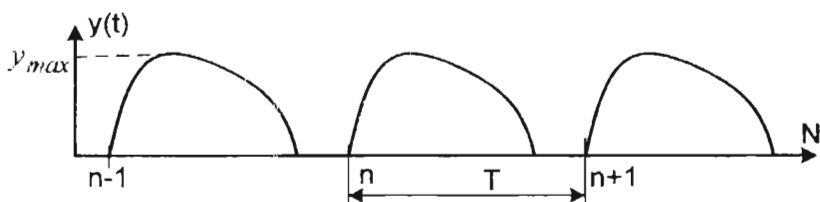


Рис. 1.5. Функция времени с нулевыми значениями на границах ИПВ

Чтобы уменьшить ошибки, связанные с дискретизацией процесса, воспользуемся величиной, известной в математике как норма функции, которая позволяет сравнивать по величине две или более функции. В качестве нормы $\rho[f]$ функции $f(t)$ можно выбрать различные оценки величины функции, например:

- оценку функции по максимальному значению на заданном интервале

$$\rho[f] = \sup[f(t)];$$

- оценку по среднеквадратичному значению за заданный интервал изменения переменной

$$\rho[f] = \left[\int_{t1}^{t2} f^2(t) dt \right]^{1/2};$$

- если $f(t) \geq 0$, то условиям нормы отвечают и средние значения за интервал изменения времени

$$\rho[f] = \int_{t1}^{t2} f(t) dt.$$

Выбор нормы осуществляется из физических соображений. Для электропривода регулируемые координаты: момент двигателя (ток якоря, статора, ротора), скорость вращения вала двигателя, положения вала двигателя. Изменение за интервал каждой последующей из перечисленных координат определяется интегралом от предыдущей за длительность интервала, причем на интервале дискретности, за исключением особых точек, последняя не изменяет знак.

Тогда в качестве регулируемых координат целесообразно применять их среднее значение за период дискретизации или

$$f[nT] \Rightarrow \bar{y}[n],$$

где
$$\bar{y}[n] = \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} f(t) dt. \quad (1.22)$$

Сравним два варианта организации ЦСР:

- измерение значения регулируемой переменной в точке $t = (n-1)T$, на интервале $(n-1)T \leq t < nT$ вычисление управляющего воздействия и выдача его при $t = nT$;

- измерение и вычисление среднего значения регулируемой переменной на интервале $(n-1)T \leq t < nT$, на интервале $nT \leq t < (n+1)T$ вычисление управляющего воздействия и выдача его при $t = (n+1)T$.

Можно заметить, что во втором варианте запаздывание ЦСР увеличивается на один интервал дискретизации.

Для уменьшения этого запаздывания используется то обстоятельство, что среднее значение всегда находится между ее мгновенными значениями на границах интервала

$$y[n-1] \leq \bar{y}[n] < y[n] \text{ или } y[n-1] > \bar{y}[n] \geq y[n]. \quad (1.23)$$

Откуда следует, что всегда найдется одно значение времени $(n-1) \leq ts < nT$, при котором $y(ts) = \bar{y}[n]$. Если можно заранее определить для заданного объекта значение ts , то в некоторых случаях значительно сокращается это запаздывание.

При малых длительностях ИД и, если переменная на ИД изменяется монотонно, достаточно просто вычисляется среднее значение по выражению

$$\bar{y}[n] = (y[n] + y[n-1]) / 2. \quad (1.24)$$

Переменные: ток якоря, напряжение якоря, скорость вращения вала электродвигателя и т.д. - физические величины, имеющие определенные размерности.

При выполнении расчетов в микроконтроллере упомянутые величины изображаются безразмерными двоичными числами (единицами натурального ряда чисел).

Максимально допустимое значение данного числа определяется разрядностью средств сбора информации и выдачи управляющих сигналов: аналого-цифровых преобразователей (АЦП), цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), таймеров, счетчиков и т.п.

Масштабом M_x изображения физической величины x будем называть отношение $M_x = x_m / x$, где x_m - число в ЭВМ, соответствующее значению физической величины x .

Пусть, например, в ЦСР реверсивного электропривода постоянного тока информация о токе якоря поступает в микроконтроллер от 12-разрядного АЦП. Поскольку старший разряд знаковый, то максимальное абсолютное значение числа,

изображающего ток якоря, равно $2^{11}=2048$. Отсюда масштаб тока якоря

$$M_i = 2048 / i_{\max} . \quad (1.25)$$

В связи с тем, что вместо текущего времени при расчетах используется безразмерная величина, то масштаб времени зависит от длительности интервала дискретизации и отношения длительности интервала повторения вычислений к длительности ИД, обозначенное далее буквой d .

Откуда масштаб времени

$$M_t = \begin{cases} 1 / (d \cdot T_{\text{ИПВ}}) & \text{если } T_{\text{ИПВ}} > T \\ d / T_{\text{ИПВ}} & \text{если } T_{\text{ИПВ}} < T \end{cases} , \quad (1.26)$$

где $T_{\text{ИПВ}}$ -длительность ИПВ.

Далее, если не оговаривается, то длительность ИПВ равна длительности ИД.

При использовании микроконтроллера, выполняющего арифметические операции над числами с фиксированной запятой, проблемой является определение максимального значения координаты электропривода: с одной стороны, необходимо получить минимальную погрешность изображения, с другой, не потерять информацию из-за переполнения разрядной сетки устройства.

Для решения этой проблемы используются аппаратные средства преобразователя информации и программные средства микроконтроллера.

2. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА КАК ОБЪЕКТ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

2.1. Постановка задачи

В учебной литературе расчет систем управления электроприводами ориентирован на применение аналоговых систем управления [2], несмотря на то, что преобладающими в настоящее время являются цифровые системы управления. Нередко синтезированная передаточная функция состоит из произведения передаточных функций отдельных звеньев, например, апериодический фильтр и ПИ-регулятор. Переход от полученной передаточной функции регулятора для непрерывной системы к дискретной передаточной функции в общем случае требует специальных расчетов [1], так как при последовательном соединении звеньев непрерывного изображения нет доказательства равенства

$$Z\{W_1(p) \cdot W_2(p) \cdots W_k(p)\} = Z\{W_1(p)\} \cdot Z\{W_2(p)\} \cdots Z\{W_k(p)\}$$

Кроме этого, на процесс регулирования скорости оказывает организация вычислительного процесса, которая не учитывается при синтезе аналоговых регуляторов. Самая простая организация процесса вычислений получается, когда все вычисления по алгоритмам регуляторов выполняются в одном ИД, а результаты вычислений реализуются на следующем ИД. В этом случае в контур регулирования тока и скорости вводится запаздывание на длительность одного ИД.

Рост быстродействия процессоров микроконтроллеров обеспечивает уменьшение времени вычислений, но одновременно усложняются алгоритмы и уменьшается время ИД в связи с ростом допустимой частоты коммутации силовых транзисторов. Следовательно, отношение времени вычислений к длительности ИД остается величиной примерно постоянной. Поэтому при применении цифровой системы регули-

рования скорости электропривода пренебречь вычислительным запаздыванием не удастся и для расчета системы регулирования лучше использовать дискретную модель объекта регулирования.

Для анализа и синтеза ЦСР необходимо иметь дискретную передаточную функцию объекта управления. В случае электропривода объект управления - совокупность преобразователя, источника электрической энергии и электродвигателя, особенно если преобразователь имеет дискретные свойства. Традиционно электропривод рассматривают состоящим из двух частей: электрической и механической. При расчетах систем регулирования отдельно рассматривают вопросы анализа и синтеза электрической части привода - контуров регулирования токов(момента) и потока двигателя, механической части - контуров регулирования скорости и положения.

Поскольку переходные процессы в электрической части привода протекают значительно быстрее, чем в механической части, то они и определяют организацию ЦСР. Ниже рассмотрены способы представления регулируемых координат и дискретные передаточные функции электрической части электроприводов:

- постоянного тока на базе электродвигателя независимого возбуждения;
- переменного тока на базе асинхронного электродвигателя.

2.2. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА НА БАЗЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

2.2.1. Электропривод с широтно импульсным преобразователем для питания якоря двигателя

В прошлом веке электропривод постоянного тока на базе электродвигателя независимого возбуждения с широтно им-

пульсным преобразователем (ШИП) использовался в основном для маломощных систем, например, для привода подачи металлорежущих станков, приводов роботов и манипуляторов. В настоящее время электронная промышленность освоила выпуск запираемых тиристоров (GTO, IGCT, SGCT и др.), которые относятся к полностью управляемым силовым полупроводниковым приборам (СПП) и позволяют построить преобразователи с высокой частотой коммутации ключей. Они допускают частоту переключения до 1 кГц.

Существенно лучшими характеристиками обладают мощные транзисторные модули. Модули IGBT имеют падение напряжения на транзисторах в открытом состоянии от 4 В у модулей первого поколения до 1,2 В у модулей четвертого поколения, что дает возможность значительно увеличить частоту ШИП, например, до 10-20 кГц. Также существенно упрощается фильтрация токов и напряжений на входе и выходе преобразователей. Освоение перечисленных СПП открывает перспективы для применения ШИП в качестве управляемого источника питания мощных электроприводов постоянного тока.

На рис. 2.1 приведены функциональные и расчетные схемы непереворсивного и реверсивного ШИП.

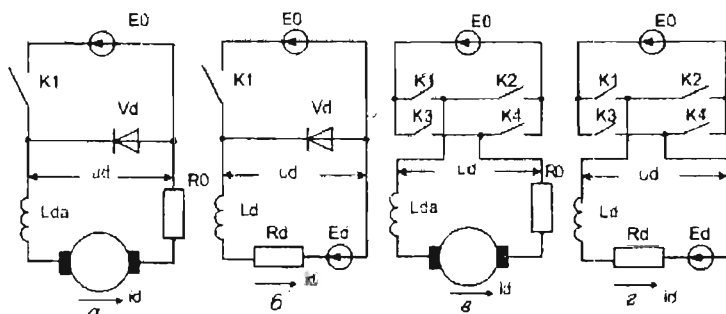


Рис. 2.1. Функциональная (а) и расчетная (б) схемы непереворсивного ШИП; функциональная в и расчетная г схемы реверсивного ШИП

В качестве ключей используются запираемые тиристоры или модули IGBT. И те, и другие содержат включенные параллельно обратные диоды (на схемах эти диоды не показаны).

В зависимости от способа управления для электропривода постоянного тока ШИП выполняется двух типов:

- с регулированием среднего значения напряжения на якоре двигателя;
- с двухпозиционным релейным изменением напряжения.

В данной главе рассмотрим ШИП с регулированием среднего значения напряжения на якоре двигателя. ИД задается принудительно, например, с помощью таймера микроконтроллера. Длительность ИД определяется в основном допустимой частотой переключения СПП и вычислительными возможностями микроконтроллера.

Рассмотрим процессы на n -ом ИД (рис. 2.2).

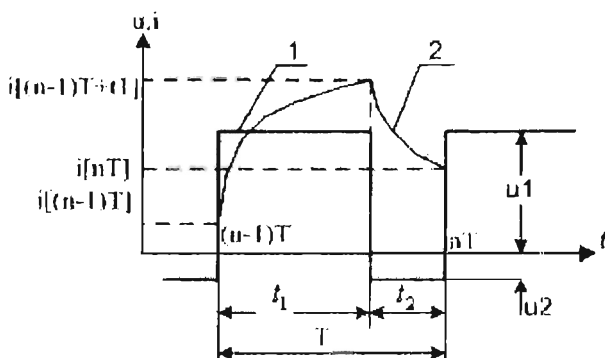


Рис. 2.2. Кривые изменения напряжения 1 и тока 2 якоря на n -ом интервале дискретизации

При включении ключа $K1$ нереверсивной схемы или пары ключей реверсивной схемы в течение времени $0 \leq t1 \leq T$ напряжение источника $E0$ подается на якорную цепь двигателя. С учетом его противо-ЭДС напряжение на якорной цепи

двигателя имеет вид, показанный на рис.2.2, кривая I , и описывается выражением

$$ud = \begin{cases} E_0 - Ed & \text{если } t - (n-1)T \leq t1 \\ -Ed & t1 < t - (n-1)T < T \end{cases} \quad (2.1)$$

Среднее напряжение на якоре двигателя равно $U = E_0 \cdot t1 / T$.

Для регулирования тока якоря (скорости двигателя) изменяется среднее значение напряжения на якоре путем изменения отношения $t1/T$, которое называют коэффициентом заполнения и обозначают буквой D (Duty cycle). Коэффициент заполнения – величина, обратная скважности.

Дифференциальное уравнение, связывающее переменные в переходном процессе

$$\frac{Ld}{Rd} \cdot \frac{di}{dt} + i = \frac{ud(t)}{Rd} \quad (2.2)$$

Введем масштабы изображения в микроконтроллере напряжения Mu и тока якоря Mi . Для анализа процессов только на одном ИД введем время $\tau = t - (n-1)T$.

Уравнение (2. 2) принимает вид

$$Te \frac{di_m}{d\tau} + i = a_0 ud_m(\tau), \quad (2.3)$$

где $Te = Ld / Rd$ - постоянная времени якорной цепи;

$a_0 = Mi / (Rd \cdot Mu)$ - коэффициент уравнения.

Решение уравнения (2.3) зависит от величины τ .

Если $0 < \tau \leq t1$, то

$$i_m(\tau) = i[(n-1)T] e^{-\tau/Te} + a_0 u1 \cdot (1 - e^{-\tau/Te}), \quad (2.4a)$$

когда $t1 < \tau \leq T$, то

$$i_m(\tau) = i(tl)e^{-(\tau-tl)/Te} + a_0 u_2 \left(1 - e^{-(\tau-tl)/Te}\right). \quad (2.4б)$$

Далее используя уравнение (2.4), путем припасовывания, можно построить переходный процесс тока якоря для $n = 1, 2, 3, \dots, k$ и различных значениях $tl(n)$.

На рис 2.3 показан переходный процесс тока якоря при постоянстве времени tl .

Выберем в качестве регулируемой переменной в контуре тока якоря мгновенное значение тока в конце ИД, т.е. $i_m[n]$.

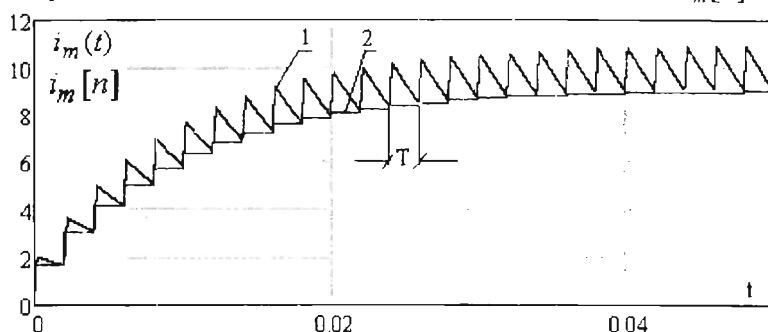


Рис. 2.3 . Переходный процесс тока якоря в виде непрерывной 1 и дискретной функции времени 2; параметры контура тока: $Ld=0.02$; $Rd=2$; $Te=0.1$; $E0=200$; $Ed=0$

Для описания объекта дискретными передаточными функциями определим решетчатую функцию $i_m[n]$. Из уравнения (2.4) с учетом (2.2) получим искомую величину

$$\begin{aligned} i_m[nT] &= i_m[(n-1)T] * e^{-\frac{1}{\alpha}} + \\ &+ a_0 E0 \left(e^{-\frac{1-L[(n-1)T]}{\alpha}} - e^{-\frac{1}{\alpha}} \right) - \\ &- a_0 Ed_m[(n-1)T] \left(1 - e^{-\frac{1}{\alpha}} \right), \end{aligned} \quad (2.5)$$

где $\theta e = T / T_e$ - постоянная времени якорной цепи в относительных единицах;

$E d_m[(n-1)T]$ - мгновенное значение противо-ЭДС, измеренное в начале ИД.

Управляющее воздействие на объект, как выше сказано, это коэффициент заполнения $D[n-1]$. Возмущающее воздействие это противо-ЭДС двигателя. Так как $\frac{D[n-1]}{\theta e} \ll 1$, то линеаризованная передаточная функция контура тока по управляющему воздействию

$$W_{tu}(z) = a_0 E_0 \frac{\chi}{(1-\chi) \cdot \theta e} \cdot \frac{1-\chi}{z-\chi}, \quad (2.6)$$

где $\chi = e^{-1/\theta e}$.

Поскольку в течение ИД скорость двигателя практически не изменяется, то можно принять, что возмущающее воздействие - это значение противо-ЭДС в начале ИД. Тогда дискретная передаточная функция по возмущающему воздействию

$$W_{tv}(z) = a_0 \frac{(1-\chi)}{z-\chi}. \quad (2.7)$$

Решетчатая функция переходного процесса при $D[n] = 0.1 = \text{const}$ приведена на рис 2.3, кривая 2. Определим передаточную функцию объекта при управлении по среднему значению за ИД. Для этого проинтегрируем обе части уравнения (2.3)

$$i_m[nT] - i_m[(n-1)T] + \frac{1}{\theta e} \overline{i_m} = \frac{a_0}{\theta e} (\overline{E_0} - \overline{E d}). \quad (2.8)$$

Переходя к Z-преобразованию и подставив выражение для среднего значения напряжения на якоре, получим

$$\overline{i_m}(z) = \left[a_0 E_0 \cdot \frac{D(z)}{z^2} - a_0 \frac{\overline{Ed}(z)}{z} - \theta e \frac{(z-1)}{z} i(z) \right] \cdot z. \quad (2.9)$$

Из уравнения (2.9) следует

$$i_m[nT] - i_m[(n-1)T] \chi = +a_0 E_0 \chi \frac{D[(n-1)T]}{\theta e} - a_0 Ed_m[(n-1)T](1-\chi). \quad (2.10)$$

откуда

$$i_m(z) = \frac{a_0 E_0 \chi \frac{D(z)}{\theta e \cdot z} - a_0 Ed_m(z)(1-\chi)}{z - \chi}. \quad (2.11)$$

Из выражения (2.8) с учетом значения $i_m(z)$ следует,

$$I_m(z) = a_0 E_0 \cdot \left[\frac{(1-\chi)}{z-\chi} \right] D(z) - a_0 \left[\frac{(1-\chi)}{z-\chi} \right] \overline{Ed_m}(z). \quad (2.12)$$

График $I_m(z)$ при постоянстве $i[n]$ показан на рис 2.3, кривая 2.

Приращение скорости за время переходного процесса определяется интегралом от тока якоря, поэтому из-за некоторой разности площадей, ограниченных кривыми тока и осью абсцисс, изменение скорости при использовании передаточной функции по мгновенным значениям за время переходного процесса даст ошибку по сравнению с фактическим изменением мгновенного значения тока. В этом случае при использовании в качестве регулируемого значения среднего значения тока ошибка отсутствует. Дискретные передаточные функции для среднего значения можно получить из решетчатой по выражению (2.9).

Передаточная функция по управляющему воздействию

$$\overline{Wtu}(z) = a_0 E_0 \frac{(1 - \chi)}{z - \chi}. \quad (2.13)$$

По возмущающему воздействию

$$Wlv(z) = a \frac{(1 - \chi)}{z - \chi}. \quad (2.14)$$

Выбор переменной для построения системы регулирования определяется требованиями, предъявляемыми к качеству регулирования.

2.2.2. Электропривод постоянного тока на базе электродвигателя независимого возбуждения с тиристорным преобразователем для питания якоря двигателя

2.2.2.1. Исходные положения

При разработке импульсной модели тиристорного преобразователя, работающего на якорную цепь двигателя постоянного тока, воспользуемся известным представлением процессов в нем. На интервале преобразования, т.е. между моментами времени, когда включаются тиристоры при угле управления, равным нулю, процессы в обобщенной схеме тиристорного электропривода, показанной на рис.2.4, описываются уравнением

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u - e, \quad i(0) \neq 0, \quad (2.15)$$

где u, i - выпрямленное напряжение и ток; e - ЭДС двигателя постоянного тока.

Эквивалентные параметры цепи выпрямленного тока L, R вычисляются по формулам

$$L = L_d + L_\kappa, \quad R = R_d + R_\kappa, \quad (2.16)$$

где R_d, L_d - параметры цепи постоянного тока; R_κ, L_κ учитывают влияние параметров R_γ, L_γ цепи переменного тока (вклю-

чая анодные реакторы) на протекание процессов в цепи выпрямленного тока.

Если $R_\gamma \ll R_d$, $L_\gamma \ll L_d$, то процессы в коммутационном периоде происходят быстро и можно считать коммутацию мгновенной, а для R_κ , L_κ использовать выражения

$$R_\kappa = \frac{3}{2} \left(\frac{U_{\max}}{E_{\phi \max}} \right)^2 R_\gamma; \quad L_\kappa = \frac{3}{2} \left(\frac{U_{\max}}{E_{\phi \max}} \right)^2 L_\gamma, \quad (2.17)$$

где $E_{\phi \max}$ - амплитудное значение фазной ЭДС; $U_{\max}$ - амплитудное значение выпрямленного напряжения.

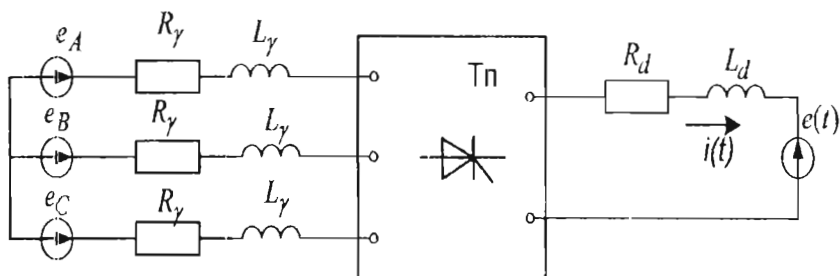


Рис. 2.4. Обобщенная схема силового звена тиристорного электропривода: e_A , e_B , e_C - ЭДС трехфазной сети; R_γ , L_γ - параметры цепи переменного тока; R_d , L_d - то же, но выпрямленного тока

Если же соответствующие параметры цепей переменного и выпрямленного тока соизмеримы, то влияние коммутации вентилей может быть учтено путем введения добавочного активного сопротивления

$$R_{\gamma, \kappa} = 2R_\gamma + \frac{m_n}{2\pi} \omega_0 L_\gamma, \quad (2.18)$$

где ω_0 - частота питающей сети.

Обычно при расчетах систем автоматического управления принимают

$$\begin{cases} L_d = L_{\text{я}} + L_p + L_{\text{ан}}; \\ R_d = R_{\text{я}} + R_p + R_{\text{ан}} + R_{\text{в,к}} + R_c, \end{cases} \quad (2.19)$$

где $L_{\text{я}}, R_{\text{я}}$ — индуктивность и сопротивление якоря двигателя;
 L_p, R_p — катодного реактора;
 $L_{\text{ан}}, R_{\text{ан}}$ — анодного реактора;
 R_c — сопротивление соединительных проводов.

2.2.2.2. Выбор регулируемых величин для цифровой системы регулирования и разностные уравнения для расчета процессов.

Как и в предыдущих способах реализации силовой части, необходимо определить передаточные функции звена тиристорный преобразователь — якорная цепь двигателя. Управляющим воздействием для этого звена является угол управления тиристорами преобразователя, возмущающим противо-ЭДС двигателя.

Математическая модель якорной цепи двигателя постоянного тока, используемая для расчета аналоговых систем управления, это звено, описываемое дифференциальным уравнением первого порядка.

Такое приближенное описание хотя и во многих случаях дает удовлетворительные результаты при расчете аналоговых систем, но возможность его использования в дискретной системе управления путем перехода от непрерывного преобразования Лапласа к дискретному невозможно, так как предварительно необходимо определить, с какой дискретностью по времени и в какой точке измерять ток якоря для его регулирования.

На основании соображений, приведенных в главе 1, выберем в качестве ИД точки естественной коммутации тиристо-

ров. В этом случае длительность ИД $T = \frac{1}{f_c m_{II}}$, где f_c - частота питающей преобразователь электрической сети; m_{II} - количество фаз преобразования. В качестве регулируемого значения тока якоря выберем его среднее значение за ИД [3].

Определение передаточных функций рассматриваемого объекта приведено в [3], здесь дадим окончательные результаты.

Передаточная функция по управляющему воздействию для непрерывного режима тока якоря

$$W_{II}(z) = Ku \frac{1 - \chi}{z(z - \chi)}, \quad Ku = \frac{Mi}{Mu} \frac{2U_{\max}}{\pi \cdot Rd} ku(\alpha[n-1]), \quad (2.20)$$

где $U_{\max}$ — амплитуда линейного напряжения, питающего силовую часть преобразователя;

$ku(\alpha[n-1])$ — изменение коэффициента усиления преобразователя в зависимости от величины угла управления

$$ku(\alpha[n-1]) \approx \sin(\pi/2 - \alpha[n-1]); \quad \chi = e^{-\frac{1}{\alpha}}.$$

Передаточная функция по возмущающему воздействию для непрерывного режима тока якоря

$$W_{IV}(z) = Ku \frac{1 - \chi}{(z - \chi)}, \quad Ku = \frac{Mi}{Mu} \frac{1}{Rd}. \quad (2.21)$$

Существенным недостатком рассмотренного выше способа дискретизации процесса управления является появляющееся при этом время запаздывания в системе регулирования. Поэтому применяется и другой способ организации дискретизации процесса, позволяющий сократить величину запаздывания - это организация ИД. Границами ИД являются моменты времени включения двух соседних в очередности включения тиристоров и вычисление среднего значения тока якоря по его мгновенному значению в точке времени, где оно равно среднему за принятый интервал.

Недостатки такого способа организации управления:

- дополнительные затраты машинного времени на расчет момента времени измерения среднего значения тока;
- изменяющаяся длительность интервала, которая приводит к погрешности вычисления среднего значения тока якоря.

Доказательство приведенных соображений дано в разделе 2.3.3.4.

2.2.2.3. Определение передаточных функций объекта тиристорный преобразователь - якорная цепь ДПТ независимого возбуждения.

Для вывода разностного уравнения дискретных процессов рассмотрим дифференциальное уравнение, связывающее изменение тока якоря с изменением ЭДС преобразователя и противо-ЭДС двигателя, см. уравнение (2.15).

Введем масштабы изображения в микроконтроллере токов Mi и напряжения (ЭДС) Mu . Тогда уравнение (2.15) можно записать в виде

$$T_s \frac{di_m}{dt} + i_m = (u_m - e_m) \cdot a_0, \quad (2.22)$$

где $a_0 = \frac{Mu}{MiRd}$, i_m, u_m, e_m - значение тока (напряжения, ЭДС) в масштабах, принятых для изображения в ЭВМ.

Обозначим символами $t1$ и $t2$ текущее время начала и конца n -го ИД. Пусть в точке $t1$ ток якоря равен $i_m[(n-1)T]$, ξ - текущее время включения очередного тиристора, тогда решение уравнения (2.22) для определения тока в конце интервала записывается в виде

$$i_m[nT] = e^{-T/T_e} \left[i_m[(n-1)T] + (\hat{U}_m - \hat{E}_m) \cdot a_0 \right]. \quad (2.23)$$

Здесь обозначено

$$\begin{aligned} \hat{U}_m &= \frac{a_0}{T} \int_{t1}^{t2} u_m(\zeta) e^{\frac{\zeta}{T}} d\zeta, \\ \hat{E}_m &= \frac{a_0}{T} \int_{t1}^{t2} e_m(\zeta) e^{\frac{\zeta}{T}} d\zeta. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Очевидно, что $\hat{U}_m$ и $\hat{E}_m$ имеют физический смысл импульсов постоянного тока, обеспечивающих такие же значения токов в начале и конце ИД, как и исходная кривая напряжения и ЭДС, поэтому далее назовем эти значения эквивалентными значениями $u_m(t)$ и $e_m(t)$ на заданном ИД.

Интегрируя обе части уравнения (2.22) за время от $t1$ до $t2$, получаем второе уравнение для среднего значения за ИД

$$T_e(i_m[n] - i_m[n-1]) + T \cdot I_m[n] = a_0(U_m[n] - E_m[n])T. \quad (2.25)$$

Величины

$$I_m[n] = \frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} i_m(t) dt; \quad U_m[n] = \frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} u_m(t) dt; \quad E_m[n] = \frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} e_m(t) dt$$

назовем средними значениями, изображенными в микроконтроллере, соответственно тока якоря, напряжения на якоре и противо-ЭДС двигателя за ИД.

Учитывая принятые обозначения $\theta e = \frac{T_e}{T}$ и $\chi = e^{-1/\theta e}$,

получаем, что в общем случае процессы в дискретной системе тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока описываются системой нелинейных разностных уравнений

$$\begin{cases} i_m[n] - \chi \cdot i_m[n-1] = a_0 (\hat{U}_m - \hat{E}_m) \cdot \chi; \\ i_m[n] - \chi \cdot i_m[n-1] = \\ = a_0 \cdot (U_m[n] - E_m[n]) - I_m[n] \end{cases} \quad (2.26)$$

Переходя к изображениям в области Z - преобразования, получаем для изображений мгновенного и среднего значения тока якоря систему уравнений

$$\begin{cases} i_m(z) = \frac{i_m(z)}{z} \cdot \chi + a_0 \cdot \chi \cdot (\hat{U}_m(z) - \hat{E}_m(z)); \\ I_m(z) = a_0 (U_m(z) - E_m(z)) - \frac{1}{\theta_e} i_m(z) \frac{z-1}{z}, \end{cases} \quad (2.27)$$

Из первого уравнения системы

$$i_m(z) = \frac{a_0 \cdot \chi [\hat{U}_m(z) - \hat{E}_m(z)] z}{z - \chi} \quad (2.28)$$

и совместного решения двух уравнений получим

$$I_m(z) = a_0 \{ [U_m(z) - \hat{U}_m(z)] - a_0 [E_m(z) - \hat{E}_m(z)] \} g(z), \quad (2.29)$$

$$\text{где } g(z) = \frac{1 - \chi}{z - \chi}.$$

Величины $\hat{u}_m(z)$, $\hat{U}_m(z)$ зависят от угла управления и длительности ИД, поэтому для вывода передаточной функции W_{ia} , связывающей изменение среднего значения тока якоря с изменением угла управления, определим требуемые зависимости. Включение очередного тиристора происходит внутри ИД и, следовательно, здесь можно реализовать изменение угла управления в интервале $360/m_{II}$ эл. град. При диапазоне изменения угла управления от 0 до 180 эл.град. количество ИД, необходимых для реализации всего диапазона его изменения, равно $m_{II}/2$. Если за базу принять угол, равный $360/m_{II}$ эл. градусов, то в относительных единицах на ИД угол управ-

ления изменяется от 0 до 1. Назовем эту часть дробной частью угла управления в относительных единицах $d\alpha$. Целую часть угла управления обозначим символом E_α .

Для примера на рис. 2.5 показаны кривые выпрямленного напряжения на интервале дискретизации для шестифазного преобразователя. На рисунке t_α - время задержки включения очередного тиристора относительно начала интервала.

Несложно получить, что

$$t_\alpha = \left(\alpha - E_\alpha \cdot \frac{2\pi}{m_n} \right) / \omega_c, \quad (2.30)$$

где $E_\alpha = \text{trunc} \left(\frac{\alpha \cdot m_n}{2\pi} \right)$ - целая часть угла управления.

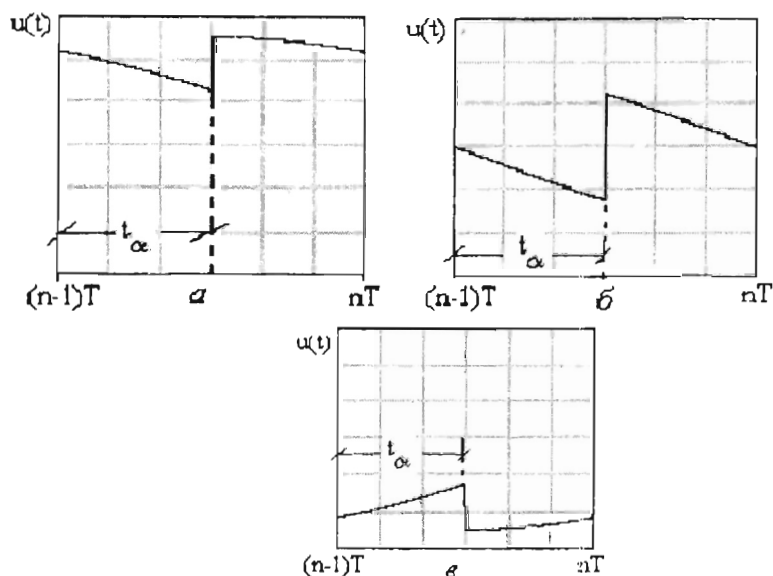


Рис. 2.5. Зависимость мгновенного значения напряжения на выходе преобразователя от угла управления:
а - $\alpha = \pi / 6$; б - $\alpha = \pi / 2$; в - $\alpha = 5\pi / 6$

Отсюда напряжение на выходе преобразователя при непрерывном выпрямленном токе якоря

$$u_{\alpha}(t) = \sin[\omega_c(t - t_1) + \xi_1 + E_{\alpha} \cdot 2\pi / m_n], \quad (2.31)$$

$km=1$, если $t - t_1 < T$; $km=2$, если $t - t_1 \geq T$.

Вычислив интеграл от $u_{\alpha}(t)$ за интервал дискретизации, найдем зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла управления.

После интегрирования, выполнив тригонометрические преобразования и обозначив $\xi_1 = \frac{\pi(m_n - 2)}{4m_n}$, определим среднее значение выпрямленного напряжения за ИД

$$U_{\alpha}[n] = \frac{m_n}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{m_n}\right] \sin\left[d\alpha[n] \frac{2\pi}{m_n} + (E_{\alpha} + 1) \cdot \xi_1\right]. \quad (2.32)$$

Таким образом, получили известное выражение для среднего значения выпрямленного напряжения в зависимости от угла управления, однако в данном случае для дискретной модели. Рассматриваемое звено - нелинейное. Линеаризуем его вблизи точки $\alpha[n-1]$, для чего его приближенно представим как

$$U_{\alpha}[n] = ks \cdot \Delta\alpha[n] + U_{\alpha}[\alpha[n-1]], \quad (2.33)$$

где

$$ks = \frac{m_n}{\pi} \sin(\xi_1) \cdot \cos[\alpha[n-1] + 3 \cdot \xi_1];$$

$$\bar{u}_m(\alpha[n-1]) = \frac{m_n}{\pi} \sin(\xi_1) \cdot \sin[\alpha[n-1] + 3 \cdot \xi_1] \quad (2.34)$$

Для определения $\hat{U}_m = f(\alpha)$ воспользуемся выражениями (2.25) и (2.32). После интегрирования и обычных преобразо-

вапий зависимость, записав $\alpha[n] + \frac{\pi(m_n + 2)}{4m_n} - \psi = \xi 2$, выра-

жение для $\hat{U}_m = f(\alpha)$ будет выглядеть следующим образом

$$\hat{U}_m[n] = \cos(\psi) \sin\left(\frac{\pi}{3} + \xi 2\right) - e^{-2\pi / m_{\Pi} \omega_c} \sin(\xi 2) \quad (2.35)$$

Как и для среднего значения напряжения линеаризуем зависимость эквивалентного напряжения от угла управления.

Обозначив $ke = \frac{d\hat{U}_m}{d\alpha}$ и дифференцируя выражение (2.34),

получаем коэффициент

$$ke = 2 \left[\begin{array}{l} \frac{\cos(\psi)}{\omega_c} \sin(\xi 1) \cos(\xi 2) - \\ - \cos(\psi) e^{\frac{-2\pi}{m_{\Pi} \cdot \omega_c}} \cdot \sin(\xi 1) \sin(\xi 2) \end{array} \right]. \quad (2.36)$$

Приняв $ku = ks - ke$, получаем, что для приращений рассматриваемое звено системы автоматического регулирования можно описать передаточной функцией апериодического звена первого порядка с запаздыванием и изменяющимся коэффициентом усиления в зависимости от величины входного воздействия угла управления α , как показано на рис.2.6.

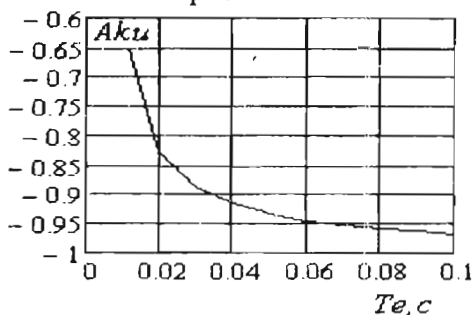


Рис. 2.6. Зависимость амплитуды косинусоиды от Te

Зависимость $k_{\text{и}} = f(\alpha)$ близка к косинусоиду. Амплитуда косинусоиды $A_{k\text{и}}$ уменьшается с уменьшением T_e .

2.2.2.4. Тиристорный электропривод постоянного тока, когда границами ИД служат моменты включения тиристоров.

Для определения дискретной передаточной функции рассмотрим кривую изменения напряжения на якоре двигателя в интервале времени между двумя очередными импульсами управления тиристорами, которая приведена на рис 2.7.

На рис. 2.7: 1 - кривая анодного напряжения на тиристоре, который включается вначале рассматриваемого интервала в точке t_1 с углом управления α_1 ; 2 - кривая анодного напряжения тиристора, следующего в очередности включения в момент t_2 с углом управления α_2 ; 3 - кривая анодного напряжения тиристора, предыдущего в очередности включения.

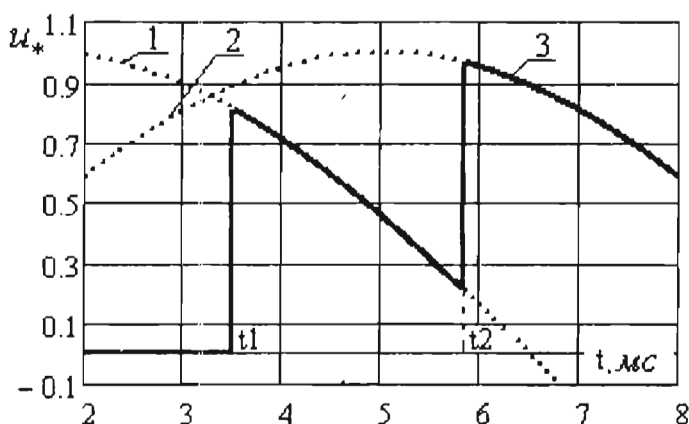


Рис. 2.7. К определению величины $u_*(t)$ на интервале между двумя очередными импульсами управления тиристорами

Длительность ИД t_u равна разности $(t_2 - t_1)$ или

$$t_u = \frac{\alpha[n+1] - \alpha[n] + 2\pi f m_{II}}{\omega_c}, \quad (2.37)$$

т.е. длительность угла управления зависит от первой разности угла управления, которую можно определить только на последующем ИД. Поэтому определим коэффициент передачи ТП при постоянном значении ИД, равном интервалу преобразования

Рассмотрим непрерывный режим тока якоря. Вычисляя по приведенным в пункте 2.2.3.3 выражениям среднее значение напряжения на якоре и ЭДС, а также приведенные эквивалентные значения напряжений и ЭДС, получим следующее выражение для средних значений напряжения якоря двигателя при постоянной длительности ИД

$$U_*(\alpha[n]) = \frac{m_{II}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_{II}}\right) \cdot \cos\left(\alpha[n] + \frac{\pi}{m_{II}}\right). \quad (2.38)$$

Для анализа системы регулирования скорости электропривода в приращениях, когда $\alpha[n] = \alpha[n-1] + \delta\alpha$, приближенно представим зависимость $U_*(\alpha[n])$ в виде

$$U_*(\alpha[n]) \approx U_{*\alpha=\alpha[n-1]} + \left(\frac{dU}{d(\delta\alpha)}\right)_{\delta\alpha \rightarrow 0} \cdot \delta\alpha. \quad (2.39)$$

Обозначив $ks = \left(\frac{dU}{d(\delta\alpha)}\right)_{\delta\alpha \rightarrow 0}$, после дифференцирования получаем

$$ks = \frac{m_{II}}{\pi} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{m_{II}}\right) \cdot \sin(\alpha[n-1]) \right]. \quad (2.40)$$

Выражение для эквивалентного напряжения на рассматриваемом интервале можно записать в виде

$$\hat{U}_*(\alpha[n]) = [\sin(\alpha[n] - \psi + \varphi_1) \cdot [\exp(\theta) - 1]] \cdot \cos(\psi), \quad (2.41)$$

где $\psi = \arctg(\omega_c T_0)$, $\varphi_1 = \frac{\pi(m_{II} - 2)}{2m_{II}}$, $\theta = \frac{2\pi}{m_{II} \omega_c T_0}$.

Как и для $U_*(\alpha[n])$, приближенно представим зависи-

мость $\hat{U}_*(\alpha[n])$ в виде

$$\hat{U}_*(\alpha[n]) \approx \hat{U}_{\alpha=\alpha[n-1]} + \left(\frac{d\hat{U}_*}{d(\delta\alpha)} \right)_{\delta\alpha \rightarrow 0} \cdot \delta\alpha, \quad (2.42)$$

Обозначим $ke = \left(\frac{d\hat{U}_*}{d(\delta\alpha)} \right)_{\alpha=\alpha_1}$, после дифференци-

рования выражения (2.42) получим

$$ke = \cos(\psi) \cdot [\cos(\alpha[n] + \psi_1 - \psi)(e^\theta - 1)]. \quad (2.43)$$

Зависимость коэффициента передачи по управляющему воздействию $(k_s - ke)$ от $\alpha[n-1]$ для линеаризованной системы показана на рис. 2.8, кривые 1, 2, 3.

Для расчета регуляторов рассматриваемую зависимость, как и в аналоговых системах, можно представить косинусоидой, амплитуда которой зависит от величины Te .

При $\Delta\alpha[n+1] \neq 0$ с учетом изменения длительности ИД одновременно изменяются интегральные значения величин и время их усреднения, поэтому если не вводить коррекцию в полученную выше передаточную функцию контура тока, ожидаемое значение среднего тока якоря двигателя будет отличаться от измеренного датчиком среднего значения тока.

Оценить это отклонение можно в численном виде, используя зависимость среднего значения тока якоря от среднего и эквивалентного значений напряжения якоря. В этом случае эти зависимости имеют вид

$$\hat{U}_* (\alpha[n], \Delta\alpha[n]) = \frac{\cos(\psi)2\pi/m}{2\pi/m + \Delta\alpha[n]} \cdot (S1 - S2), \quad (2.44)$$

где $S1 = \sin(\alpha[n] - \psi + \varphi1 + \frac{\Delta\alpha[n]}{2}) e^{\left(\omega_c T_e \left(\frac{2\pi}{m} + \frac{\Delta\alpha[n]}{2}\right)\right)}$;

$$S2 = \sin(\alpha[n] + \varphi1 - \psi).$$

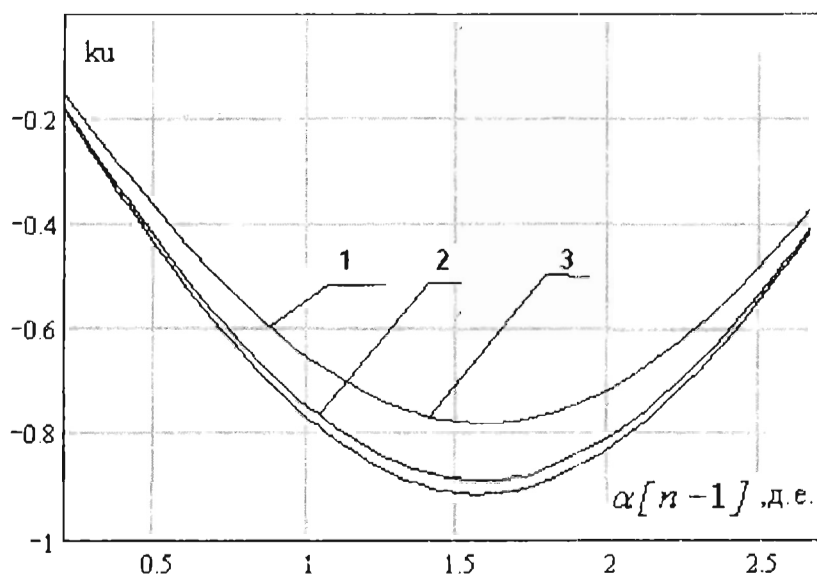


Рис. 2.8. Зависимость $k_u = f(\alpha[n-1])$ при различных значениях

T_e : 1 - $T_e=0.02$ с; 2 - $T_e=0.05$ с; 3 - $T_e=0.08$ с

Приблизительно оценим отклонение фактически измеренного значения тока от ожидаемого в соответствии с расчетным

при постоянной длительности ИД, для чего положим, что в интервале $\Delta t = \frac{\alpha[n] - \alpha[n-1]}{\omega_c}$ мгновенное значение тока постоянно и равно $i_*[n]$. Тогда измеренное значение тока

$$I_t[n] = \frac{I_*[n] + i_*[n] \cdot \nu}{1 + \nu}, \quad (2.45)$$

где $I_*[n]$ - расчетное среднее значение тока якоря;

$\nu = \frac{\Delta t}{t_{ин}}$ - относительное отклонение длительности ИД.

Отсюда величина отклонения

$$\delta I_*[n] = I_t[n] - I_*[n] = \frac{\nu \cdot (i_*[n] - I_*[n])}{1 + \nu}. \quad (2.46)$$

Изображение ошибки вычисления тока якоря в процессе управления можно определить, воспользовавшись полученным в разделе 2.2 изображением мгновенного значения тока якоря в конце ИД. Для малых изменений α изображение ошибки можно записать в виде

$$ik_*(z) = \frac{ke \cdot e^{-\chi}}{1 - e^{-\chi}} \cdot \frac{1 - e^{-\chi}}{z - e^{-\chi}}. \quad (2.47)$$

Здесь $\chi = \frac{Te}{T}$, ke -коэффициент, определенный по выражению (2.32). Подставив значение выражения (2.36) и передаточную функцию для среднего значения тока по выражению (2.25), получим изображение рассматриваемого отклонения для малых изменений угла управления

$$I_t(z) = K_{error} \cdot \frac{(1 - e^{-\chi}) \cdot (z - 1)}{z - e^{-\chi}} \cdot \Delta \alpha_*(z). \quad (2.48)$$

Зависимость коэффициента передачи K_{error} от начального значения угла управления и Te дана на рис. 2.9.

Изменением величины ЭДС двигателя за ИД можно пренебречь (см. выше), поэтому

$$E_s = E[n] \cdot \vartheta; \quad \hat{E}_s = E[n] \cdot [(e^{\theta \nu} - 1) \cdot m_n / (2\pi \nu)], \quad (2.49)$$

где

$$\nu = (1 + \Delta \alpha [n + 1]) m_n / (2\pi).$$

Коэффициент усиления по входу возмущающего воздействия на ток якоря ЭДС двигателя при постоянстве угла управления

$$kw = 1 - [(e^{\theta 1} - 1) \cdot (2\pi / m + \Delta \alpha [n + 1])]. \quad (2.50)$$

где $\theta 1 = \frac{2\pi / m + \Delta \alpha [n + 1]}{\omega_c Te}$.

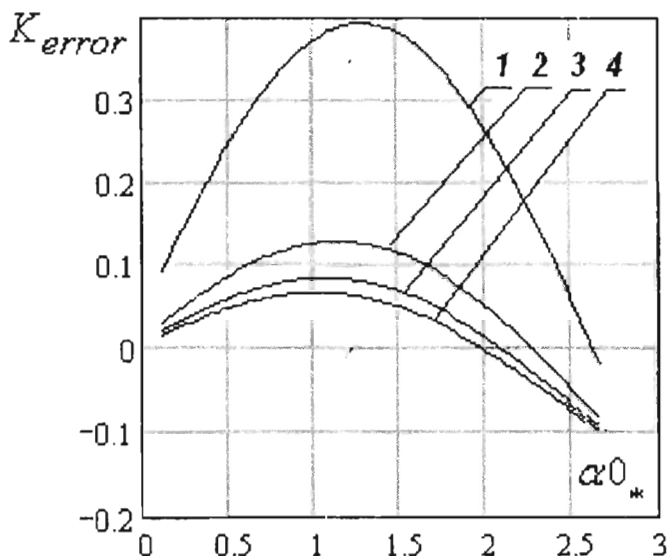


Рис. 2.9. Зависимость коэффициента ошибки от Te : 1- $Te=0.01c$; 2- $Te=0.03c$; 3- $Te=0.05c$; 4- $Te=0.07c$

Численное решение выражения (2.50) показало, что величина $k\omega$ мало зависит от величины $\Delta\alpha[n+1]$, так как она в основном определяется постоянной времени якорной цепи.

2.3. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА БАЗЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ

В зависимости от требований к качеству систем управления электропривода на базе асинхронного электродвигателя (АД) используются два типа систем:

- для электроприводов с диапазоном регулирования скорости 3(5) и отношением постоянной времени технологического объекта к электромагнитной постоянной >20 используется скалярная система регулирования скорости АД, где переменные электродвигателя определяются их величиной и частотой изменения;

- для систем с большим диапазоном регулирования скорости и повышенного быстродействия используют векторную систему регулирования скорости АД, где переменные электродвигателя определяются не только их величиной и частотой изменения, но и фазой..

2.3.1. Векторная система подчиненного регулирования координат с линейными регуляторами и ориентацией векторов по вектору потокосцепления ротора

Для реализации рассматриваемой системы необходимо определить направление и угловое положение вектора потокосцепления ротора двигателя. Ортогональные оси $1,2$ (иногда их в отечественной литературе обозначают x,y (или u,v)) направляют так, что ось 1 совпадает с направлением вектора потокосцепления ротора.

Вектор напряжения статора двигателя рассматривается также в осях 1, 2. Составляющая напряжения по оси 1 регулирует величину тока статора по оси 1 и модуль вектора потокоцепления ротора. Ток статора по оси 2, регулируемый напряжением по этой оси, определит момент, развиваемый двигателем.

Можно заметить, что в этом случае АД подобен двигателю постоянного тока, так как по оси 1 формируется поле машины (обмотка возбуждения для двигателя постоянного тока), а ток по оси 2 задает момент (якорная обмотка двигателя постоянного тока).

Математические основы работы аналоговой системы изложены в [4].

Классический вариант реализации такой системы регулирования содержит два канала регулирования:

- канал регулирования потокоцепления ротора;
- канал регулирования скорости вращения вала двигателя.

Каждый канал регулирования двухконтурный: контур регулирования потокоцепления ротора (контур регулирования скорости) и подчиненный ему контур регулирования проекции тока статора на ось 1 (проекция тока статора на ось 2).

В [4] приводятся передаточные функции объекта управления АД с преобразователем частоты для аналоговой системы регулирования.

Рассмотрим контур регулирования проекции тока статора на ось 1. Управляющее воздействие для объекта управления данного контура — проекция вектора напряжения статора на эту же ось.

Передаточная функция по управлению для аналоговой системы [4]

$$W_{I_1}(p) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{T_r p + 1}{\sigma T_s T_r p^2 + (T_s + T_r)p + 1}, \quad (2.51)$$

где $\sigma = 1 - L0^2 / (L_s L_r)$ - коэффициент рассеивания двигателя.

Необходимо отметить, что для подавляющего большинства асинхронных двигателей $\sigma \ll 1$, откуда корни знаменателя выражения (2.51) p_1, p_2 действительные числа. Поэтому, как предложено в [4], передаточную функцию (2.51) можно представить в виде

$$W I_1(p) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{T_r p + 1}{(T_1 p + 1) T_2 (p + 1)}; T_1 = -\frac{1}{p_1}; T_2 = -\frac{1}{p_2}. \quad (2.52)$$

Для синтеза аналоговых регуляторов преобразователь традиционно приближенно представляют аperiodическим звеном первого порядка вместо безынерционного звена с запаздыванием.

Для дискретной системы можно отказаться от этого приближения и рассматривать преобразователь как безынерционное звено с постоянным запаздыванием (без запаздывания) и единичным коэффициентом передачи.

Тогда схема объекта дискретной системы управления проекцией тока статора АД в осях 1, 2 с широтно импульсным формирователем напряжения имеет вид, показанный на рис. 2.10 а.

Примем, что управляющий сигнал преобразователя в дискретной системе управления — среднее значение проекции напряжения статора по рассматриваемой оси.

Для перехода от непрерывного изображения процесса в рассматриваемом объекте к дискретному воспользуемся теоремой разложения (см. пункт 1.3.5).

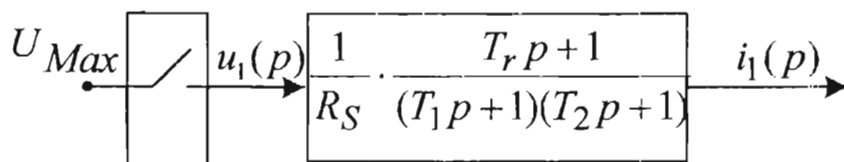


Рис. 2.10 а. Исходная структурная схема объекта для регулятора проекции тока

Вид структурной схемы после преобразования приведен на рис.2.10 б.

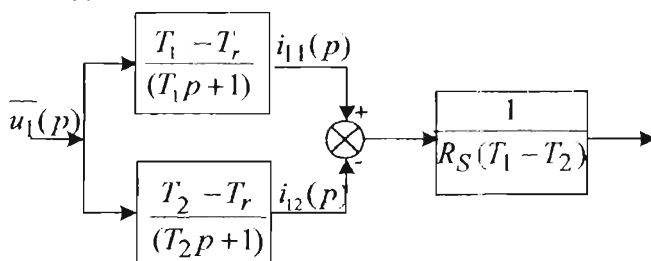


Рис. 2.10 б. Структурная схема объекта для регулятора проекции тока, полученная на основании преобразования исходной

В зависимости от величины τ мгновенное цифровое (машинное) значение тока внутри ИД по рис.2.10 б $i_{1k}(\tau)$, $k=1,2$.

При $T(n-1) < \tau \leq t1$

$$i_{m1k}(\tau) = i_m[(n-1)T]e^{-\tau/T_k} + a_0 U_{Max} \left(1 - e^{-\tau/T_k}\right); \quad (2.53a)$$

при $t1 < \tau \leq T \cdot n$

$$i_{m1k}(\tau) = i(t1)e^{-(\tau-t1)/T_k}, \quad (2.53б)$$

где T_k - постоянная времени апериодического звена;

$a_0 = \frac{Mi}{R_s \cdot Mu}$ — коэффициент уравнения;

$Mi(Mu)$ -масштабы изображения тока (напряжения) в памяти управляющего микроконтроллера;

$t1$ —длительность замкнутого состояния ключа (рис. 2.10 а).

Наличие запаздывания в объекте пока не учитывается.

Масштаб изображения тока якоря в микроконтроллере определяется разрядностью АЦП и коэффициентом передачи датчика тока стагора.

Масштаб напряжения статора в данном случае равен 1, если используется арифметика с плавающей запятой, и определяется разрядностью представления чисел, если используется арифметика с фиксированной запятой.

Вычислив по выражению (2.53) значение тока

$$i_{m|k}[nT] = F(tl[nT], im_{1k}[(n-1)T])$$

и вычислив его дискретное изображение

$$i_{m|k}(z) = Z\{F(tl[n], im_{1k}[n-1])\},$$

получаем

$$i_{m|k}(z) = a_0 \frac{\chi_k}{\theta_k} \cdot \frac{1}{z - \chi_k} \cdot U_{m1}(z). \quad (2.54)$$

В этом уравнении

$$U_{m1}(z) = \frac{U_{Max} Mu}{T} \cdot tl[n] - \text{среднее значение проекции}$$

вектора напряжения статора за ИД;

$$\theta_k = \frac{T_k}{T} - \text{постоянная времени в относительных единицах;}$$

$$\chi_k = e^{-\frac{\tau}{T_k}}.$$

Выражение (2.54) приближенное, так как получено при использовании приближенного равенства $e^{-tl/T} \approx 1 - tl/T$.

На основании выражения (2.54) на рис. 2.10 в. приведена структурная схема объекта регулирования в Z-изображении, когда регулируемым параметром является значение проекции тока статора в начале ИД.

На рис. 2.10 в. введены переменные

$$a1 = (T_1 - T_r); a2 = (T_2 - T_r);$$

$$Ki = \frac{Mi}{Mu \cdot Rs(T_1 - T_2)}.$$

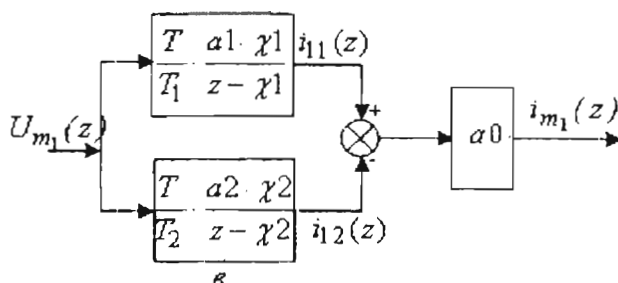


Рис. 2.10 в. Структурная схема объекта для регулятора проекции тока, полученная на основании преобразования исходной

Если регулируемым параметром является среднее значение проекции вектора тока статора за время ИД, то передаточную функцию аperiодического звена первого порядка получим, проинтегрировав обе части дифференциального уравнения, описывающего переходный процесс на его выходе.

С учетом выражения (2.53)

$$im_{1k}[nT] - im_{1k}[(n-1)T] + \frac{1}{\theta_k} \overline{im_{1k}} = \frac{a_0}{\theta_k} \overline{u_1[nT]}. \quad (2.55)$$

Переходя к Z-преобразованию и подставив выражение для среднего значения проекции вектора напряжения на статоре, получим

$$\overline{im_{1k}}(z) = a_0 \cdot \left[\frac{(1 - \chi_k)}{z - \chi_k} \right] \overline{u_1}(z). \quad (2.56)$$

На основании полученного выражения на рис. 2.10 а. дана структурная схема объекта регулирования, когда регулируемым параметром выбрано среднее значение проекции вектора тока статора.

Передаточная функция канала регулирования проекции тока статора на ось 2 для регулирования скорости вращения вала двигателя идентична полученной выше [5], поэтому останавливаться на ее обосновании не будем.

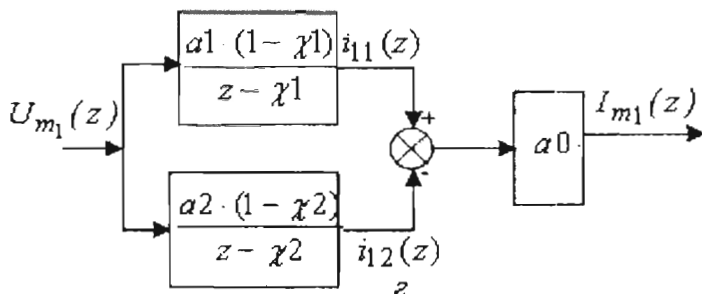


Рис. 2.10 г. Структурная схема объекта для регулятора проекции тока статора; регулируемый параметр - среднее значение тока статора

Возмущающие воздействия для систем регулирования проекции тока статора дополняются перекрестными связями между объектами - контурами регулирования проекций тока статора. Изменение величины проекции тока статора на ось 1 влияет на изменение величины проекции тока по оси 2, и наоборот. Согласно [4], сигналы перекрестных связей равны

$$\Delta i_{1(2)}(t) = \frac{\sigma L_s L_m R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{2(1)}(t)}{|\psi_r|(t)}. \quad (2.57)$$

В контуре регулирования проекции тока статора по оси 2 действует противо-ЭДС. Ее влияние оценивается выражением

$$\Delta i_2(t) = pp \frac{L_m |\psi_r|(t)}{L_r} \cdot \omega(t). \quad (2.58)$$

2.3.2. Векторная система подчиненного регулирования координат с линейными регуляторами и ориентацией векторов по вектору главного потокосцепления двигателя

Векторное управление может быть реализовано не только при определении направления и углового положения вектора потокосцепления ротора (система «Transvektor»).

Практический интерес представляют аналогичные устройства с управлением по вектору главного потокосцепления двигателя. Указанные устройства управления имеют свои особенности. Применение вектора потокосцепления ротора теоретически обеспечивает большую перегрузочную способность АД.

При использовании устройства управления по вектору главного потокосцепления и стабилизации модуля главного потокосцепления двигателя во всех режимах работы не исключается чрезмерное насыщение магнитной системы, упрощается структура управления АД.

Для составляющих вектора главного потокосцепления (по осям α , β статора) возможно прямое измерение, например, с помощью датчиков Холла, устанавливаемых в воздушном зазоре двигателя, или вычисление по измеряемому току и напряжению статора

$$\Psi_{\alpha(\beta)} = \int_0^t (u_{\alpha(\beta)} - i_{\alpha(\beta)}(t) \cdot R_s) dt. \quad (2.59)$$

Несмотря на различия при выборе опорного вектора для реализации векторной системы методика создания дискретного математического описания, предложенная выше, в основном сохранится.

2.3.3. Скалярная система регулирования скорости привода

Скалярная система в настоящее время находит основное применение для управления скоростью электропривода турбомеханизмов (насосов, вентиляторов, компрессоров и т.п.), где требуемый диапазон регулирования скорости не превышает 3 и постоянные времени технологических объектов значительно больше 1. Поэтому нет необходимости в создании регуляторов момента.

Управляющими воздействиями в скалярной системе регулирования скорости являются частота изменения напряжения статора и его действующее значение. Возмущающее воздействие - момент нагрузки механической части привода.

Для требований к электроприводу турбомеханизмов на базе АД можно использовать, приведенные в [6] линеаризованные передаточные функции по управляющему f_1 и возмущающему воздействию M_c .

$$W_{f1}(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{2\pi / \text{pol}}{T_m T_e p^2 + T_m p + 1},$$

$$W_{Mc}(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{T_m (T_e p + 1)}{T_m T_e p^2 + T_m p + 1} \cdot \frac{1}{Js}, \quad (2.60)$$

здесь $T_m = \frac{J}{\beta}$; $\beta = \frac{2M_{max}}{\omega_{1ном} s_k} \frac{s_k^2 (s_k^2 - s_\infty^2)}{(s_k^2 + s_\infty^2)^2}$; $T_e = 1/(s_k \cdot \omega_{1ном})$.

Эти функция получены в предположении, что поток статора в процессе работы АД постоянный. Его постоянство обеспечивается за счет выполнения условия $U_{1\phi} / f_1 = const$.

При этом пренебрегают величиной падения напряжения в активном сопротивлении статора и считают, что ре-

жим работы АД по механической характеристике соответствует рабочему участку. Для перехода к дискретному изображению процессов в электродвигателе представим передаточную функцию $W_{f1}(p)$ в виде суммы простейших передаточных функций

$$W_{f1}(p) = \frac{2\pi}{Js \cdot pol \cdot T_M T_\Sigma} \cdot \left[\frac{1}{T_1 p + 1} + \frac{1}{T_2 p + 1} \right], \quad (2.61)$$

где $T1 = -1/p_1$; $T2 = -1/p_2$;

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_e}\right)^2 - \frac{1}{T_M T_e}} \quad \text{и} \quad |T2| > |T1|.$$

Импульсный элемент формирует импульсы управления двигателем прямоугольной формы длительностью, равной времени ИД. Тогда передаточная функция по управляющему воздействию в дискретной форме

$$W_{f1}(z) = \frac{\Delta\omega_m(z)}{f1_m(z)} = a_2 \left[\frac{1 - \chi_1}{z - \chi_1} \cdot \frac{1}{p_1} + \frac{1 - \chi_2}{z - \chi_2} \cdot \frac{1}{p_2} \right], \quad (2.62)$$

где $\chi_1 = e^{-\frac{T}{T1}}$; $\chi_2 = e^{-\frac{T}{T2}}$; $a_2 = \frac{2\pi \cdot T^2 M\omega}{pol \cdot T_M T_e \cdot Mf}$.

Масштаб изображения скорости вращения вала двигателя определяется способом ввода информации о ее величине.

После преобразования передаточной функции (2.62) получим

$$W_{f1}(z) = a_2 \cdot b_2 \left[\frac{z + b1/b2}{z - \chi_1} \cdot \frac{1}{z - \chi_2} \right]; \quad (2.63)$$

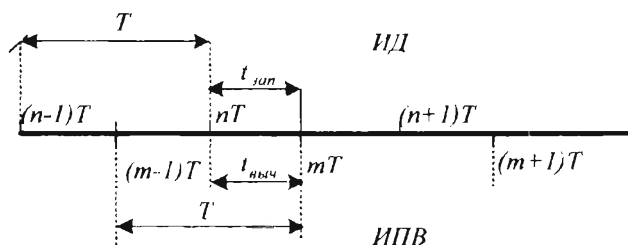
$$b1 = \frac{p_2(1 - \chi_1) + p_1(1 - \chi_2)}{p_1 p_2},$$

$$b2 = \frac{p_2(1 - \chi_1)\chi_2 + p_1(1 - \chi_2)\chi_1}{p_1 p_2}$$

3. 3. АЛГОРИТМЫ И РАСЧЕТ НАСТРОЕК РЕГУЛЯТОРОВ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. ОРГАНИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для примера рассмотрим организацию вычислительного процесса в двухконтурной системе регулирования скорости, рис.3.1



**Рис.3.1. Организация вычислительного процесса
с уменьшенным временем запаздывания**

Наиболее простая организация процесса вычислений соответствует варианту, когда они выполняются по алгоритмам регуляторов в одном ИД, а результаты вычислений реализуются на следующем ИД. В этом случае в контур регулирования тока и скорости вводится запаздывание на длительность одного ИД.

Если время вычислений $t_{\text{выч}}$ по алгоритму регулирования скорости меньше длительности ИД, то время запаздывания можно уменьшить, сместив ИПВ относительно ИД на время вычислений, как показано на рис.3.1.

Управление производится в следующей последовательности от начала ИД:

- измеряются регулируемые параметры: ток, скорость вращения вала двигателя и т.д.;

- в течение времени $t_{\text{выч}}$ производится вычисление сигналов управления силовыми ключами;

- выдаются сигналы на управляющие электроды СИП.

Очевидно, что запаздывание уменьшается до времени $t_{\text{выч}}$. Реализовать такую организацию вычислительного процесса можно просто только для тех силовых схем, у которых управляющие сигналы не связаны по времени с ИД. Например, отсчет угла управления тиристорами тиристорного преобразователя связан с началом ИД, поэтому смещение времени его реализации приводит к существенному усложнению вопросов измерения среднего значения тока якоря двигателя и организации отсчета угла управления.

Несколько улучшается качество процесса, если запаздывание перенести в контур скорости, т.е. задание для регулятора тока вычислять на $n-1$ интервале, а вычисления по алгоритму регулятора тока и реализацию сигнала управления на n интервале.

Вопрос выбора длительности ИД выходит за рамки настоящей работы, поэтому будем рассматривать варианты организации вычислительного процесса, когда вычислительные алгоритмы регуляторов тока и скорости реализуются в течение одного ИД с вычислительным запаздыванием и без него.

Рассмотрим также влияние вычислительного запаздывания на качество регулирования координат электропривода.

Приведенная ниже методика расчета цифровых регуляторов предполагает, что погрешности датчиков регулируемых параметров (тока, напряжения, потока, скорости и т.п.) и устройства формирования управляющих сигналов лежат в

пределах, не оказывающих существенного влияния на работу системы регулирования.

3.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ ТОКА ЯКОРЯ (СТАТОРА) ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ В ЛИНЕЙНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ

3.2.1. Регулирование тока якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Выше было показано, что в данном варианте привода объект управления - электрическая силовая часть привода (преобразователь, двигатель) при регулировании тока якоря может быть описан передаточной функцией дискретного апериодического звена первого порядка

$$W_T(z) = Ku \frac{1 - \chi}{(z - \chi)}, \quad \chi = e^{-\frac{T}{T_e}}. \quad (3.1)$$

Пусть организация вычислительного процесса позволяет реализовать цифровую систему без вычислительного запаздывания и желаемый переходный процесс тока при скачке задания на входе регулятора тока — экспонента с показателем γ . Тогда передаточная функция последовательного корректирующего звена, в данном случае регулятора тока $W_{PT}(z)$, определится из уравнения

$$\frac{W_T(z)W_{PT}(z)}{1 + W_T(z)W_{PT}(z)} = \frac{1 - \xi}{(z - \xi)}, \quad \xi = e^{-\gamma}, \quad (3.2)$$

откуда передаточная функция регулятора тока

$$W_{PT}(z) = \frac{1 - \xi}{(1 - \chi)Ku} * \frac{z - \chi}{z - 1}. \quad (3.3)$$

Следовательно, регулятор тока цифровой ПИ- регулятор, коэффициенты которого:

- пропорциональной части $kp_{rt} = \frac{1-\xi}{(1-\chi)Ku}$;

- интегральной части $ki_{rt} = \frac{1-\xi}{Ku}$.

Если организация вычислительного процесса не позволяет устранить запаздывание, то кривая переходного процесса не соответствует желаемой, так как передаточная функция замкнутого контура тока в этом случае

$$W_{kt}(z) = \frac{1-\xi}{z^2 - z + 1 - \xi}. \quad (3.4)$$

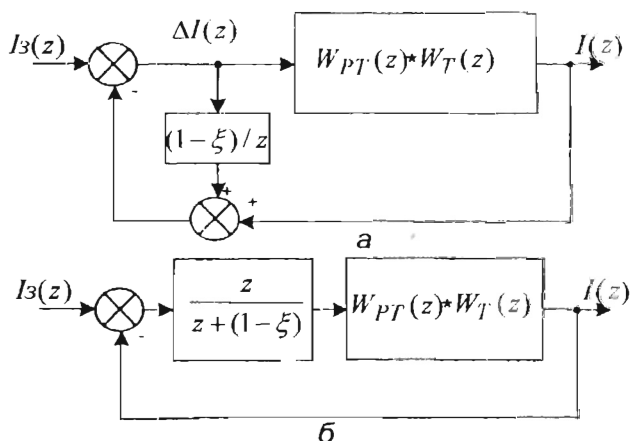


Рис. 3.2. Структурная схема контура регулирования тока при компенсации запаздывания

При $\gamma > 0.228$ корни знаменателя комплексные, т.е. заданное значение тока устанавливается с колебаниями, причем с увеличением γ перерегулирование увеличивается. Для устранения колебательности применяют корректирующие звенья компенсации запаздывания [3], как показано на структурной схеме рис. 3.2а, которому соответствует последовательное корректирующее звено, приведенное на рис.3.2б. Преобразовав последнюю схему с учетом выражений (3.1), (3.3) и нали-

чия запаздывания, получаем передаточную функцию замкнутого контура тока

$$W_{\text{ит}}(z) = \frac{1 - \xi}{z(z - \xi)}, \quad (3.5)$$

т.е. желаемую кривую переходного процесса, но запаздывающую на время одного ИД относительно скачка задания.

При этом необходимо учитывать одно обстоятельство. Из-за погрешностей при определении параметров цепи тока якоря (статора) постоянная времени реального процесса γ_{ϕ} будет отличаться от расчетного значения γ_p .

Если $\exp(-\gamma_p) < \exp(-\gamma_{\phi})$, то процесс затягивается; если уменьшить значение γ_p так, что $\exp(-\gamma_p) > \exp(-\gamma_{\phi})$, то появляется перерегулирование.

3.2.2. Пример 3

1. Данные электропривода: тип двигателя 1GGH451 Simens.

Параметры силовой части электропривода даны в табл. 3.1.

Таблица 3.1

- Параметры силовой части электропривода

Наименование параметра	Обозначение	Значение
1. Номинальная мощность, кВт	P_n	845
2. Номинальное напряжение якоря, В	U_n	720
3. Номинальный ток якоря, А	$i_{\text{ном}}$	1230
4. Номинальная частота вращения, об/мин	$n_{\text{ном}}$	750
5. ЕДС преобразователя при $\alpha = 0$, В	E_d0	800
Суммарный момент инерции, кгм ²	J_s	20

Продолжение табл. 3 1

Номинальный момент двигателя, Пм	$M_{ном}$	10868
Число пар полюсов	pol	3
Кратность максимального момента(тока) при номинальном возбуждении	γ	2.6
Сопротивление якоря в горячем состоянии, Ом	R_a	0.009
Индуктивность якоря, Гн	L_a	0.00017
Внутреннее сопротивление источника, Ом	R_0	0.001
Индуктивность источника, Гн	L_0	0.00002

2. Исходные данные для расчета:

- сопротивление якорной цепи $R_d = R_a + R_0 = 0,01$ Ом;
- индуктивность якорной цепи $L_d = L_a + L_0 = 0,00019$ Гн;
- постоянная времени якорной цепи $T_e = L_d / R_d = 0,019$ с;
- длительность ИД $T = 1 / f_{доп} = 0,0008$ с;
- масштаб изображения тока $M_i = 1$;
- масштаб изображения напряжения $M_u = 1$;
- масштаб изображения скорости $M_s = 1$.

3. Расчет параметров настройки регулятора тока. Регулируемый параметр - мгновенное значение тока в конце ИД:

- допустимая частота коммутации полупроводниковых ключей $f_{доп} = 1250$ Гц;

- желаемый показатель качества переходного процесса $\gamma = 1$;

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока

$$k_{p-rt} = \frac{M_u R_d (1 - \exp(-\gamma)) \cdot \exp(-T / T_e)}{M_i (1 - \exp(-T / T_e))^2 \cdot T_e / T} = 0.15;$$

- коэффициент передачи интегральной части регулятора тока.

$$k_{i_rt} = (1 - \exp(-T / T_e)) \cdot k_{p_rt} = 6.17 \cdot 10^{-3};$$

- коэффициент передачи звена, компенсирующего запаздывание

$$k_{_zp} = 1 - \exp(-\gamma) = 0.632.$$

3.2.3. Регулирование тока якоря тиристорного электропривода постоянного тока

Рассмотрим особенности регулирования тока якоря в тиристорных электроприводах постоянного тока. Выбрав в качестве границ ИД моменты времени включения очередных тириستоров, можно несколько увеличить быстродействие системы регулирования.

При вычислении среднего значения тока якоря путем интегрирования за ИД его мгновенного значения в контуре регулирования тока якоря появляется запаздывание. Это запаздывание, как показано выше, приводит к значительной величине перерегулирования.

Введя коррекцию запаздывания, можно получить переходный процесс монотонный или с небольшим перегулированием, но с запаздыванием при отработке задания регулятором тока. При этом улучшается качество процесса, причем без коррекции запаздывания, если определять величину среднего значения тока якоря путем измерения мгновенного значения в момент времени, когда оно равно среднему.

Ниже рассмотрены вопросы по определению момента времени, где мгновенное значение тока якоря равно среднему, и приведены выражения для определения ошибки измерения среднего значения тока якоря двигателя по предлагаемому методу.

3.2.4. Приближенное определение среднего тока якоря по мгновенному значению тока в точке равенства его среднему значению

По определению среднего значения переменной величины всегда найдется внутри ИД по оси времени хотя бы одна точка, где среднее значение равно мгновенному значению тока якоря.

На рис 3.3 приведены две кривые изменения мгновенного значения тока якоря: для установившегося 1 и неустановившегося режима 2 регулятора тока. Для установившегося режима точек равенства рассматриваемых значений тока две - T_{s1} и $T_{s1'}$. Для неустановившегося режима возможен случай, когда такая точка только одна - T_{s2} .

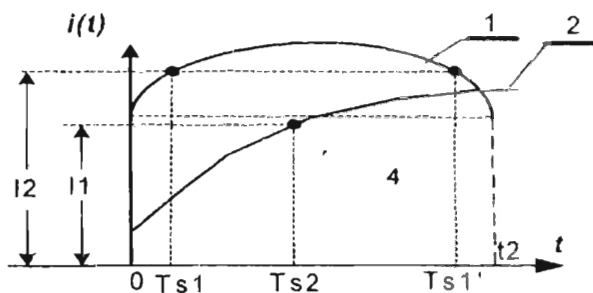


Рис. 3.3. К определению точки времени, где наблюдается равенство мгновенного и среднего значения тока

Если предположить, что известны длительность ИД и указанная особая точка времени, то можно определить среднее значение тока якоря заранее и тем самым сократить величину запаздывания в системе регулирования

В разделе 2.2 получено среднее значение тока якоря за ИД

$$I_*[n] = U_*[n] - E_*[n] - \frac{T_e}{T} \cdot \Delta i_*[n], \quad (3.6)$$

где $\Delta i_*[n]$ - приращение тока за ИД.

Мгновенное значение тока в точке $t = Ts + n \cdot T$ на n -ом ИД

$$i_*(Ts) = i_*[n-1] \cdot e^{-Ts/Te} + \hat{U}_*(\alpha, Ts) - \hat{E}_*(Ts), \quad (3.7)$$

где $i_*[n-1]$ — ток якоря в начале ИД.

Из равенства мгновенного значения тока якоря в заданной точке среднему получаем уравнения для определения Ts

$$i_*[n-1] \cdot e^{-Ts/Te} + \hat{U}_*^1(\alpha, Ts) - \hat{E}_*^1(Ts); \quad (3.8)$$

$$U_*[n] - E_*[n] - \frac{T_e}{t_{un}} \cdot \Delta i_*[n],$$

при этом

$$\Delta i_*[n] = \hat{U}_*^1[n] - \hat{E}_*^1[n] + i_*[n-1] \cdot (1 - e^{-T/Te}), \quad (3.9)$$

где

$$\hat{U}_*^1[n] = e^{-T/Te} \hat{U}_*[n]; \quad \hat{E}_*^1[n] = e^{-T/Te} \hat{E}_*[n].$$

Рассмотрим решение уравнения при $\Delta i[n] = 0$ и $i(n-1) \neq 0$ для различных значений Te , E_* и скачке угла управления от значения, соответствующего гранично-непрерывному режиму тока якоря. Результаты приведены на рис. 3.4.

Очевидно, с точки зрения простоты разработки программы управления, зависимость величины Ts от постоянной времени якорной цепи удобно аппроксимировать зависимостью

$$Ts = kts \cdot te + ts0, \quad (3.10)$$

где $kts = f(ed, \Delta\alpha)$ и $ts0 = f(ed, \Delta\alpha)$.

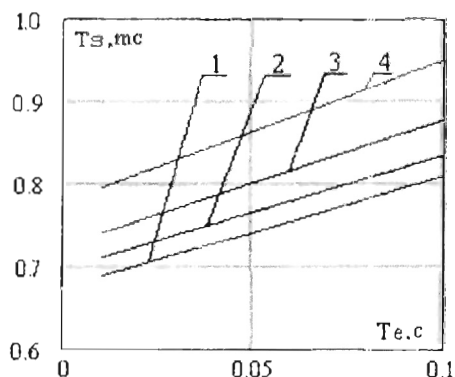


Рис. 3.4. Зависимость $T_s = f(T_e)$ при различных значениях Ed : 1 - $Ed=0$; 2 - $Ed=0.2$; 3 - $Ed=0.4$; 4 - $d=0.6$. Значение скачка угла управления 0.15 рад .

В результате аппроксимации по методу наименьших квадратов показаны зависимости $kts = f(ed, \Delta\alpha)$ (рис.3.5а) и $ts0 = f(ed, \Delta\alpha)$ (рис 3.5 б). Из рисунков следует, что коэффициент kts линейно увеличивается со смещением угла управления в инвертор и слабо зависит от величины ЭДС двигателя; коэффициент $ts0$ практически не зависит от смещения угла, а от ЭДС зависимость имеет вид степенной функции.

Для упрощения расчетов примем последнюю зависимость линейной, тогда выражение для расчета момента измерения среднего значения тока по мгновенному значению тока якоря принимает вид

$$T_s = ((0.1354 + 0.065\Delta\alpha + 0.13ed) \cdot te + 6.87 + 0.075\Delta\alpha + 1.65ed) \cdot 0.0001 \quad (3.11)$$

Для сравнительной оценки погрешности рассматриваемого метода измерения среднего значения тока якоря за ИД рассмотрим характер изменения коэффициента $kit = IT / I_*$, где I_* - измеренное значение среднего тока по рассматриваемому способу;

I_* - фактическое значение среднего тока.

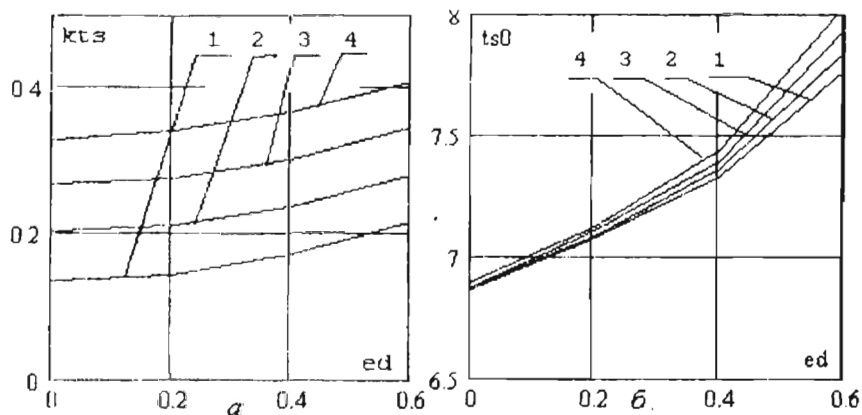


Рис. 3.5. Коэффициенты выражения (3-10) при изменении Ed : а - зависимость $kit = f(ed, \Delta\alpha)$; б - зависимость $ts0 = f(ed, \Delta\alpha)$; 1 - при скачке угла 0.05 рад.; 2 - при скачке угла 0.1 рад.; 3 - при скачке угла 0.15 рад.; 4 - при скачке угла 0.2 рад

Для упрощения расчетов примем последнюю зависимость линейной, тогда выражение для расчета момента измерения среднего значения тока по мгновенному значению тока якоря принимает вид

$$Ts = ((0.1354 + 0.065\Delta\alpha + 0.13ed) \cdot te + 6.87 + 0.075\Delta\alpha + 1.65ed) \cdot 0.0001 \quad (3.11)$$

Для сравнительной оценки погрешности рассматриваемого метода измерения среднего значения тока якоря за ИД рассмотрим характер изменения коэффициента $kit = IT / I_*$,

где I_{*} - измеренное значение среднего тока по рассматриваемому способу;

I_{*} - фактическое значение среднего тока.

Расчетные значения kit показаны на рис 3.6 при изменении Te и ЭДС двигателя.

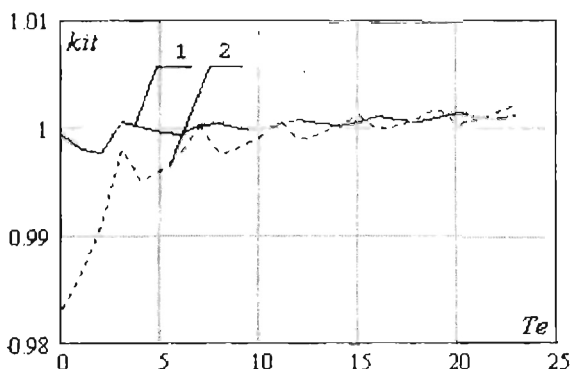


Рис. 3.6. Отношение измеренного среднего значения тока по его мгновенному значению к точному среднему значению в установившемся режиме (1- момент измерения фиксированный, 2- момент измерения вычислен по 3.11)

Из рисунка видно, что при определении момента измерения по выражению (3.11) ошибка составляет меньше 1 %.

Интерес представляет также исследование влияния погрешности отсчета заданного значения времени при измерении указанным способом. В установившемся режиме приращение мгновенного значения тока за ИД равно нулю.

Тогда, учитывая что в установившемся режиме $U_{*}(\alpha, t_{un}) - E_{*}(t_{un}) = I_{*}$, из выражения (3.6) получаем выражение для определения ошибки измерения

$$(i(0) - E0_{*}) \cdot e^{-\frac{T_s + \Delta t}{T_e}} + U_{*}(\alpha, T_s) = I + \Delta I. \quad (3.12)$$

Так как $\Delta t / T_e \ll 1$ и $\int_{T_s}^{T_s + \Delta t} u(t) e^{t/T_e} dt \approx u(T_s) \cdot \Delta t / T_e$, получаем $\Delta I = \frac{\Delta t}{T_e} [u(T_s) / I - 1]$.

Таким образом, в виду малости $\Delta t / T_e$ и $u(T_s) / I < 1$ метод измерения в установившемся режиме мало чувствителен к погрешности отсчета момента измерения. В переходном режиме при измерении среднего тока в точке, выбранной для установившегося режима, появляется ошибка измерения тока якоря, которая зависит от скорости его изменения. Отмеченная зависимость определяется тем, что при расчете положения этой точки на отрезке ИД величина $T_e \cdot di[n] / t_{un}$ равнялась нулю.

Изображение отклонения в процессе управления можно определить, воспользовавшись полученным в разделе 2.2 изображением мгновенного значения тока якоря. Откуда изображение приращения тока на границах ИД для малых отклонений можно записать в виде

$$di_*(z) = ke \cdot \frac{z-1}{z-e^{-\chi}} \cdot \alpha_*(z). \quad (3.13)$$

Следовательно, изображение ошибки при изменении угла управления

$$\delta I_*(z) = ke \cdot \frac{T_e}{t_{un}} \cdot \frac{z-1}{z-e^{-\chi}} \cdot \alpha_*(z). \quad (3.14)$$

Величина коэффициента ke , входящего в выражения (3.13) и (3.14), определена в пункте 2.2.3.3. Поскольку $T_e > t_{un}$, то ошибкой измерения среднего значения тока по рассматриваемому способу пренебречь нельзя. Следовательно, ее необходимо учитывать при построении быстродействующих цифровых систем регулирования координат тиристорного электропривода постоянного тока.

В прерывистом режиме тока рассчитанная точка времени по выражению (3.11) может быть расположена после окончания импульса тока. Поэтому ошибка может достигать величины фактического значения тока. Следовательно, в прерывистом режиме рассматриваемый способ измерения среднего значения тока якоря нецелесообразен.

3. 2.5. Пример 4

1. Данные электродвигателя по примеру 3 с изменениями:

- среднее значение максимального выпрямленного напряжения $U_{dmax}=800$ В;
- схема выпрямления –трехфазная, мостовая.
- приведенный суммарный момент инерции механической части $J_s=65$ кгм².

2. Исходные данные для расчета:

- сопротивление якорной цепи $R_d = R_a + R_0 = 0.01$ Ом;
- индуктивность якорной цепи $L_d = L_a + L_0 = 0.19$ мГн;
- постоянная времени якорной цепи $T_e = L_d / R_d = 0.019$ с;
- частота питающей сети $f = 50$ Гц, фаз выпрямления $m=6$;
- длительность ИД $T = 1 / (m * f_c) = 0.003334$ с;
- масштаб изображения тока в микроконтроллере $M_i = 1$;
- масштаб изображения напряжения в микроконтроллере $M_u = 1$;
- масштаб изображения скорости в микроконтроллере $M_s = 1$.

3. Расчет параметров настройки регулятора тока, регулируемый параметр мгновенное значение тока, в конце ИД:

- коэффициент усиления тиристорного преобразователя

$$k_u = \frac{Ud \max}{Rd} * \frac{\pi}{2} = 1.257 \cdot 10^5;$$

- желаемый показатель качества переходного процесса $\gamma = 1$;

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока

$$k_{p_rt} = \frac{Mu}{Mi \cdot k_u} \cdot \frac{[1 - \exp(-\gamma)]}{[1 - \exp(-T/Te)]} = 3.129 \cdot 10^{-5};$$

- коэффициент передачи интегральной части регулятора тока

$$k_{i_rt} = [1 - \exp(-T/Te)] \cdot k_{p_rt} = 5.06 \cdot 10^{-6};$$

- регулируемый параметр— среднее значение тока за интервал дискретизации, измеряемое через время T_s после включения очередного тиристора, поэтому звено для компенсации вычислительного запаздывания не включалось;

- напряжение на якоре при рабочей скорости $U_p = (0.8 \dots 1) \cdot U_n$;

- начальный угол управления $\alpha_0 = 2\pi/3$;

- смещение угла от начального для рабочей скорости при гранично непрерывном режиме

$$\Delta\alpha_{\Gamma P} = 0.533;$$

- значение гранично непрерывного тока якоря при рабочей скорости

$$I_{\Gamma P} = 1286 \text{ A};$$

- коэффициент передачи линеаризованного контура тока в прерывистом режиме

$$Kt_{pt} = \frac{I_{\Gamma P}}{\Delta\alpha_{\Gamma P}} = 6290;$$

- коэффициент усиления звена, реализующего степенную функцию

$$K_{st} = (\Delta\alpha_{ip})^{1/2.63};$$

- коэффициент передачи И-регулятора тока в прерывистом режиме

$$k_{i_pr} = \left(\frac{1 - e^{-\gamma}}{K_{t_pr} \cdot K_{st}} \right) = 0.364.$$

3.2.6. Регулирование тока статора в системе подчиненного регулирования координат асинхронного двигателя с ориентацией векторов по вектору потокосцепления ротора

В разделе 2.4.2 приведена структурная схема объекта для регулирования проекций тока статора в виде параллельного соединения дискретных звеньев. Для синтеза цифрового регулятора преобразуем параллельное соединение звеньев на рис.2.10в в последовательное. После алгебраических преобразований дискретная передаточная функция объекта может быть представлена как произведение передаточных функций

$$W_T(z) = a0 \cdot K_i \cdot W1_T(z) \cdot W2_T(z), \quad (3.15)$$

где

$$W1_T(z) = \frac{1}{z - \chi_2}; \quad W2_T(z) = b1 \frac{z - b2/b1}{z - \chi_1}.$$

Значения коэффициентов в формуле (3.15) приведены в табл. 3.2.

Если принять, что желаемый переходный процесс на выходе контура при скачке задания на входе регулятора

тока-экспонента с показателем γ , то передаточная функция регулятора тока может быть найдена из соотношения

$$W_{RT}(z) = \frac{1 - e^{-\gamma}}{W_T(z)(z - 1)}. \quad (3.16a)$$

После подстановки значений $W1_T(z)$ и $W2_T(z)$ и алгебраических преобразований получаем

$$W_{RT}(z) = \left(kp_rt + \frac{ki_RT}{z - 1} \right) \cdot (1 + Wf(z)), \quad (3.17)$$

где kp_RT — коэффициент усиления пропорциональной части ПИ-регулятора

$$kp_RT = \frac{1 - e^{-\gamma}}{(T_1 - T_2) \cdot b1};$$

ki_rt — коэффициент усиления интегральной части ПИ-регулятора

$$ki_rt = kp_rt(1 - \chi2);$$

$$Wf(z) = kf_{RT} \frac{1 - e^{-Tf_{RT}}}{z - e^{-Tf_{RT}}} - \text{передаточная функция фильтра};$$

$$Tf_{RT} - \text{постоянная времени фильтра } Tf_{RT} = -\ln(-b2/b1);$$

kf_{RT} — коэффициент усиления фильтра

$$kf_{RT} = \frac{e^{-Tf_{RT}} - \chi1}{1 - e^{-Tf_{RT}}}.$$

Таблица 3.2

Значения переменных b1 и b2

Коэффициент	Регулируемый ток	
	мгновенное значение проекции вектора тока в начале ИД	среднее значение проекции вектора тока за длительность ИД
b1	$T \cdot \left[\frac{(T_1 - T_r) \chi_1}{T_1} - \frac{(T_2 - T_r) \chi_2}{T_2} \right]$	$(T_1 - T_r)(1 - \chi_1) - (T_2 - T_r)(1 - \chi_2)$
b2	$- \chi_1 \chi_2 T \left[\frac{(T_1 - T_r)}{T_1} - \frac{(T_2 - T_r)}{T_2} \right]$	$- \chi_1 (T_1 - T_r)(1 - \chi_1) + \chi_2 (T_2 - T_r)(1 - \chi_2)$

Рассмотрим влияние фильтра на процесс регулирования тока. Составляющая проекции тока, формируемая фильтром, может найдена после преобразования структурной схемы контура регулирования проекции тока статора, приведенной на рис.3.7а, в схему на рис. 3.7б.

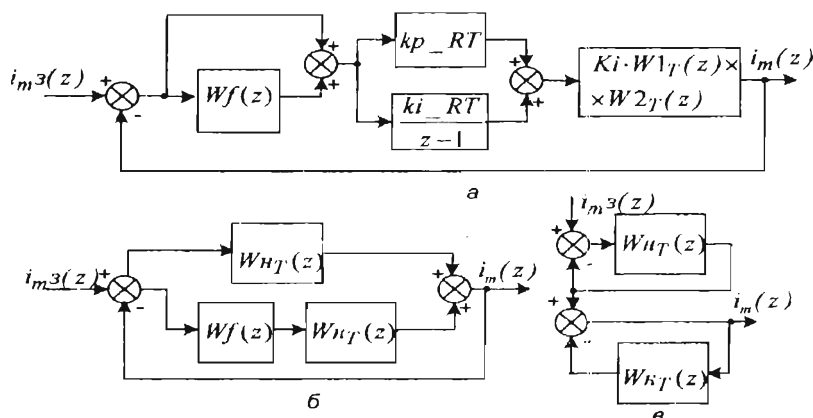


Рис. 3.7. Структурные схемы контура регулирования тока для вычисления величины составляющей тока, определенной фильтром: а - исходная структурная схема контура регулирования тока; б, в - преобразованные

Отклонение кривой тока на выходе контура тока от расчетной при отключении фильтра определим по функции чувствительности системы регулирования [7] к вариации коэффициента усиления фильтра kf_{RT} . В результате для определения указанного отклонения разработана структурная схема, приведенная на рис.3.7в.

На схеме рис.3.7в $W_{H_T}(z)$ - неизменяемая часть контура регулирования тока

$$W_{H_T}(z) = \frac{(1 - e^{-\gamma})(z - b2/h1)}{(z - \chi^1)(z - 1)}, \quad (3.18)$$

где $i_m p_1$ - приближенное значение проекции тока при отсутствии фильтра.

Подставив передаточные функции звеньев, из структурной схемы на рис.3.7в получаем

$$\begin{aligned} \Delta i_m(z) &= (kf_{RT} - \beta) \times \\ &\times \frac{(z - \chi^1) \cdot (z - 1)}{z^2 - (\chi^1 + e^{-\gamma})z + \chi^1 - (1 - e^{-\gamma})e^{-\gamma_{RT}}} \times \\ &\times \frac{1 - e^{-\gamma_{RT}}}{z - e^{-\gamma_{RT}}} \frac{1 - e^{-\gamma}}{z - e^{-\gamma}} i_{m3}(z), \end{aligned} \quad (3.19)$$

где Δi_m - составляющая проекции тока, определяемая фильтром.

Из выражения (3.19) следует, что при скачке задания на входе регулятора тока $\Delta i_m[0] = \Delta i_m[\infty] = 0$ имеется экстремум Δi_m_max . Расчеты, проведенные по формуле (3.19), показали, что для большинства асинхронных короткозамкнутых электродвигателей $|\Delta i_m_max| < 0.05 * i_{m3}$. Таким образом, во многих случаях, при наличии ограничения на время расчетов можно отказаться от блока программы, реализующего фильтр.

Рассмотрим влияние вычислительного запаздывания на процесс регулирования. В этом случае передаточная функция

замкнутого контура регулирования тока с настройкой регуляторов по выражению (3.17) принимает вид

$$W_{zT}(z) = \frac{1 - e^{-\gamma}}{z^2 - z + 1 - e^{-\gamma}}. \quad (3.20)$$

При $\gamma > 0.238$ корни знаменателя становятся комплексными, и процесс регулирования тока выполняется с затухающими колебаниями. На рис. 3.8 приведен график зависимости величины отклонения первого максимума тока от заданного значения $-\delta I_{\max}$ при скачке задания на входе регулятора тока- $i_m z(z)$.

Максимальное отклонение на рис.3.8 определено в относительных единицах

$$\delta I_{\max} = \frac{i_{m\max} - i_m z(z)}{i_m z(z)}. \quad (3.21)$$

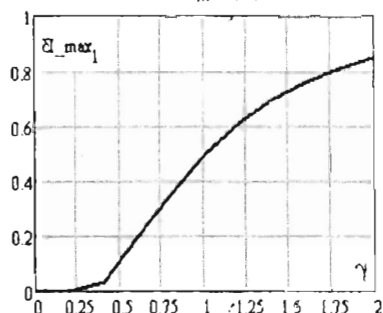


Рис.3.8. График зависимости величины отклонения первого максимума тока от заданного значения при скачке задания на входе регулятора тока

Таким образом, при повышении быстродействия контура регулирования тока необходимо принять меры по компенсации запаздывания, например, с помощью параллельной и последовательной коррекции [1]. Для желаемого процесса в виде экспоненты структурная схема замкнутого контура тока с узлами компенсации запаздывания будет иметь вид, приведенный на рис.3.9.

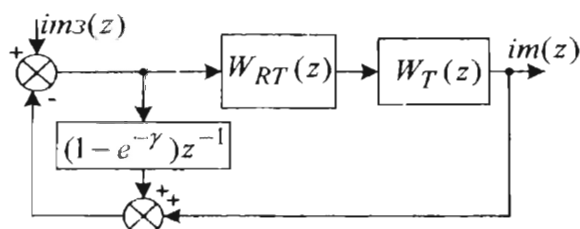


Рис. 3.9. Структурная схема замкнутого контура тока с узлами компенсации запаздывания

3.2.7. Пример 5

1. Данные электропривода: тип двигателя А2134-21-84.

Параметры силовой части электропривода приведены в табл 3.3.

Таблица 3.3

Параметры силовой части электропривода

Наименование параметра	Обозначение	Значение
1. Номинальная мощность, кВт	P_n	110
2. Номинальное напряжение якоря, В	U_n	326.6
3. Номинальный ток якоря, А	$i_{ном}$	103
4. Номинальная частота вращения, об/мин	$n_{ном}$	735
5. ЭДС преобразователя при $\alpha = 0$, В	E_{d0}	800
6. Номинальный КПД	$\eta_{пдн}$	0.95
7. Суммарный момент инерции, кгм ²	J_s	20
8. Косинус угла сдвига вектора тока относительно вектора напряжения в номинальном режиме	$\cos(\varphi_n)$	0.83
9. Номинальный момент двигателя, Нм	$M_{ном}$	1429.15
10. Число пар полюсов	$p_{ол}$	4

Продолжения таб. 3.3		
11.Кратность максимального момента(тока) при номинальном возбуждении	γ_{max}	2.6
12.Допустимая частота переключения транзисторов	f_{dop}	1200
13.Сопротивление статора в горячем состоянии, Ом	R_1	0.010019
14.Сопротивление ротора в горячем состоянии, Ом	R_2	0.024377
15.Индуктивность статора, Гн	L_1	0.009505
16.Индуктивность ротора, Гн	L_2	0.009554
17.Взаимная индуктивность, Гн	L_0	0.009074
18.Внутреннее сопротивление источника, Ом	R_0	0.0006
19.Индуктивность источника, Гн	L_{d0}	0.00002
20.Ёмкость фильтра, Ф	C_f	0.005

2. Исходные данные для расчета:

- длительность ИД $T = 1 / f_{\text{dop}} = 0.000833$ с;
- постоянная времени обмоток статора $T_s = 0.94874$ с;
- постоянная времени обмоток ротора $T_r = 0.39075$ с;
- коэффициент связи $\sigma = 1 - L_0^2 / (L_1 * L_2) = 0.9059$;
- корни знаменателя передаточной функции АД в режиме

регулирования тока в аналоговом виде

$$p_{1,2} = -\frac{(T_s + T_r)}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{(T_s + T_r)}{2}\right]^2 - \sigma T_s T_r}; \quad p_1 = -0.761;$$

$$p_2 = -39.12;$$

- постоянные времени эквивалентных звеньев

$$T_1 = -1 / p_1 = 1.314; \quad T_2 = -1 / p_2 = 0.026;$$

- вспомогательные величины по таблице 3.2

$$b_1 = T \cdot \left[\frac{(T_1 - T_r) \exp(-T / T_1)}{T_1} - \frac{(T_2 - T_r) \exp(-T / T_1)}{T_2} \right] = 0.012106;$$

$$b2 = -\exp(-T/T1) \cdot \exp(-T/T2) \left[\frac{(T_1 - T_r)}{T_1} - \frac{(T_2 - T_r)}{T_2} \right] = -0.01208;$$

- передаточные функции эквивалентных звеньев в дискретном виде

$$W1_T(z) = \frac{1}{z - \exp(-T/T2)} = \frac{1}{z - 0.96793};$$

$$W2_T(z) = b1 \frac{z - b2/b1}{z - \exp(-T/T1)} = 0.012106 \frac{z - 0.021551}{z - 0.99937};$$

- масштаб изображения тока в микро-ЭВМ $Mi = 1$;

- масштаб изображения напряжения в микро-ЭВМ $Mu = 1$;

- масштаб изображения скорости в микро-ЭВМ $Ms = 1$;

- Масштаб изображения потокосцепления в микро-ЭВМ $M\psi = 1$.

3. Расчет параметров настройки регулятора тока, регулируемый параметр— мгновенное значение тока в конце ИД:

- желаемый показатель качества переходного процесса $\gamma = 1$;

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока

$$kp_rt = \frac{Mu \cdot Rd \cdot (T1 = T2)(1 - \exp(-\gamma))}{Mi \cdot b1} = 0.67266;$$

- коэффициент передачи интегральной части регулятора тока

$$ki_rt = (1 - \exp(-T/T2)) \cdot kp_rt = 0.02157.$$

- постоянная времени фильтра

$$Tf = -\ln(-b2/b1) = 0.0021551;$$

- коэффициент усиления фильтра

$$k_f = \frac{\exp(-Tf) - \exp(-T/T1)}{1 - \exp(-Tf)} = -0.70554 ;$$

- передаточная функция фильтра

$$Wf(z) = k_f \frac{1 - e^{-Tf}}{z - e^{-Tf}} = -\frac{0.001519}{z - 0.99785} ;$$

- коэффициент передачи звена, компенсирующего запаздывание

$$k_{zp} = 1 - \exp(-\gamma) = 0.632.$$

3.3. СИСТЕМЫ С РЕЛЕЙНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ТОКА

3.3.1. ШИП с релейным изменением напряжения на якоре двигателя постоянного тока

Увеличение допустимой частоты коммутации СИП позволило расширить область применения релейных регуляторов в контуре тока якоря .

В установившемся режиме ток колеблется вблизи заданного среднего значения за интервал дискретизации. Система регулирования скорости становится нелинейной и обычные методы линеаризации не применимы.

Релейный регулятор тока и якорную цепь далее будем рассматривать как одно звено системы регулирования скорости и задачей является найти приближенную линейную передаточную функцию этого звена для расчета системы регулирования скорости.

Дискретизация процесса управления может реализовываться как в предыдущих случаях, а может выполняться по моментам переключения реле, которое контролирует ток якоря.

Если дискретизация процесса регулирования скорости происходит по заданной длительности интервала дискретизации, то в контуре тока якоря вместе с колебаниями тока, из-за релейной характеристики регулятора, появляются субгармонические колебания амплитуды.

Если дискретизация процесса выполняется по моментам переключения релейного регулятора, то длительность ИД переменная.

Поскольку затраты машинного времени на реализацию релейного регулятора на программном уровне очень малы, то целесообразна различная дискретизация процессов в контуре тока и контуре скорости.

В контуре тока используется дискретизация по моментам переключения реле, в контуре скорости по времени.

Используемые характеристики реле показаны на рис.3.10.

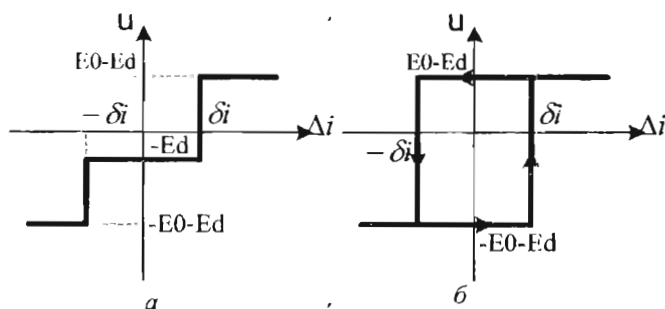


Рис. 3.10. Характеристики реле контроля тока

Зона нечувствительности и люфт в характеристике реле необходимы для уменьшения частоты автоколебаний.

Если ИД задается принудительно по времени, то его длительность ограничивается скоростью нарастания тока якоря, в наихудшем случае изменение тока якоря за ИД не должно превышать некоторой заданной величины.

Изменение тока якоря за ИД

$$\Delta i = t \cdot di/dt \approx u_p \cdot T / L_d, \quad (3.22)$$

где u_p - разность между питающим якорь напряжением и противо-ЭДС двигателя.

В связи с тем, что величина приращения тока за ИД зависит от значений тока и противо-ЭДС на ИД, то определять максимальное значение приращения необходимо, как минимум, в двух режимах:

- при нуле тока и ЭДС или при максимально допустимом значении тока якоря;
- при максимальной скорости электродвигателя.

Для уменьшения величины приращения тока якоря необходимо или уменьшение длительности ИД, или если уменьшать ИД не представляется возможным, устанавливать дополнительную индуктивность в якорь двигателя.

Характеристика реле с люфтом обеспечивает, при прочих одинаковых условиях, меньшую статическую ошибку по среднему за ИД значению тока якоря. При этом на амплитуду и частоту колебаний оказывают влияние параметры якорной цепи и длительность ИД.

Это положение иллюстрируется графиками на рис 3.11, где приведены переходные процессы изменения мгновенного значения тока (кривая 2) и среднего значения тока якоря (кривая 3) при скачке задания тока для $\omega = 0$ p/c; и мгновенного значения тока для $\omega = 70$ p/c (кривая 4).

Графики получены на модели двигателя 1GGH451, параметры которого приведены ниже. ИД в данном случае формировался по времени.

При моделировании не учитывалась сумма времени включения и выключения силового полупроводникового прибора, которая также будет оказывать влияние на амплитуду и частоту колебаний.

При расчете релейного регулятора тока необходимо прежде всего обеспечить ограничение частоты переключения полупроводниковых приборов на заданном уровне $f_{дон}$ при колебаниях тока в пределах удвоенного значения люфта ре-

лейной характеристики, откуда минимальное значение индуктивности якорной цепи двигателя в наихудшем случае при $E_d = 0$

$$I_{d_{\min}} \geq \frac{E_0}{2 \cdot \delta i \cdot f_{\text{дон}}}. \quad (3.23)$$

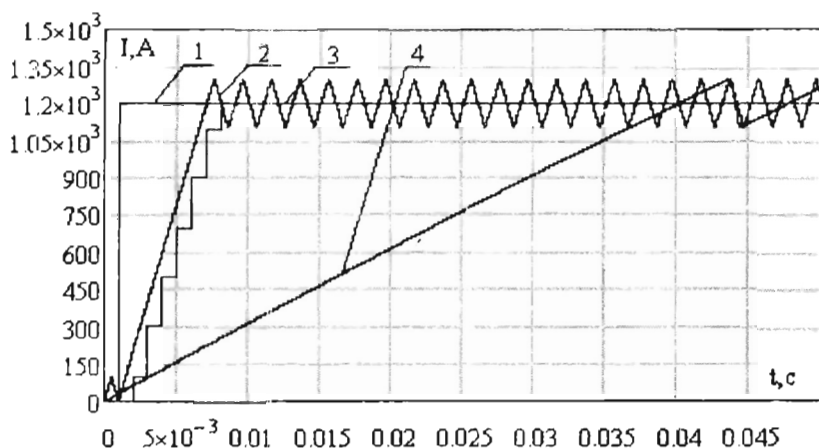


Рис. 3.11. График переходных процессов при релейном регуляторе тока якоря двигателя: 1 - заданное значение тока якоря; 2 - мгновенное значение тока якоря при $\omega = 0$; 3 - среднее значение тока якоря при $\omega = 0$; 4 - мгновенное значение тока якоря при $\omega = 70 \text{ р/с}$

Если полученное значение индуктивности больше индуктивности двигателя, то в цепь якоря необходимо включать дополнительную индуктивность.

3.3.2. Пример 6

1. Данные: тип двигателя 95S Merellin_Motors.
Параметры силовой части привода приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Параметры силовой части электропривода

Наименование параметра	Обозначение	Значение
Номинальная мощность, кВт	P_n	3
Номинальное напряжение якоря, В	U_n	220
Номинальный ток якоря, А	$i_{ном}$	18
Наименование параметра	Обозначение	Значение
Номинальная частота вращения, об/мин	$n_{ном}$	1150
ЕДС преобразователя, В	E_d0	350
Суммарный момент инерции	J_s	0.9
Номинальный момент двигателя, Нм	$M_{ном}$	24.91
Число пар полюсов	pol	3
Кратность максимального момента(тока) при номинальном возбуждении	$\gamma_{ам}$	2.6
Сопротивление якоря в горячем состоянии, Ом	R_a	1.6
Индуктивность якоря, Гн	L_a	0.019
Внутреннее сопротивление источника, Ом	R_0	0.1
Индуктивность источника, Гн	L_0	0.03
Частота переключений ключей силовой части, Гц	f_{dop}	2000

2. Исходные данные для расчета:

- сопротивление якорной цепи $R_d = R_a + R_0 = 1.7$ Ом;
- индуктивность якорной цепи $L_d = L_a + L_0 = 0.022$ Гн;
- постоянная времени якорной цепи $T_e = L_d / R_d = 0.016$ с;
- длительность ИД $T = 1 / f_{dop} = 0.0005$ с;
- масштаб изображения тока в микро-ЭВМ $M_i = 1$;
- масштаб изображения напряжения в микро-ЭВМ

$M_u = 1$;

- масштаб изображения скорости в микро-ЭВМ $M_s = 1$.

3. Расчет параметров настройки релейного регулятора тока:

- примем значение люфта релейного регулятора тока

$$\delta i = 1 \text{ А.}$$

- допустимая скорость нарастания тока якоря при заторможенном двигателе

$$i'(0) = \frac{2 \cdot \delta i}{T} = 8000 \text{ А/с;}$$

- требуемая индуктивность якорной цепи двигателя

$$L_{sa} = \frac{E_0}{i'(0)} = 0.044 \text{ Гн;}$$

- дополнительная индуктивность якорной цепи

$$L_{da} = L_{sa} - L_d = 0.025 \text{ Гн;}$$

- частота среза контура регулирования тока

$$\omega_{cp} = \frac{\pi}{4T} = 1570 \text{ рад/с;}$$

- постоянная времени звена первого порядка, приближенно изображающего процессы в контуре тока, д. е

$$\gamma = \pi / 4 = 0.787;$$

- граница полосы пропускания синусоидального сигнала

$$\omega_{cp} = \sqrt{\frac{i'(0) \cdot k_m \cdot \pi}{2 \cdot J_s}} = 130 \text{ рад/с.}$$

3.3.3. Релейно-векторная системы регулирования тока статора АД с ориентацией векторов по вектору потокосцепления ротора [8]

Рассмотрим схему, когда асинхронный двигатель включен на выходе инвертора напряжения на СПП.

Питание инвертора выполняется от двухполюсника, у которого напряжение холостого хода постоянно и равно E_0 .

Внутреннее сопротивление это последовательно включенные активное сопротивление R_0 и индуктивность LF .

Инвертор представлен шестифазной мостовой схемой включения ключей. Структурная схема контура тока с релейными регуляторами дана на рис 3.12.

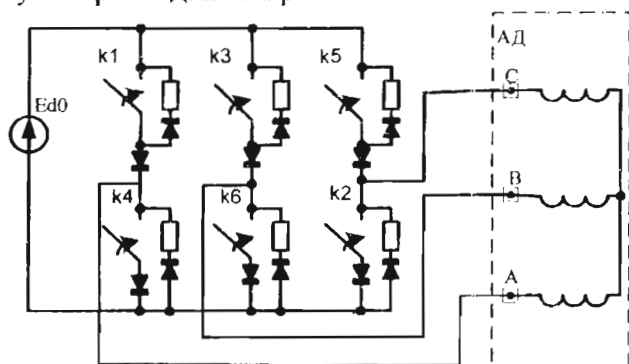


Рис. 3.12. Функциональная схема инвертора

В качестве ключей используются или транзисторы, или быстродействующие тиристоры. В каждом цикле работы инвертора импульсами управления ключей коммутируется три из шести, показанных на схеме 3.13.

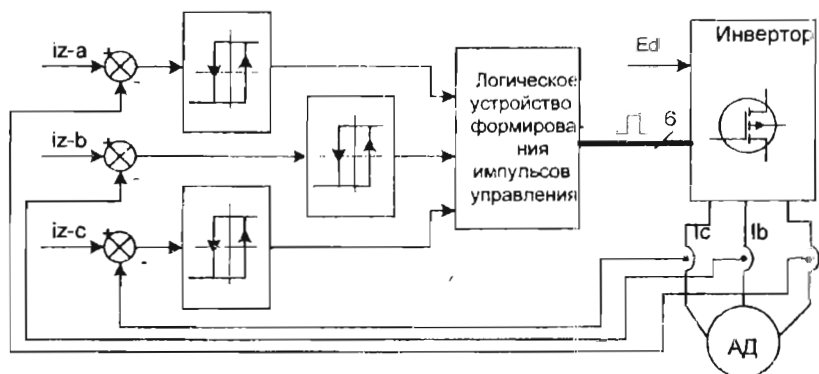


Рис. 3.13. Структурная схема включения регуляторов с релейной характеристикой

Релейные элементы имеют характеристику

$$U_{\text{рел}} = \begin{cases} 100\% & \text{если } i_z - I > \Delta i \\ 0 & \text{если } i_z - I < -\Delta i \end{cases} \quad (3.24)$$

где Δi - половина значения люфта в характеристике.

Логическое устройство в зависимости от значения сигналов на выходе релейного элемента выдает сигналы на включение ключей, номера которых приведены в табл.3.5. Эти номера соответствуют номерам на рис. 3.12.

Таблица 3.5

Управление ключами в зависимости от рассогласования фазных токов и значения напряжения по фазам

Рассогласование на входе релейного элемента			Ключи силовой схемы, открытые	Uab	Ubc	Uca
$i_{za} - I_a$	$i_{zb} - I_b$	$i_{zc} - I_c$				
$> \Delta i$	$< -\Delta i$	$< -\Delta i$	1,6,2	Ed	0	-Ed
$> \Delta i$	$> \Delta i$	$< -\Delta i$	1,3,2	0	Ed	-Ed
$> \Delta i$	$< -\Delta i$	$> \Delta i$	1,6,5	Ed	-Ed	0
$> \Delta i$	$> \Delta i$	$> \Delta i$	1,3,5	0	0	0
$< -\Delta i$	$> \Delta i$	$< -\Delta i$	2,3,4	-Ed	Ed	0
$< -\Delta i$	$> \Delta i$	$> \Delta i$	3,4,5	-Ed	0	Ed
$< -\Delta i$	$< -\Delta i$	$> \Delta i$	4,5,6	0	-Ed	Ed
$< -\Delta i$	$< -\Delta i$	$< -\Delta i$	2,4,6	0	0	0

Контур регулирования потокосцепления ротора настраивается в режиме короткого замыкания АД, а контур регулирования скорости— в режиме холостого хода [5]. В режиме холостого хода проекция вектора напряжения статора на ось α равна модулю вектора статора, а на ось β равна нулю. Такое состояние проекций обеспечивается подачей постоянного тока на статор за счет включения только одной группы ключей по табл.3.5.

Например, если положение осей обмоток ротора при отсутствии его вращения совпадают с осями соответствующих обмоток статора, то включаются ключи 1,6,2. Расчетная величина модуля вектора напряжения статора на основании табл. 3.5 равна $E0$. Из выражения (2.51) получаем, что при скачке напряжения статора скорость нарастания модуля проекции тока статора равна

$$\frac{d(|I_s|)}{dt} \approx E0 \cdot \frac{1}{\sigma L_s} . \quad (3.25)$$

Таким образом, чтобы обеспечить заданный характер колебаний необходимо, чтобы

$$T \approx 2\delta_{ii} / \frac{d(|I_s|)}{dt} . \quad (3.26)$$

3.3.4. Пример 7

1. Данные электропривода: тип двигателя МА132Мб6. Параметры силовой части привода приведены в табл.3.6.

Таблица 3.6

Параметры электропривода

Наименование параметра	Обозначение	Величина
1.Номинальная мощность, кВт	P_n	5.5
2.Номинальное напряжение якоря, В	U_n	220
3.Номинальный ток якоря, А	$i_{ном}$	13.3
4.Номинальная частота вращения, об/мин	$n_{ном}$	500
5.Номинальный КПД	k_{pdn}	0.82
6.ЭДС преобразователя, В	$Ed0$	350
7. Суммарный момент инерции, кгм ²	J_s	1

Продолжение табл. 3.6

8. Косинус угла сдвига вектора тока относительно вектора напряжения	$\cos(\varphi_n)$	0.83
9. Номинальный момент двигателя, Нм	$M_{ном}$	54.71
10. Число пар полюсов	pol	3
11. Кратность максимального момента	$gama$	2.6
12. Сопротивление статора в горячем состоянии, Ом	$R1$	0.8608
13. Сопротивление ротора в горячем состоянии, Ом	$R2$	0.8814
14. Кратность максимального момента	$gama$	2.6
15. Индуктивность статора, Гн	$L1$	0.09378
16. Индуктивность ротора, Гн	$L2$	0.09378
17. Внутреннее сопротивление источника, Ом	$R0$	0.0006
18. Индуктивность источника, Гн	$L0$	0.003
19. Частота переключений ключей силовой части, Гц	$fdop$	2500

2. Исходные данные для расчета:

- длительность ИД $T = 1 / fdop = 0.0004$ с;
- постоянная времени обмоток статора $Ts = 0.10895$ с;
- постоянная времени обмоток ротора $Tr = 0.10639$ с;
- масштаб изображения тока в микро-ЭВМ $Mi = 1$;
- масштаб изображения напряжения в микро-ЭВМ $Mu = 1$;
- масштаб изображения скорости в микро-ЭВМ;
- масштаб изображения потокосцепления в микро-ЭВМ $M\psi = 1$;

3. Параметры релейного регулятора:

- люфт в релейной характеристике $\delta i = 0.75$ А;
- постоянная времени звена первого порядка, приближенно изображающего процессы в контуре тока, д. е $\gamma = \pi / 4 = 0.785$.

3.4. РЕГУЛЯТОРЫ СКОРОСТИ И ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Во всех рассмотренных случаях контур регулирования тока якоря (статора), подчиненный регулятору скорости, может быть представлен аperiодическим дискретным звеном первого порядка с постоянной времени в относительных единицах γ , как показано на структурной схеме рис. 3.13.

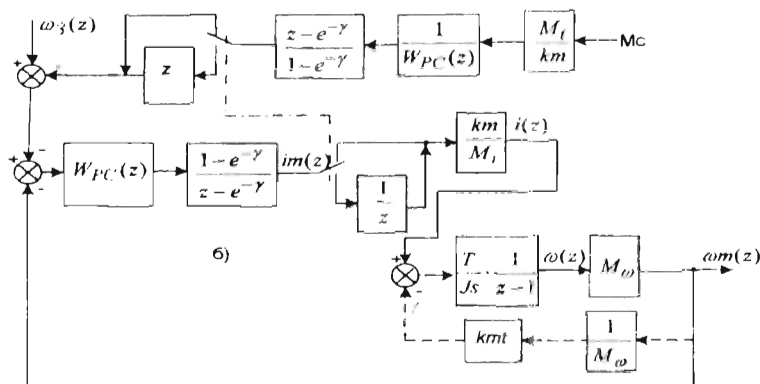


Рис.3.13. Структурная схема контура регулирования скорости

Традиционно одномассовую механическую часть электропривода при расчете подчиненных систем регулирования считают интегрирующим звеном. Расчетная структурная схема привода, приведенная на рис 3.13а, учитывает указанное обстоятельство. На структурной схеме возмущающее воздействие (момент статический) перенесено на вход системы. Переключатель на структурной схеме введен для наглядного изменения ее при наличии (отсутствии) вычислительного запаздывания.

Рассмотрим расчет коэффициента передачи пропорционального регулятора скорости. Примем, что

$$k_{p_rs} = \frac{M_i (1-e^{-\gamma}) \cdot J_s}{M_\omega \cdot km \cdot T}, \quad (3.27)$$

где γ - показатель качества желаемого переходного процесса в контуре скорости.

Тогда выражение передаточной функции замкнутого контура скорости будет иметь вид:

- без запаздывания

$$W_{rs}(z) = \frac{(1-e^{-\gamma s})(1-e^{-\gamma})}{z^2 - (1+e^{-\gamma})z + e^{-\gamma} + (1-e^{-\gamma s})(1-e^{-\gamma})}; \quad (3.28a)$$

- с запаздыванием

$$W_{rs}(z) = \frac{(1-e^{-\gamma s})(1-e^{-\gamma})}{z^3 - (1+e^{-\gamma})z^2 + e^{-\gamma}z + (1-e^{-\gamma s})(1-e^{-\gamma})}. \quad (3.28b)$$

При выборе величины γ необходимо учитывать допустимое перерегулирование скорости, а при наличии запаздывания в контуре тока и ухудшение качества процесса регулирования. На рис 3.14а приведены кривые, позволяющие оценить величину перерегулирования в зависимости от настройки регулятора тока и отношения $\gamma s / \gamma = 2 / k_p$ при отсутствии вычислительного запаздывания, а на рис 3.14б - при наличии вычислительного запаздывания.

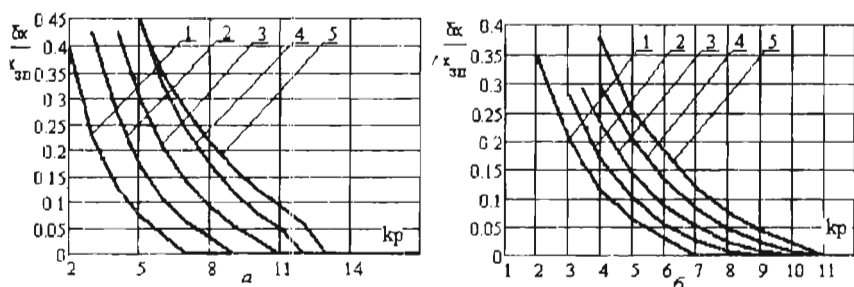


Рис 3.14. Зависимость величины перерегулирования при скачке задания скорости: а - система регулирования без запаздывания; б - с запаздыванием. Кривые: 1 - $\gamma=0.5$; 2 - $\gamma=0.75$; 3 - $\gamma=1.0$; 4 - $\gamma=1.25$; 5 - $\gamma=1.5$

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущению, полученная на основании структурной схемы контура скорости (см. рис.3.13):

- для системы без запаздывания

$$W_{Mc}(z) = \frac{(z - e^{-\gamma})}{z^2 - (1 + e^{-\gamma})z + e^{-\gamma} + (1 - e^{-\gamma})(1 - e^{-\gamma})} \cdot \frac{T}{Js}; \quad (3.29a)$$

- для системы с запаздыванием

$$W_{Mc}(z) = \frac{z(z - e^{-\gamma})}{z^3 - (1 + e^{-\gamma})z^2 + e^{-\gamma}z + (1 - e^{-\gamma})(1 - e^{-\gamma})} \cdot \frac{T}{Js}. \quad (3.29б)$$

Установившееся значение ошибки регулятора скорости

$$\Delta\omega(\infty) = \frac{T}{Js(1 - e^{-\gamma})} Mc(\infty). \quad (3.30)$$

Для расчета коэффициентов передачи ПИ- регулятора скорости обозначим показатели экспонент, входящих в выражение для коэффициентов настройки ПИ регулятора скорости γ_1, γ_2 . Коэффициент передачи пропорциональной части обычно рассчитывают как и для П-регулятора скорости с учетом кривых на рис.3.14 для выбора значения γ_1 .

Таким образом,

$$kp_{rs} = \frac{M_i}{M_\omega} \frac{(1 - e^{-\gamma_1}) \cdot Js}{km \cdot T},$$

$$ki_{rs} = kp_{rs} \cdot (1 - e^{-\gamma_2}). \quad (3.31)$$

На рис 3.15 приведены кривые зависимости $\gamma_2 = f(\gamma_1)$, обеспечивающие перерегулирование скорости при скачке задания $\approx 10\%$ для настроек контура тока со значениями $\gamma = 0.5; 0.75; 1.0; 1.25$. Кривые получены путем расчета переходных процессов для различных значений γ, γ_1 и γ_2 .

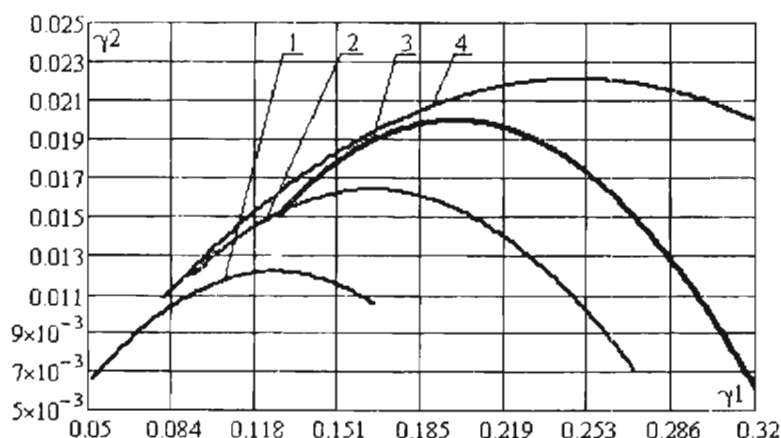


Рис 3.15. Кривые зависимости $\gamma_2 = f(\gamma_1)$, обеспечивающие пере-
регулирование скорости при скачке задания, $\approx 10\%$ для настроек кон-
тура тока: 1 - $\gamma = 0.5$; 2 - $\gamma = 0.75$; 3 - $\gamma = 1.0$; 4 - $\gamma = 1.25$

Приведенные на графике кривые рассчитаны при регулировании среднего значения тока за ИД, поэтому, при регулировании мгновенного значения тока настройка коэффициентов регулятора скорости по кривым графика приведет к уменьшению быстродействия системы.

Настройка ПИ-регулятора скорости с параметрами, соответствующими точкам области выше кривой для заданного значения γ , приводит к увеличению перерегулирования выше 10%, а точкам области ниже этой кривой - к уменьшению перерегулирования меньше 10%.

Порядок расчета параметров регулятора скорости асинхронного двигателя в подчиненной системе регулирования идентичен принципам, приведенным выше для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, так как параметры настроенного контура тока в рассматриваемой системе регулирования эквивалентны параметрам настройки контура тока якоря двигателя постоянного тока. Но в данном случае входом звена, описывающего процессы в механиче-

ской части привода, является проекция тока статора на ось 2 и коэффициент связи электрической части привода с механической при стабилизированной величине потокосцепления ротора

$$km = \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_r} \cdot |\psi_r| \cdot pol. \quad (3.32)$$

Регулирование модуля потокосцепления можно выполнять одним регулятором без внутреннего контура регулирования проекции тока статора [5], но в этом случае на практике сложно ограничить величину тока статора, поэтому ниже рассмотрен двухконтурный регулятор модуля потокосцепления ротора.

Передаточная функция объекта для регулирования модуля потокосцепления ротора в форме обычного преобразования Лапласа имеет вид [4]

$$W\Psi(p) = \frac{|\psi_r|(p)}{i_1(p)} = \frac{L_m}{T_r \cdot p + 1}, \quad (3.33)$$

ей соответствует дискретная передаточная функция при управлении по значению модуля потокосцепления на границах ИД

$$W\Psi(z) = ap \frac{1}{z - \chi p}, \quad (3.34)$$

где $\chi p = e^{-T/T_r}$; $ap = \frac{M\phi}{Mis} \cdot L_m \left(\frac{\chi p \cdot T}{Tr} \right)$,

где $M\phi$ - масштаб изображения потокосцепления ротора, зависит от способа определения потокосцепления: путем вычисления по координатам двигателя или измерением с помощью датчика потокосцепления;

Mis - масштаб изображения тока статора в микроконтроллере.

Если регулируется среднее значение потокосцепления за

ИД, то передаточная функция звена в форме дискретного преобразования Лапласа имеет вид

$$W\P(z) = ap_c \frac{1}{z - \chi p}, \quad ap_c = \frac{M\phi}{Mis} \cdot \frac{Lm}{1 - \chi p}, \quad (3.35)$$

а входом звена в этом случае является среднее значение проекции тока статора на ось l .

Следовательно, в объекте регулирования модуля потокосцепления включены последовательно два дискретных, апериодических звена первого порядка: с передаточной функцией $W\P(z)$ и передаточной функцией контура регулирования тока

$$W_T(z) = (1 - e^{-T})(z - e^{-T}).$$

При синтезе регулятора компенсируем большую постоянную - постоянную времени обмотки ротора, а желаемый процесс зададим значением постоянной γp . Тогда передаточная функция ПИ-регулятора потокосцепления

$$W_{rp}(z) = \left(kp_rp + \frac{ki_rp}{z - 1} \right), \quad (3.36)$$

где kp_rp - коэффициент усиления пропорциональной части ПИ-регулятора потокосцепления

$$kp_rp = \frac{(1 - e^{-\gamma p})}{(1 - \chi p) \cdot ap};$$

ki_rp - коэффициент усиления интегральной части ПИ-регулятора потокосцепления

$$ki_rp = kp_rp \cdot (1 - \chi p).$$

При выборе величины γp необходимо учитывать допустимое перерегулирование модуля потокосцепления, а при наличии запаздывания в контуре тока ухудшение качества процесса регулирования.

3.4.1. Продолжение примера 3

Исходные данные и расчет регулятора тока (пункты примера 1,2,3) приведены в пп. 3.2.2, на основании которых выполнен расчет регулятора скорости.

4. Расчет параметров настройки регулятора скорости:

- примем, что в зоне работы регулятора скорости без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при скачке задания скорости-10%; по рис. 3-14а находим, для $\gamma = 1$, значение $2/\gamma s = 5$, откуда $\gamma s = 0.4$;

- коэффициент момента электродвигателя

$$k_m = M_{nom} / i_{nom} = 8.772;$$

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора скорости

$$k_{p_rs} = \frac{M_i (1 - \exp(-\gamma s)) \cdot J_s}{M_s \cdot k_m \cdot T} = 940;$$

- установившееся значение ошибки при скачке нагрузки от нуля до M_{nom} для П-регулятора скорости

$$\Delta \omega_n = \frac{T}{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot J_s} \cdot M_{nom} = 1.32 p/c.$$

3.4.2. Продолжение примера 4

Исходные данные и расчет регулятора тока (пункты примера 1,2,3) приведены в пп. 3.2.5, на основании которых выполнен расчет регулятора скорости.

4. Расчет параметров настройки регулятора скорости:

- примем, что в зоне работы регулятора скорости без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при

скачке задания скорости - 5%. По рис.3.24а находим для $\gamma = 1$ значение $2/\gamma s = 5.5$, откуда $\gamma s = 0.364$;

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора скорости

$$kp_{rs} = \frac{Mi}{Ms} \frac{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot Js}{km \cdot T} = 640;$$

- установившееся значение ошибки при скачке нагрузки от нуля до M_{nom} для П-регулятора скорости

$$\Delta \omega_n = \frac{T}{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot Js} * M_{nom} = 1.9 \text{ p/c}.$$

3.4.3. Продолжение примера 5

В пункте 3.2.7 приведены параметры двигателя, исходные данные и расчет регулятора тока. На основании данной информации и выводов раздела 3.4 здесь продолжен расчет цифровой системы привода. Выполнены расчеты параметров настройки регулятора потокосцепления и регулятора скорости.

4. Расчет параметров настройки регулятора потокосцепления:

- примем, что в зоне работы регулятора потокосцепления без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при скачке задания потокосцепления было меньше 10%. По кривым 3-14а находим, для $\gamma = 1$, значение $2/\gamma p = 8$. Откуда $\gamma p = 0.25$;

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора потокосцепления

$$kp_{rp} = \frac{T_r \cdot (1 - \exp(-\gamma p))}{T \cdot L0 \cdot \exp(-T/T_r)} = 18210;$$

- коэффициент передачи интегральной части регулятора
потокосцепления

$$k_{i_rp} = (1 - \exp(-T/T_r)) \cdot k_{p_rp} \approx 37.83.$$

5. Расчет параметров настройки регулятора скорости:

- примем, что в зоне работы регулятора скорости без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при скачке задания скорости 10%.

По рис. 3-14а находим для $\gamma = 1$ значение $2/\gamma s = 5$, откуда $\gamma s = 0.4$;

- примем, что регулятор потокосцепления поддерживает во всех режимах модуль потокосцепления ротора $\psi_r = 2$ Вб;

- коэффициент момента электродвигателя

$$k_m = \frac{3}{2} \frac{p_{ol} \cdot L_2 \cdot |\Psi_r|}{L_0} \approx 4.05;$$

- коэффициент передачи пропорциональной части регулятора скорости

$$k_{p_rs} = \frac{M_i}{M_s} \frac{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot J_s}{k_m \cdot T} = 1347;$$

- установившееся значение ошибки при скачке нагрузки от нуля до $M_{ном}$ для П-регулятора скорости

$$\Delta \omega_n = \frac{T}{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot J_s} \cdot M_{ном} = 0.151 \text{ p/c}.$$

3.5. РЕГУЛЯТОРЫ СКОРОСТИ В СИСТЕМАХ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С РЕЛЕЙНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ТОКА ЯКОРЯ (СТАТОРА)

Для выбора и расчета параметров регулятора скорости необходима передаточная функция объекта, которая в данном

случае определяется передаточными функциями контура тока и механической части привода. Из-за наличия релейных характеристик регулятора тока передаточная функция объекта может быть получена только приближенно путем замены на эквивалентную линейную.

В данном случае целесообразно рассматривать вместо мгновенного значения тока якоря среднее значение за ИД, поскольку при установившемся режиме среднее значение тока в идеальном случае постоянная величина.

Длительность интервала дискретизации в контуре скорости принимаем равной $1/f_{\text{опн}}$, чтобы упростить расчеты параметров регулятора скорости. Для синтеза регуляторов скорости можно воспользоваться методами [9].

Получаемые при этом расчетные формулы, определяющие работу регуляторов, громоздки для их реализации в системах реального времени. Для практической реализации при расчете параметров регулятора скорости используем приближенную замену контура тока с релейным звеном линейным звеном.

Наиболее просто осуществляется синтез контура скорости, если выполнить замену нелинейного описания контура тока линейным апериодическим звеном первого порядка.

Постоянная времени этого звена γ определяется скоростью нарастания тока якоря при $t=0$ и, следовательно, она величина переменная, изменяющаяся в зависимости от величины противо- ЭДС двигателя и заданного значения тока якоря

$$\gamma = \frac{\text{abs}(iz) \cdot Ld}{\text{abs}[u_d \cdot \text{sign}(iz) - Ed] \cdot T}. \quad (3.37)$$

Для расчетов примем усредненное значение

$$\gamma = \frac{I_n \cdot Ld}{E_0 \cdot T}. \quad (3.38)$$

Расчетная структурная схема регулирования скорости соответствует схеме (см. рис 3.13), поэтому расчет параметров регуляторов может выполняться в соответствии с расчетными выражения раздела 3.4 при отсутствии запаздывания. Напомним, что результаты носят приближенный характер и требуют проверки на реальном приводе или на его математической модели.

По результатам расчетов систем управления и их проверки на математической модели определено, что настройка регулятора скорости по изложенной выше методике приводит к несколько затянутым по времени переходным процессам, и по сравнению с расчетом коэффициенты регулятора необходимо увеличивать на 15...20%.

Лучшие результаты дает метод определения постоянной времени апериодического звена для замены процессов в релейном контуре тока по полосе пропускания синусоидального сигнала релейным контуром тока.

Определим эту полосу пропускания для случаев, когда заданное среднее значение тока за ИД изменяется по синусоидальному закону с периодом, равным $Tk = Nk \cdot T$ (Nk - целое число).

На рис.3.16 показаны кривые установившегося процесса колебаний для случая, когда период колебаний равен $8T$.

При расчете частоты среза должны выполняться следующие условия:

- длительность ИД и люфт релейной характеристики выбраны в соответствии с рекомендациями, изложенными выше;

- амплитуда колебаний задания тока

$$Am = \frac{di}{dt} \cdot \frac{Tk}{4} \geq 2 \cdot \delta i.$$

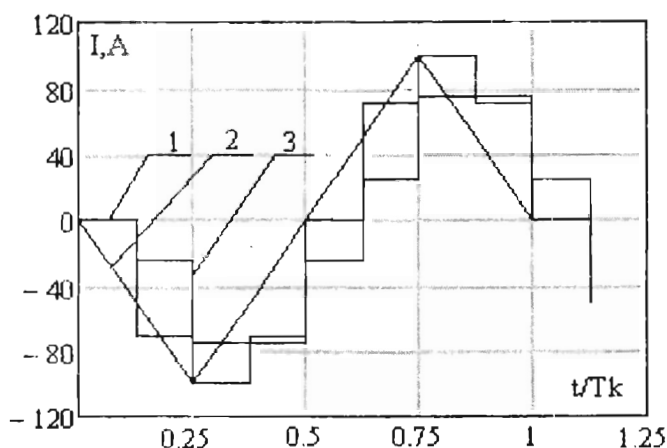


Рис. 3.16. Кривые установившегося процесса колебаний при $T_k = 8T : 1$
 - заданное среднее значение тока; 2 - мгновенное значение тока;
 3- среднее значение тока

Расчеты ослабления амплитуды колебаний на выходе контура тока при различном значении периода колебаний приведены в табл.3.7.

Таблица 3.7

Ослабление амплитуды колебаний	
Период колебаний тока	Ослабление амплитуды, дБ
1. $4T$	6.02
2. $8T$	2.75
3. $16T$	2.05

Таким образом, можно принять частоту среза релейного контура тока ω_{cp} и постоянную времени дискретного звена, эквивалентного звену с релейным регулятором тока γ ,

$$\omega_{cp} = \frac{2\pi}{8T} \text{ и } \gamma = \omega_{cp} \cdot T = 0.785. \quad (3.39)$$

Из-за установки дополнительной индуктивности для ограничения частоты переключения силовых полупроводниковых приборов снижается полоса пропускания синусоидального сигнала задания скорости по сравнению, например, с регуляторами линейных систем, рассмотренных выше.

Максимальная частота синусоидального сигнала без учета остальных факторов (потерь на трение в механической части, вычислительного запаздывания и т.п.) для системы с релейным регулятором тока определится из выражения

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{E0 \cdot Cm}{8Ld \cdot Js \cdot \pi}} \quad (3.40)$$

В векторно-релейных системах регулирования скорости асинхронных двигателей с ориентацией векторов по вектору потокоцепления ротора колебания токов статора в трехфазных осях, по значениям которых переключаются реле, в установившемся режиме имеют более или менее стационарный характер. Колебания тока по оси 2 носят хаотический характер, поскольку переключения реле в фазах двигателя не синхронизированы. Но, так как период колебаний постоянный, то для приближенной настройки можно воспользоваться расчетными формулами, полученными выше для релейных регуляторов тока двигателей независимого возбуждения.

3.5.1. Продолжение примера 6

В пункте 3.3.2 приведены параметры двигателя, исходные данные и расчет регулятора тока. На основании данной информации и выводов раздела 3.5 в данном пункте продолжен расчет цифровой системы привода. Выполнен расчет параметров настройки регулятора скорости.

4. Параметры регулятора скорости:

- примем, что в зоне работы регулятора скорости без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при

скачке задания скорости 10%; по рис. 3-14а находим для $\gamma = 0.75$ значение $2/\gamma s = 5.4$. Откуда $\gamma s = 0.37$;

- ошибка по скорости при набросе нагрузки скачком, величиной M_{nom}

$$\Delta \omega_n = \frac{T}{(1 - \exp(-\gamma s)) \cdot Js} \cdot M_{nom} = 0.045 \text{ p/c.}$$

3.4.2. Продолжение примера 7

В пункте 3.3.4 приведены параметры двигателя, исходные данные и расчет регулятора тока. На основании данной информации и выводов раздела 3.5 в данном пункте продолжен расчет цифровой системы привода. Выполнен расчет параметров настройки регуляторов потокосцепления и скорости.

4. Параметры регулятора потокосцепления:

- примем, что в зоне работы регулятора потокосцепления без ограничения тока якоря допустимое перерегулирование при скачке задания скорости 10%. По рис. 3-14а находим для $\gamma = 0.785$ значение. $2/\gamma p = 7.5$, откуда $\gamma = 0.267$;

- коэффициент усиления пропорциональной части регулятора потокосцепления

$$k_{p_rp} = \frac{[1 - \exp(-\lambda p)]}{L_0 \cdot \exp(-T/T_c)} \cdot \frac{T_r}{T} = 19300;$$

- коэффициент усиления интегральной части регулятора потокосцепления

$$k_{i_rp} = k_{p_rp} \cdot [1 - \exp(-T/T_r)] \approx 41.$$

5. Параметры регулятора скорости:

- постоянная времени контура тока по оси 2 эквивалентна постоянной времени контура тока по оси 1, поэтому $\gamma = 0.785$. Приняв, что допустимая величину перерегулирования в относительных единицах не превышает 10%, получаем $\gamma p = 0.267$;

- заданное значение модуля потокоцепления ротора 2 Вб;

- коэффициент усиления пропорциональной части регулятора скорости при заданном значении модуля потокоцепления

$$kp_{rs} = \frac{2}{3} \frac{[1 - \exp(-\gamma p1)]}{p_{ol} \cdot |\psi_r|_{MAX}} \cdot \frac{L0}{L_r} \approx 850;$$

- по кривым рис. 3.15 находим для $\gamma p1 = 0.267$ значение $\gamma p2 = 0.0071$;

- коэффициент усиления интегральной части регулятора скорости

$$ki_{rp} = kp_{rp}[1 - \exp(-\gamma p2)] = 4.97.$$

3.6. РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ В СКАЛЯРНОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

В главе 2 для малых отклонений получена дискретная передаточная функция асинхронного двигателя, управляемого скалярными значениями частоты и напряжения статора, которая приведена на рис 3.17а. Преобразовав эту функцию аналогично преобразованиям в пп.3.2.4, получим структурную схему, показанную на рис 3.17б.

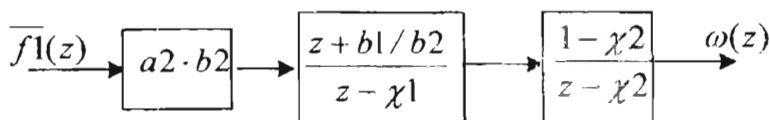


Рис. 3.17а. Исходная структурная схема асинхронного двигателя, управляемого частотой и напряжением статора

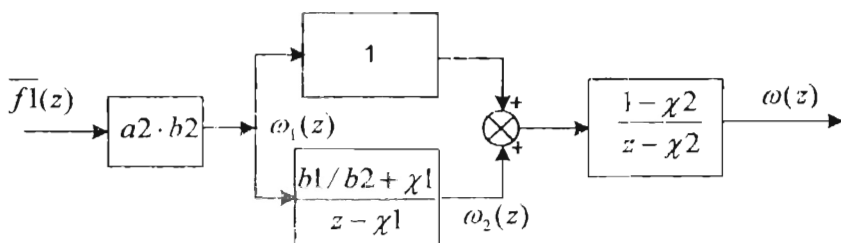


Рис. 3.17 б. Преобразованная структурная схема асинхронного двигателя, управляемого частотой и напряжением статора

Эти схемы аналогичны схеме объекта в структурной схеме регулирования проекции тока статора векторной системы, поэтому можно использовать положения, принятые для регуляторов тока векторной системы, т. е:

- когда $b1/b2 + \chi1 \rightarrow 0$, использовать только ПИ-регулятор для компенсации большей постоянной времени $T2$, а в качестве некомпенсированной постоянной времени принять постоянную $T1$;

- когда $abs(b1/b2 + \chi1) > 0$, дополнительно к регулятору использовать фильтр первого порядка с постоянной времени

$$tf = \ln(-b2/b1).$$

4. СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

4.1. Постановка задачи

Нелинейные элементы вводятся в регуляторы стандартной системы регулирования, например, для ограничения регулируемых величин.

Этот вопрос достаточно хорошо изучен как для аналоговых, так и для цифровых систем регулирования.

Поэтому в настоящем разделе рассмотрим способы изменения структуры регуляторов и ввода нелинейных корректирующих элементов для повышения качества переходных процессов в контуре регулирования тока и скорости.

В контуре регулирования тока якоря такая коррекция необходима, например, для тиристорного привода постоянного тока из-за изменения характеристик преобразователя в режиме прерывистого тока по сравнению с непрерывным режимом.

Для аналоговых систем регулирования эти вопросы подробно рассмотрены в [10].

В связи с большими математическими возможностями цифровых систем построение регулятора тока в прерывистом режиме можно реализовать с более высоким качеством, чем в аналоговых системах.

Что касается регулятора скорости, то для повышения качества регулирования часто применяются различные способы адаптации регуляторов [11, 12].

Однако настройка таких регуляторов, как правило, выполняется путем подбора коэффициентов в процессе наладки системы регулирования.

В цифровой системе регулирования за счет повышенной точности реализации нелинейных элементов их пара-

метры настройки можно определять автоматически в процессе управления.

4.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ ТОКА ЯКОРЯ В ПРЕРЫВИСТОМ РЕЖИМЕ

Рассмотрим линеаризацию характеристик управляемого выпрямителя в режиме прерывистого тока, как предложено в [10].

Коэффициент передачи управляемого выпрямителя в этом режиме зависит от угла управления, величины противо-ЭДС двигателя и постоянной времени якорной цепи, которые изменяются в широких пределах, начиная от нулевого значения,

Семейство регулировочных характеристик $U_* = f(\Delta\alpha)$ для различных значений ЭДС при $T\omega=0.01$ с приведено на рис. 4.1.

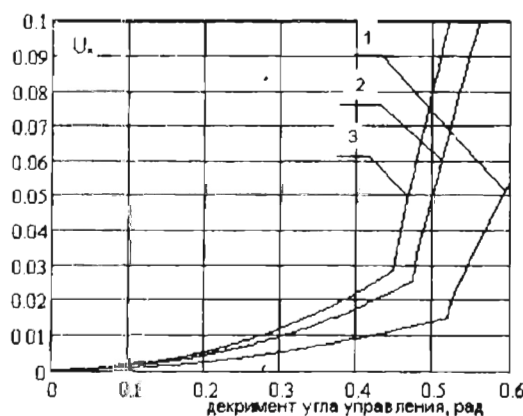


Рис 4.1. Характеристики $U_* = f(\Delta\alpha)$: 1 - $E_* = 0.8$;

2 - $E_* = 0.4$; 3 - $E_* = 0$

Начало координат соответствует по оси абсцисс углу, равному $\alpha_0 = 2\pi/3 - \arccos(E_*)$, а по оси ординат значению ЭДС.

Излом характеристики соответствует границе прерывистых режимов. При увеличении постоянной времени точка излома характеристики опускается по оси ординат ниже, т.е. при увеличении постоянной времени якорной цепи коэффициент передачи управляемого выпрямителя уменьшается.

Кроме того, известно, что в прерывистом режиме управляемый выпрямитель превращается в безынерционное звено.

Для линеаризации регулировочной характеристики в прерывистом режиме её удобно аппроксимировать полиномом второго порядка

$$U_*(\Delta\alpha) = a_2 \cdot \Delta\alpha^2 + a_1 \cdot \Delta\alpha + a_0,$$

где a_2, a_1, a_0 — коэффициенты, зависящие от ЭДС двигателя и постоянной времени якорной цепи.

В процессе регулирования координат привода необходимо корректировать указанные коэффициенты только в зависимости от ЭДС двигателя, т.е. на каждом ИД необходимо определять коэффициенты аппроксимации в функции ЭДС при заданном значении постоянной времени якорной цепи.

В связи с ростом быстродействия управляющих микро-ЭВМ задачу аппроксимации возможно решать в процессе регулирования, но в настоящее время ее решение потребует значительных затрат машинного времени. Рассмотрим некоторые варианты упрощения задачи.

Воспользовавшись стандартными математическими программами по формулам, приведенным в [10], можно расчетным образом определить значения коэффициентов аппроксимации для ряда значений ЭДС и постоянных времени. Результаты этих расчетов для шестифазных схем выпрямления приведены в таблице Приложения 2. Это универсальные данные,

и они могут быть использованы для любого привода постоянного тока с шестифазной схемой выпрямления.

На стадии программирования микроконтроллера полученная таблица может быть перенесена в ее энергонезависимую память. Если при наладке привода устанавливается расчетное или экспериментально определенное значение постоянной времени якорной цепи, то в процессе регулирования можно выбирать только данные из раздела таблицы, соответствующие этой постоянной.

Значения коэффициентов для значений ЭДС, отличных от приведенных в таблице, находятся путем кусочно-линейной аппроксимации кривых $a[k] = f(E.[k])$, где $E.[k]$ - дискретные значения ЭДС по таблице Приложения 2.

Расчеты показали, что при таком способе определения коэффициентов среднеквадратичная ошибка аппроксимации без учета ограниченной разрядной сетки микро-ЭВМ не превышает 1–2%.

Определив коэффициенты аппроксимации, можно линеаризовать регулировочную характеристику управляемого выпрямителя в области прерывистых токов, решая обратную задачу - вычисление угла управления, соответствующего заданному значению U_* , по желаемой характеристике $U_* = k_{pr} \Delta\alpha$, где k_{pr} - желаемый коэффициент передачи.

Тогда, если $\Delta\alpha_{pr}$ - приращение угла управления, вычисленное в алгоритме регулятора тока, то приращение на входе СИФУ $\Delta\alpha$ определится по выражению

$$\Delta\alpha = \frac{a1}{a2} + \sqrt{\left(\frac{a1}{2a2}\right)^2 - \frac{a0}{a2} + \frac{\Delta\alpha_{pr} k_{pr}}{a2}}. \quad (4.1)$$

Зависимость коэффициентов $a2$, $a1$, $a0$ от ЭДС при заданном значении Te — монотонно изменяющиеся функции, незначительно отличающиеся от прямых. Поэтому без особо-

го увеличения погрешности аппроксимации их можно заменить прямыми линиями, например, определенными по методу наименьших квадратов, или прямыми, проходящими через точки, соответствующие началу и концу интервала изменения ЭДС. В последнем случае среднеквадратичная погрешность аппроксимации не превышает 2—3%.

Таким образом, если между выходом регулятора тока и входом звена управляемого преобразователя включить в прерывистом режиме нелинейное звено, реализующее уравнение (4.1), то их эквивалентом будет безынерционное звено с коэффициентом усиления k_{pr} . Экспоненциальный характер переходного процесса в этом случае обеспечивает И-регулятор тока [10], причем накопление интегральной суммы должно выполняться без запаздывания на один ИД. Если принять $k_{pr} = 1 - e^{-\gamma}$, то передаточная функция замкнутого контура

тока в прерывистом режиме $W_{pr}(z) = \frac{1 - e^{-\gamma}}{z - e^{-\gamma}}$, т.е. полностью

соответствует передаточной функции контура тока в непрерывном режиме. Для цифровой системы регулирования нет проблемы изменения структуры регуляторов. Можно использовать и ПИ-регулятор с изменением алгоритма вычисления интегральной суммы, как рекомендуется в [12], однако для упрощения процесса настройки целесообразно изменять структуру с ПИ-регулятора на И-регулятор.

Известные проблемы возникают при переходе из прерывистого режима к непрерывному, и обратно. Эта проблема связана с определением точки перехода от одного режима к другому.

Достаточно точно определяется характер режима по наличию бестоковой паузы перед подачей импульса управления на очередной включаемый вентиль, т.е. если ток отсутствует, то система работает в прерывистом режиме, например,

с приведенным выше алгоритмом. Однако в общем случае неизвестно, какой режим получится после реализации рассчитанного угла управления.

Наилучшие результаты даст управление с моделью процессов управляемого выпрямителя для прогнозирования параметров переходного процесса, однако она достаточно громоздка и в настоящее время требует затрат машинного времени на ее реализацию, больших чем длительность ИД. Поэтому требуется уточнить некоторые правила при переходе из одного режима управления в другой, для чего рассмотрим в первую очередь переход из режима прерывистых токов к режиму непрерывных токов.

При настройке регуляторов на экспоненциальный переходный процесс с одинаковыми показателями при точном определении момента перехода фазовая траектория в обоих случаях это линия с одинаковым наклоном, поэтому переход будет плавным, и характер процесса не изменится.

Если момент перехода на ПИ-регулятор с настройками на непрерывный режим произошел позднее, чем этот режим фактически наступил, то переходный процесс будет выполняться со значительным перерегулированием (рис.4.2, кривая 1).

Это перерегулирование определяется значительным увеличением коэффициента интегральной части РТ в прерывистом режиме по сравнению с непрерывным режимом. Если момент перехода на ПИ-регулятор с настройкой на непрерывный режим произошел ранее, чем этот режим наступил, то из-за малого значения интегральной части РТ переходный процесс будет затянутым (рис.4.2, кривая 2).

Для повышения качества переходного процесса удобным является переход по величине задания тока, так как эта величина расчетная. Если заданное значение тока больше гранично непрерывного, то переходный процесс теоретически должен начинаться со значения угла управления, соответствующего

щего границе. Это значение угла управления в основном зависит от ЭДС и мало зависит от постоянной времени якорной цепи, а значение гранично непрерывного тока в большей степени определяется постоянной времени якорной цепи. Расчетные значения гранично непрерывного тока и соответствующие им отклонения угла управления от значения $2\pi/3$ (относительные величины) в зависимости от ЭДС и постоянной T_e даны в таблице Приложения 2.

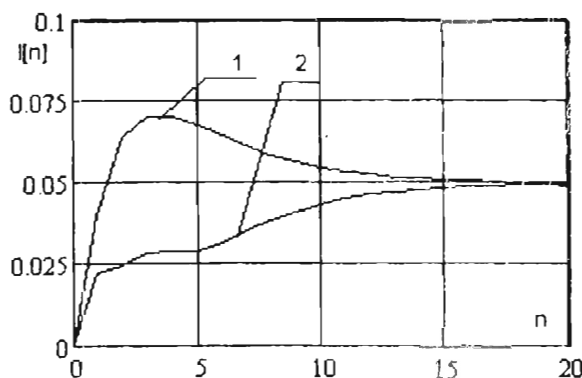


Рис. 4.2. Переходные процессы из прерывистого режима в непрерывный: 1 - позже границы; 2 - ранее границы

Как было приведено выше, эта таблица может быть записана в память ЭВМ и на этапе выполнения программы РТ путем кусочно линейной аппроксимации найдены искомые значения угла управления и гранично непрерывного тока.

Начальное значение интегральной части РТ определится по формуле

$$S_{PT} = \Delta\alpha_{rp} / ki_rt, \quad (4.2)$$

где $\Delta\alpha_{rp}$ — значение смещения угла управления от начального значения, соответствующее гранично непрерывному режиму преобразования.

Из-за погрешностей настройки синхронизации вычислительного процесса с фазой силового напряжения и погрешностей аппроксимации режим может оказаться прерывистым, а регулятор тока включенным для работы в непрерывном режиме, что приводит к появлению паузы в переходном процессе.

Для уменьшения паузы в переходном процессе необходимо определять вид режима на каждом ИД и при появлении ошибок вводить коэффициент, изменяющий рассогласование по току якоря при вычислении интегральной суммы.

На рис 4.3а показаны кривые переходных процессов при переходе от нуля тока к значению, равному $0.08I_*$, при различных значениях Te . На приведенном рисунке наблюдается значительное перерегулирование, которое определяется величиной первой разности тока якоря в момент перехода. Первая разность зависит от начального значения рассогласования по току и от настройки регулятора. Поскольку желаемая кривая изменения интегрального значения тока якоря - экспонента с постоянной времени γ , то первая разность этого значения тока равна

$$\Delta I_* = [I_{z*} - I_*(0)] \cdot (1 - e^{-Te}), \quad (4.4)$$

где $I_*(0)$ - начальное значение тока в момент включения ПИ-регулятора.

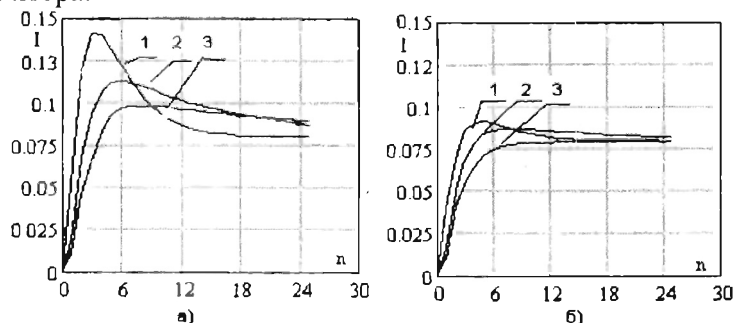


Рис. 4.3. Графики изменения тока якоря: 1 - $Te=0.01$ с; 2 - $Te=0.04$ с; 3 - $Te=0.08$ с; а - без коррекции начального значения угла; б - с коррекцией начального значения угла

В данном случае можно считать, что $I_*(0) \approx I_{gr}$ (граничное значение тока якоря). С достаточной для практики точностью можно принять $(1 - e^{-Te}) \approx Te$ и для уменьшения перерегулирования рекомендуется ввести коррекцию при вычислении интегральной части регулятора в момент перехода, т.е. выражение (4.2) для определения величины интегральной части в момент перехода принимает вид

$$S_{PT} = \frac{\Delta\alpha_{gr} - (I_z - I_*(0)) * Te}{ki_rt}. \quad (4.5)$$

На рис 4.3б показаны кривые переходного процесса при наличии описанной выше коррекции. Кривые свидетельствуют о существенном улучшении качества переходного процесса. Необходимо отметить, что в качестве обратной связи использовалось интегральное значение тока, полученное путем интегрирования мгновенного значения за ИД, поскольку приближенные методы определения интегрального значения тока, рассмотренные выше, дают повышенную ошибку регулирования.

Переключение регулятора тока с непрерывного режима на прерывистый можно выполнять, когда заданное значение тока якоря меньше граничного значения. В этом случае наряду с изменением структуры вводится нелинейное звено по выражению (4.1), а начальное значение интегральной части определяется по выражению

$$S_{PT} = (a2 * \alpha_{gr}^2 + a1 * \alpha_{gr} + a0) / ki_rt. \quad (4.6)$$

Если после перехода режим остался непрерывным (об этом можно судить по мгновенному значению тока якоря в момент подачи импульса включения очередного тиристора), то необходимо принудительное изменение интегральной суммы РТ на некоторую небольшую величину.

описания динамических процессов при прямом пуске АД и в скалярных системах.

В частности, относительные погрешности в оценке величины модуля вектора магнитного потока, тока статора, электромагнитного момента, при пуске и разгоне АД составляют 77, 100 и 18% соответственно».

Учитывая физическую грубость систем автоматического управления, можно предположить, что для оценки качества регулирования возможно применение библиотечной модели АД, хотя необходимо провести дополнительные исследования, подтверждающие это положение, особенно для оптимальных систем, когда условия физической грубости нарушаются.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ НА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

5.1. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

В программе модели двигателя постоянного тока не учитывается реакция якоря и насыщение магнитной системы.

Модель асинхронного электродвигателя реализована в трехфазной системе координат, с приближенным учетом эффекта вытеснения тока в обмотках ротора и насыщения магнитной системы двигателя [17].

Модель АИН выполнена без учета времени включения (выключения) ключей и падения напряжения на ключах. Система управления ключами обеспечивает векторную реализацию заданного среднего значения напряжения [8]. Рассмотрена только система управления последовательной коррекции.

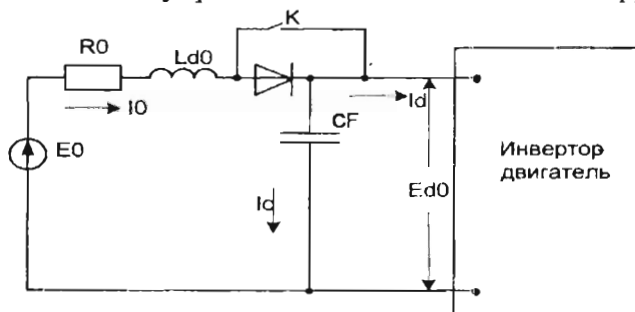


Рис. 5.1. Схема питания инвертора

Питание инвертора выполняется от источника постоянной ЭДС с LC-фильтром по схеме, приведенной на рис. 5.1. Емкость предварительно заряжена до напряжения E_{d0} . Ключ K позволяет управлять возможностью инвертировать энергию в сеть. Кривые переходных процессов представлены как в виде непрерывной функции времени, так и в дискретном виде, т.е. изменение переменной происходит только на границах ИД.

Причем на одном и том же графике может использоваться кривая изменения переменной как в дискретном виде, так и в виде непрерывной функции.

5.2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

5.2.1. Питание якоря от ШИП. Тип системы регулирования - двухконтурная, с линейными регуляторами тока и скорости. Вычислительное запаздывание на один ИД

Параметры двигателя приведены в разделе 3, пример 3.

Параметры регуляторов математической модели соответствуют рассчитанным в этом примере. Осциллограммы, иллюстрирующие работу регулятора тока, приведены на рис. 5.2а, б, в, где а - кривые переходного процесса при отсутствии вычислительного запаздывания; б, в - кривые переходного процесса при работе с вычислительным запаздыванием.

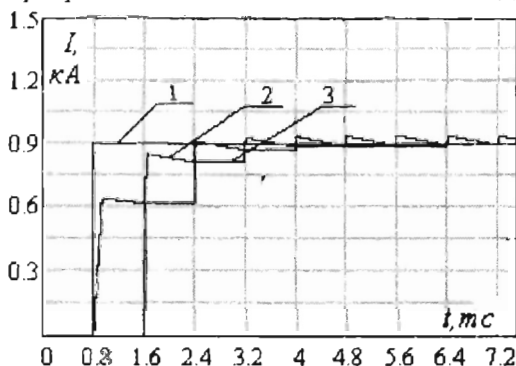


Рис. 5.2а. Кривые переходных процессов в контуре регулирования тока якоря при заторможенном двигателе, скачке задания и отсутствии запаздывания: 1 - задание тока на входе регулятора; 2 - мгновенное значение тока якоря; 3 - значение тока якоря на границе

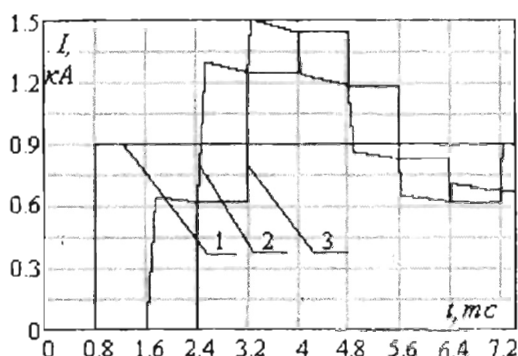


Рис.5.2 б. Кривые переходных процессов в контуре регулирования тока якоря при заторможенном двигателе, скачке задания и наличии запаздывания: 1-задание тока на входе регулятора; 2-мгновенное значение тока якоря; 3 значение тока якоря на границе ИД

Сравнивая осциллограммы, видно, что наличие вычислительного запаздывания на время ИД приводит к ухудшению качества переходного процесса. Отработка задания тока выполняется с 70% перерегулированием. Для компенсации влияния запаздывания применяется корректирующее звено, передаточная функция которого дана в разделе 3.

Осциллограммы переходного процесса при включении корректирующего звена даны на рис 5.2в.



Рис.5.2 в. Кривые переходных процессов в контуре регулирования тока якоря при заторможенном двигателе, скачке задания и компенсации запаздывания: 1-задание тока на входе регулятора; 2-мгновенное значение тока якоря; 3 значение тока якоря на границе ИД

Таким образом, кривая переходного процесса тока якоря при наличии запаздывания по форме полностью соответствует кривой без запаздывания, но сдвинута относительно последней на время одного ИД.

Для иллюстрации рассмотренной методики расчета коэффициента передачи пропорционального регулятора скорости на рис.5.3 *а,б* показаны полученные моделированием осциллограммы переходных процессов в контуре регулирования скорости рассматриваемого электродвигателя:

а- настройка регулятора скорости $\mu = 0.4$ при отсутствии запаздывания;

б- настройка регулятора скорости $\mu = 0.4$ при наличии запаздывания.

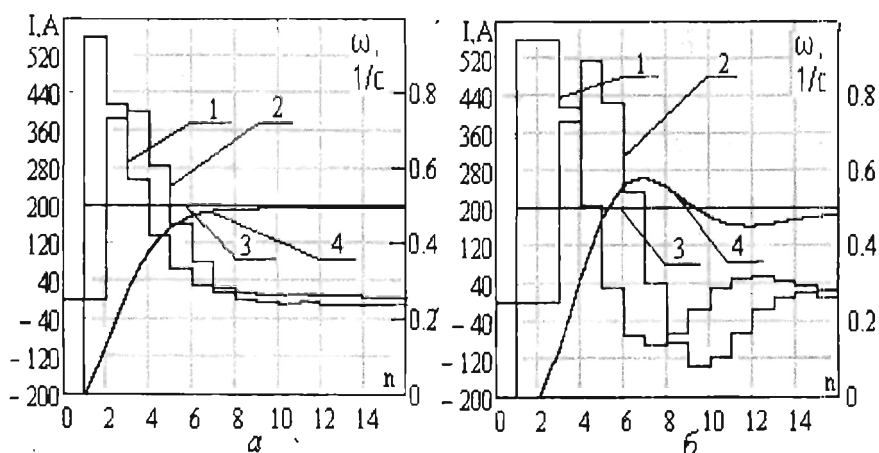


Рис.5.3. Переходные процессы в контуре скорости при скачке задания, работе регулятора в линейном режиме и настройке регулятора тока $\gamma = 1$: а- без запаздывания; б- с запаздыванием: 1-задание тока статора; 2-среднее значение тока за ИД; 3-заданное значение скорости; 4-мгновенное значение скорости

Получен монотонный переходный процесс, хотя по расчету предполагался процесс с небольшим перерегули-

рованием. Это несоответствие объясняется приближенностью расчетов.

Как и для контура тока, вычислительное запаздывание ухудшает качество переходного процесса. Для уменьшения перерегулирования по скорости необходимо уменьшать коэффициент передачи регулятора скорости. Выбрав для заданного коэффициента пропорциональной части по рис.3.15 значение коэффициента интегральной части, равным 0.156, получаем переходные процессы по скорости при скачке задания с минимальным перерегулированием.

Для оценки быстродействия электропривода используют значение полосы пропускания замкнутого контура регулирования скорости.

Согласно ГОСТ 27803-91, значение полосы пропускания определяется как наименьшая из частот, при которой сдвиг по фазе первых гармоник сигналов обратной связи по скорости и управляющего сигнала не превышает 90 эл. град. или при снижении амплитуды выходного сигнала не более 3 дБ.

Для определения полосы пропускания регулятор скорости был настроен по кривым на рис.5.4 с перерегулированием $\sim 10\%$. Осциллограмма отработки регулятором скорости синусоидального сигнала приведена на рис. 5.4.

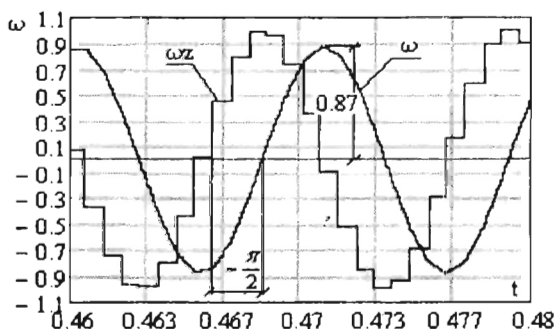


Рис.5.4. Отработка регулятором скорости синусоидального сигнала

Из осциллограмм можно сделать вывод: для данного двигателя в режиме холостого хода можно обеспечить полосу пропускания разомкнутого контура скорости не менее 550 р/с.

5.2.2. Питание якоря от тиристорного преобразователя.

Тип системы регулирования по п. 5.3.2

Параметры двигателя приведены в примере 4. Параметры регуляторов математической модели равны рассчитанным в этом примере. При исследовании процессов в контуре тока внимание в основном уделено работе регулятора тока в прерывистом режиме, переходе из прерывистого в непрерывный, и обратно.

На рисунках 5.5-5.7 показаны переходные процессы в контуре тока якоря. Для сравнения осциллограммы переходных процессов приводятся при скорости вращения вала двигателя, равной нулю (*а*), и при скорости 60 р/с (*б*).

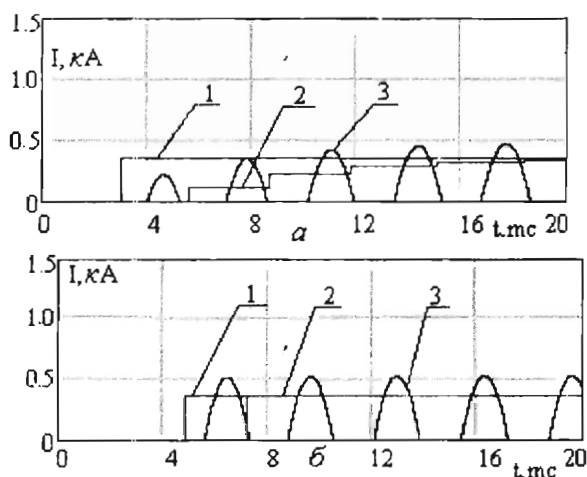


Рис. 5.5. Переходные процессы в контуре тока якоря, когда режим тока — прерывистый: 1 — задание тока якоря; 2 — среднее значение тока за ИД; 3 — мгновенное значение тока

Для повышения быстродействия системы регулируемым параметром в контуре тока выбраны: при работе в области прерывистых режимов тока — среднее значение тока якоря, определенное по измерениям его мгновенного значения в течение половины ИД; при работе в области непрерывных режимов тока — среднее значение тока якоря, определенное по измерению мгновенного значения тока в расчетной точке, где это значение равно среднему.

По осциллограммам на рис.5.5 видно, что при увеличении ЭДС двигателя несколько увеличивается быстродействие системы, но так как токи в этом режиме малы, то оно практически не влияет на работу регулятора скорости.

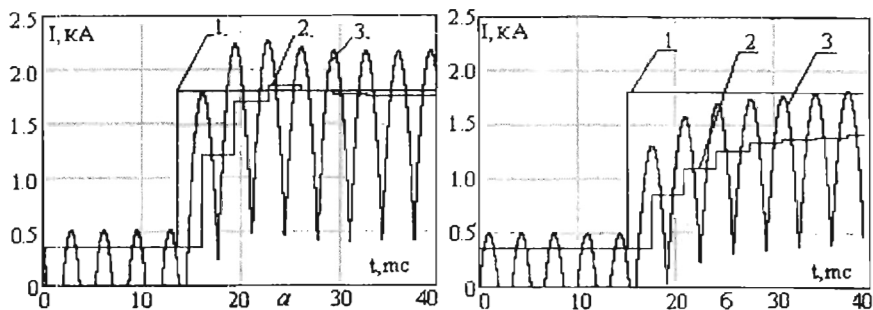


Рис.5.6. Переходные процессы в контуре тока якоря при переходе из прерывистого режима тока в непрерывный: 1- задание тока якоря; 2- среднее значение тока за ИД; 3- мгновенное значение тока; а — $\omega = 0$; б — $\omega = 60$

На рис.5.6 показаны осциллограммы перехода из прерывистого режима в непрерывный.

При этом можно заметить, что с увеличением ЭДС снижается быстродействие регулятора тока из-за отсутствия коррекции коэффициентов непрерывного регулятора тока в зависимости от напряжения на якоре (угла управления).

На рис.5.7 показаны осциллограммы перехода из непрерывного режима в прерывистый.

Осциллограммы на рис. 5.7 показывают, что при изменении величины ЭДС двигателя качество процесса практически не изменяется. В данном случае поскольку коэффициент передачи разомкнутого контура тока равен расчетному, то длительность переходного процесса соответствует планируемой.

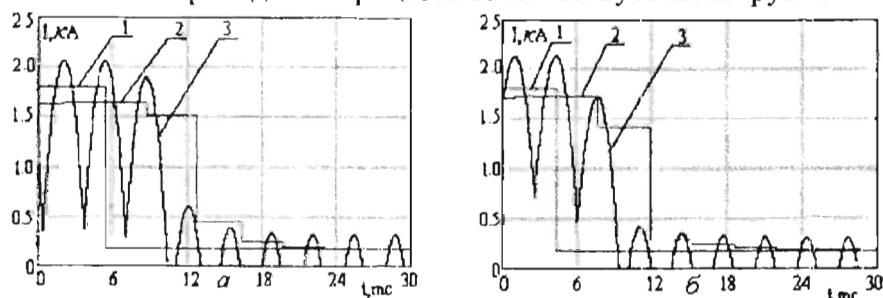


Рис.5.7. Переходные процессы в контуре тока якоря при переходе из непрерывного режима тока в прерывистый: 1—задание тока якоря; 2—среднее значение тока за ИД; 3 — мгновенное значение тока;
 $a - \omega = 0$; $b - \omega = 60$

На рис.5.8 приведены осциллограммы работы регулятора тока в непрерывном режиме с компенсацией влияния запаздывания.

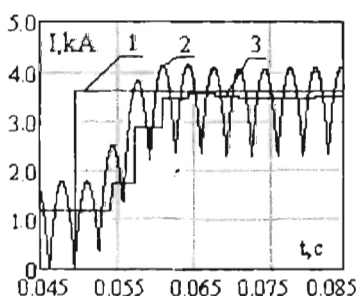


Рис.5.8. Осциллограммы переходных процессов в контуре тока якоря тиристорного электропривода постоянного тока при управлении по среднему значению тока за ИД в непрерывном режиме тока при заторможенном двигателе: 1—задание на входе регулятора тока; 2—мгновенное значение тока якоря; 3—среднее за ИД значение тока якоря

Переходные процессы в контуре скорости при наличии регулятора прерывистого тока практически не отличаются от типовых, и отклонение скорости от заданного значения соответствует расчетному (рис 5.9 а).

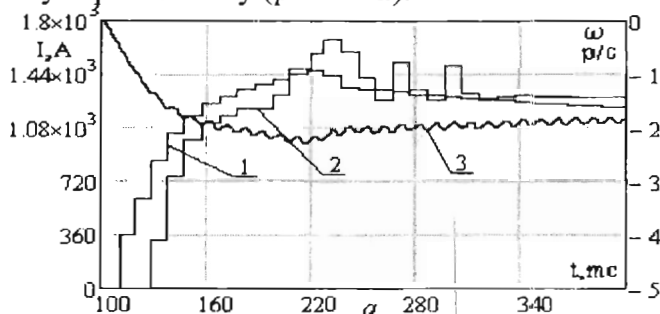


Рис. 5.9 а. Кривые переходных процессов в контуре скорости, при набросе момента нагрузки и включенном регуляторе прерывистых токов: 1-задание на входе регулятора тока; 2- среднее за ИД значение тока якоря; 3 - изменение скорости при приложении нагрузки; 4—задание скорости

На рис. 5.9 б. приведены кривые переходного процесса в контуре скорости при отключенном регуляторе прерывистого тока.

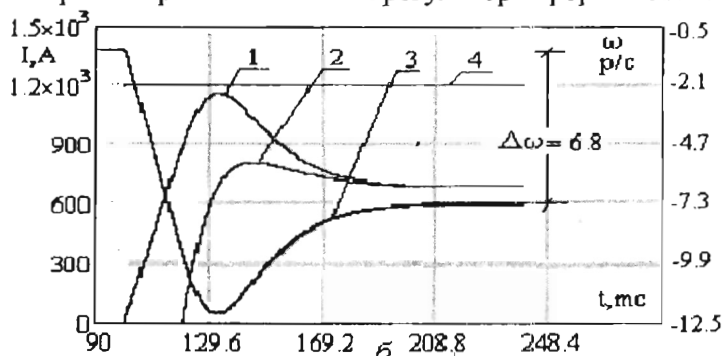


Рис. 5.9 б. Кривые переходных процессов в контуре скорости при набросе момента нагрузки и отключенном регуляторе прерывистых токов: 1-задание на входе регулятора тока; 2-среднее за ИД значение тока якоря; 3— изменение скорости при приложении нагрузки; 4—задание скорости

При отключении регулятора прерывистых токов качество процесса ухудшается. В данном случае, даже при уменьшенном в 4 раза коэффициенте передачи регулятора скорости перерегулирование достигает 65%, а отклонение скорости от заданного значения в установившемся режиме увеличивается более чем в три раза.

5.2.3. Тип системы регулирования — двухконтурная, с релейным регулятором тока

Параметры двигателя даны по примеру 5. Параметры системы регулирования установлены в соответствии с расчетами. Осциллограммы (рис 5.10) иллюстрируют качество переходных процессов в контуре тока якоря.

Из осциллограммы следует, что быстродействие регулятора и частота автоколебаний определяются заданной расчетной скоростью нарастания тока и планируемым значением люфта релейной характеристики регулятора.

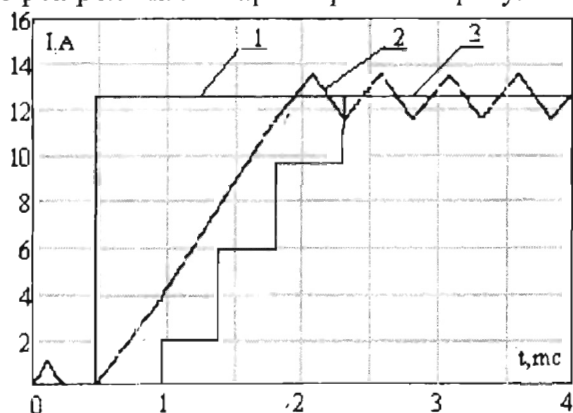


Рис. 5.10. Графики переходных процессов в контуре тока при релейном регуляторе тока якоря двигателя и $\omega=0$: 1 — заданное значение тока якоря ; 2 — мгновенное значение тока якоря; 3 — среднее за ИД значение тока якоря

Переходные процессы в контуре скорости при скачке задания показаны на рис.5.11. При малом скачке задания скорости, когда практически отсутствует ограничение задания тока якоря, перерегулирование составляет 10%, при скачке задания на 90 р/с и работе регулятора скорости на ограниченном задании тока перерегулирование отсутствует.

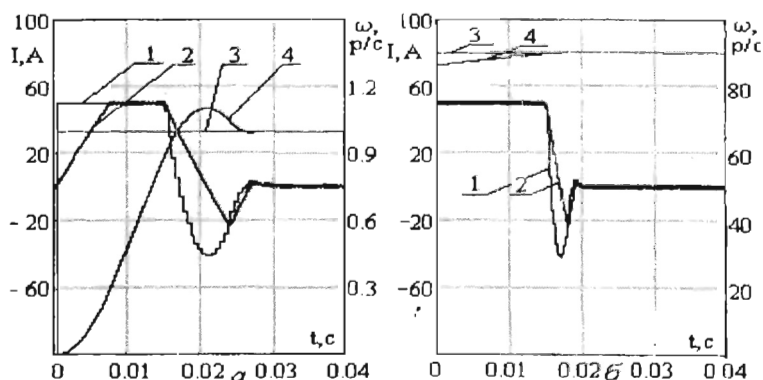


Рис 5.11. Переходные процессы в контуре скорости при релейном регуляторе тока якоря двигателя: а- переходный процесс при $\omega=0$; б- переходный процесс при $\omega=90$ р/с; 1- заданное значение тока якоря; 2- мгновенное значение тока якоря; 3- заданное значение скорости; 4- мгновенное значение скорости вращения вала двигателя

На рис. 5.12 показаны осциллограммы реакции регулятора скорости на задание синусоидальной формы.

Оценка полосы пропускания системы регулирования скорости выполнялась путем записи осциллограмм переходного процесса отработки системой регулирования синусоидального сигнала амплитудой 0.5 р/с, что соответствует диапазону регулирования 1000:1.

На основании приведенных осциллограмм полоса пропускания синусоидального сигнала системой регулирования данного двигателя не ниже 20.8 Гц.

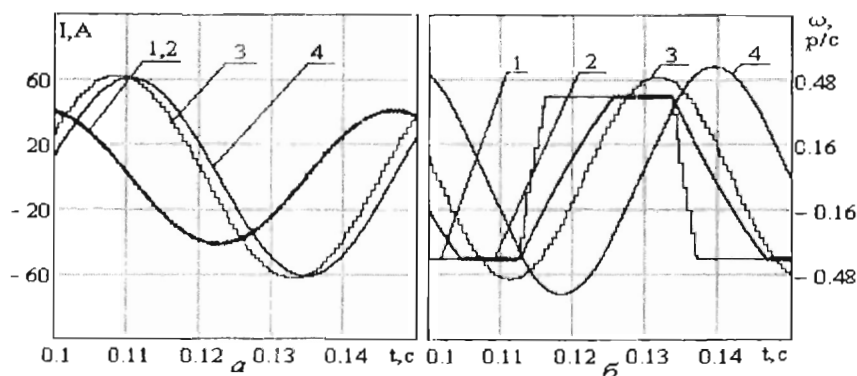


Рис. 5.12. Установившийся процесс реакции системы регулирования рассматриваемого двигателя на входной синусоидальный сигнал:
а - $f=20.8 \text{ Гц}$; **б** - $f=23.7 \text{ Гц}$; 1 - заданное значение тока якоря;
 2 - мгновенное значение тока якоря; 3 - заданное значение скорости;
 4 - мгновенное значение скорости вращения вала двигателя

На рис.5.13 приведены кривые переходного процесса при скачкообразном изменении нагрузки на валу двигателя на величину его номинального момента.

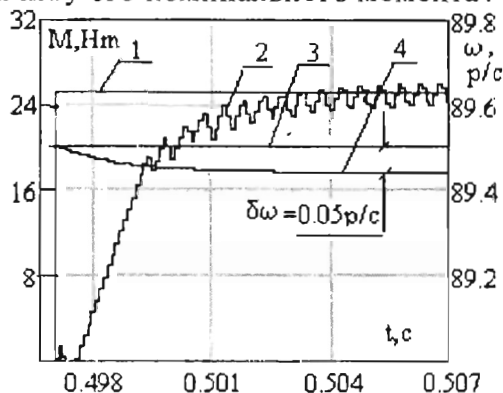


Рис.5.13. Переходный процесс при скачке нагрузки на валу двигателя:
 1 - мгновенное значение момента нагрузки на валу двигателя;
 2 - мгновенное значение момента двигателя; 3 - заданное значение скорости;
 4 - мгновенное значение скорости вращения вала двигателя

Приведенные осциллограммы переходных процессов показывают, что предложенная аппроксимация контура тока с релейным регулятором даст достаточно точное приближение для практических расчетов.

5.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

5.3.1. Тип системы регулирования двухконтурная, с линейными регуляторами тока и скорости. Вычислительное запаздывание на один ИД

Испытывалась система регулирования скорости вращения вала асинхронного двигателя ad2134-21-84, паспортные данные которого и расчет параметров приведены в примере 6. Реакция регулятора проекции тока статора на ось I при скачке задания 300А показана на рис.5.14 а, б.

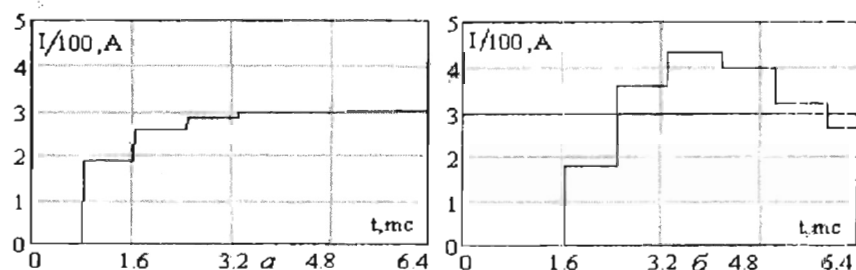


Рис. 5.14. Переходный процесс в контуре регулирования проекции тока статора: а- при отсутствии вычислительного запаздывания; б- при вычислительном запаздывании на время ИД

На рис. 5.14а приведена осциллограмма, когда в системе отсутствует вычислительное запаздывание. Как по-

казали расчеты, процесс монотонный с длительностью процесса 3-4 ИД.

Рис.5.14 б показывает, что при реализации системы с теми же параметрами настройки, но с вычислительным запаздыванием переходный процесс становится колебательным и перерегулирование тока оставляет 43%. Компенсируя запаздывание, можно получить переходный процесс по форме, практически совпадающий с процессом без запаздывания, но смещенный по времени на один ИД. Кривые переходных процессов на рис.5.14а,б получены при выключенном фильтре в контуре регулирования тока. Абсолютная величина изменения проекции тока статора в системе с вычислительным запаздыванием, показанная на рис.5.15, при включении фильтра подтверждает положение о возможности исключить из программы регулятора тока блок фильтра.

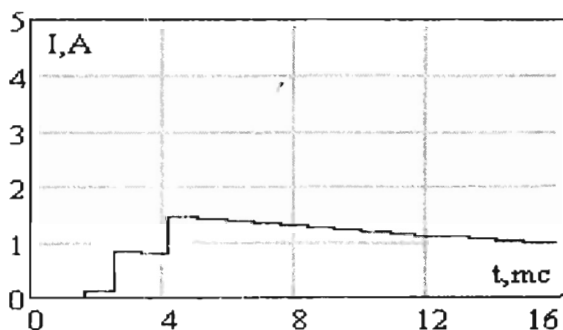


Рис 5.15. Отклонение величины проекции тока от кривой по осциллограмме для условий опыта по рис 5.14, но при отключении фильтра

Коэффициенты передачи ПИ- регулятора потокосцепления при моделировании процессов в контуре регулирования модуля потокосцепления ротора установлены в соответствии с расчетом, приведенным выше. Исследовались

процессы при отсутствии вычислительного запаздывания в системе (рис.5.16 а) и при запаздывании с компенсацией его влияния в контуре регулирования проекции тока статора, но без компенсации в контуре регулирования потокосцепления (5.16 б).

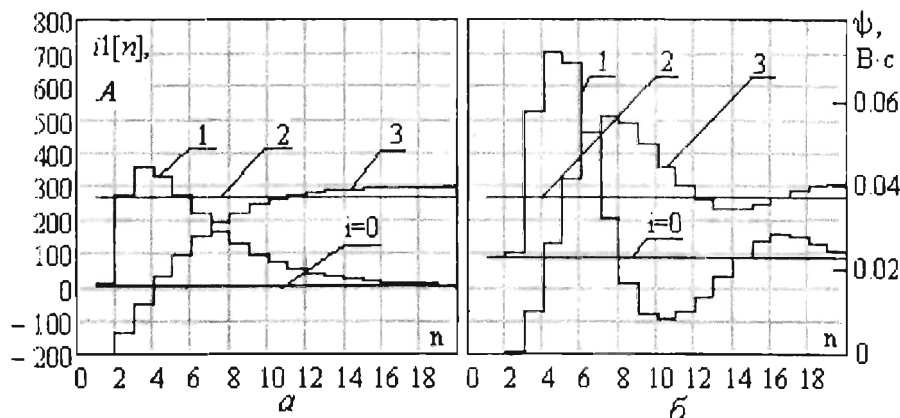


Рис.5.16. Графики переходных процессов в контуре регулирования потокосцепления при $\gamma = 1$: 1- дискретные значения проекции контура тока статора на ось 1; 2- заданное значение модуля потокосцепления ротора; 3- дискретные значения модуля потокосцепления ротора

Значение задания модуля потокосцепления выбиралась таким образом, чтобы проекция тока статора была меньше максимально допустимого значения модуля тока статора, а значение коэффициента μ меньше расчетного.

Анализируя переходные процессы, можно заметить, что не сколько снижая быстродействие в контуре регулирования потокосцепления, можно получить удовлетворительное качество переходных процессов без специальных мер компенсации запаздывания в этом контуре.

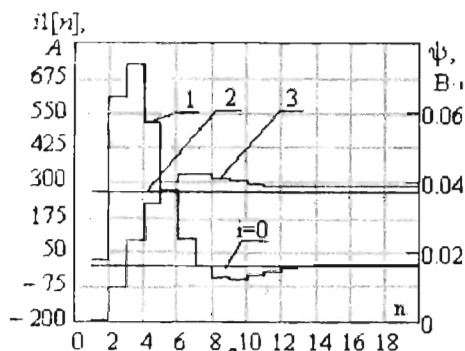


Рис. 5.17. Графики переходных процессов в контуре регулирования потокосцепления при $\gamma = 1$, $\gamma p = 0.2$, система с запаздыванием:

- 1-дискретные значения проекции контура тока статора на ось 1;**
- 2-заданное значение модуля потокосцепления ротора;**
- 3-дискретные значения модуля потокосцепления ротора**

Процессы в контуре регулирования скорости исследовались аналогично приведенным исследованиям в контуре регулирования потокосцепления. Результаты моделирования приведены на рис.5.18.

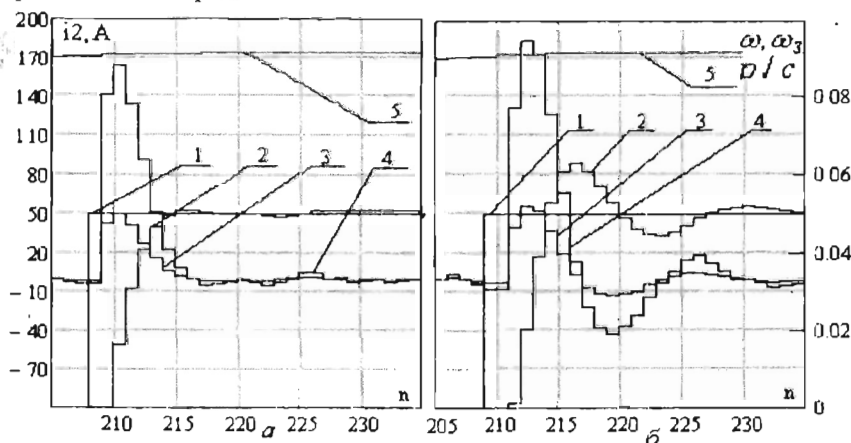


Рис.5.18. Переходные процессы в контуре пропорционального регулятора скорости: 1— задание регулятору скорости; 2— значения скорости на границе ИД; 3— проекция тока статора на ось 2; 4— электромагнитный момент двигателя в масштабе 1:2; 5— модуль потокосцепления ротора 50:1

В контуре скорости также исследовались процессы при отсутствии вычислительного запаздывания в системе (рис.5.18 а) и при запаздывании с компенсацией его влияния в контуре регулирования проекции тока статора, но без компенсации в контуре регулирования скорости (5.18 б).

Переходные процессы в контуре скорости при уменьшении коэффициента передачи регулятора скорости на рис.5.19.

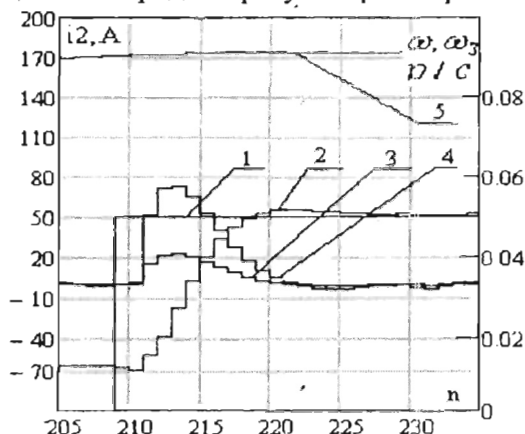


Рис. 5.19. Переходные процессы в контуре пропорционального регулятора скорости при $\gamma_s=0.2$: 1— задание регулятору скорости; 2— значение скорости на границе ИД; 3— проекция тока статора на ось 2; 4— электромагнитный момент двигателя в масштабе 1:2; 5— модуль потокосцепления ротора в масштабе 50:1

В контуре скорости можно получить удовлетворительное качество переходных процессов без специальных мер компенсации запаздывания.

Кривые переходных процессов при подаче синусоидального сигнала с угловой скоростью 400 р/с на вход регулятора скорости даны на рис. 5.20. Ослабление сигнала на выходе 2.66 дБ, фазовый сдвиг ≈ 90 эл.град. Для данного электропривода полоса пропускаемых частот ограничивается частотой до 64 Гц.

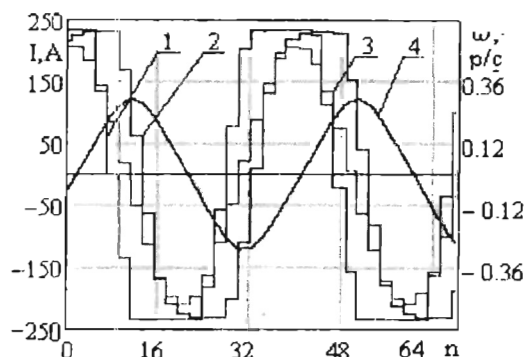


Рис.5.20. Установившийся процесс реакции системы регулирования рассматриваемого двигателя на входной синусоидальный сигнал:
1-заданное значение проекции тока статора на ось 2; 2 - значение проекции тока статора на ось 2; 3 — заданные дискретные значения скорости; 4—мгновенное значение скорости вращения вала двигателя

5.3.2. Тип системы регулирования - двухконтурная, с релейными регуляторами тока

Испытывалась система регулирования скорости вращения вала асинхронного двигателя МА132Lb6. Его паспортные данные и расчет параметров приведены в примере 7.

На рис. 5.21 показаны кривые переходных процессов в контурах регулирования проекций тока статора на оси 1 и 2 при скачке задания величин этих проекций.

Из кривых, приведенных на рис.5.21, видно, что релейный регулятор обеспечивает достаточно высокое быстродействие, но не решает проблему взаимовлияния контуров друг на друга. Решение этой проблемы связано со значительным усложнением алгоритмов управления, что сводит на нет преимущество релейного регулятора, т.е. его простоту.

Кроме того, если в контурах регулирования токов фаз статора прослеживается некоторая закономерность пульсаций, то в контурах регулирования потокосцепления колебания носят хаотический характер.

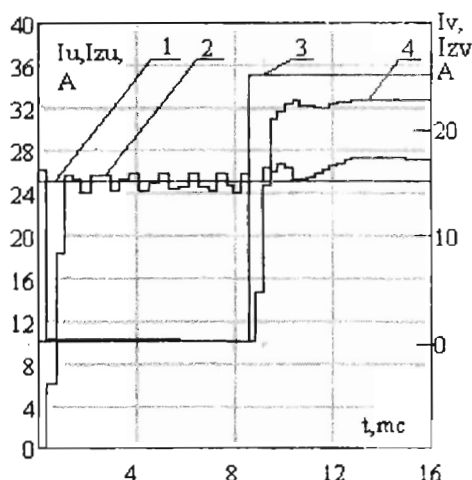


Рис. 5.21. Переходный процесс в контурах регулирования проекций тока статора: 1(3) — кривые изменения задания тока по оси 1(2); 2(4) — кривые мгновенного значения тока по оси 1(2)

На рис.5.22 приведен переходный процесс в контуре регулирования потокосцепления ротора: а- когда проекция тока всегда меньше допустимого значения; б- регулятор потокосцепления работает в зоне ограничения выхода.

Эти пульсации приводят к пульсациям потокосцепления ротора, особенно заметных при обработке регулятором потокосцепления малых значений модуля потокосцепления ротора.

Анализируя кривые отметим, что при обработке относительно малого значения потокосцепления получено планируемое качество переходного процесса. Перерегулирование модуля потокосцепления уменьшается монотонно.

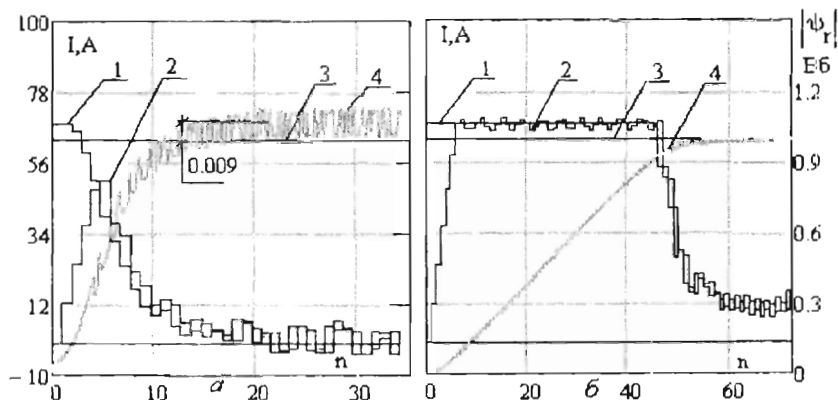


Рис. 5.22. Переходный процесс в контуре регулирования модуля потокосцепления ротора: 1 — задание проекции тока статора по оси 1; 2 — изменение дискретного значения проекции тока статора по оси 1; 3 — задание модуля потокосцепления ротора; 4 — дискретное значение модуля потокосцепления

Кривые отработки скачка задания скорости даны на рис.5.23.

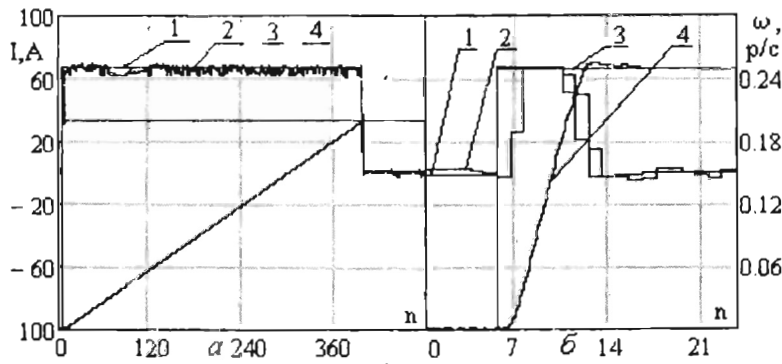


Рис. 5.23. Переходный процесс в контуре регулирования скорости: а — отработка задания величиной $0.0025\omega_{ном}$; б — отработка задания $0.1\omega_{ном}$; 1 — задание проекции тока статора по оси 2; 2 — дискретные значения проекции тока статора по оси 2; 3 — заданное значение скорости; 4 — дискретные значения скорости

В контуре регулирования скорости также заметно влияние пульсаций тока.

Пульсации скорости усложняют определение полосы пропускания контура скорости, поэтому в программу модели асинхронного двигателя включена процедура, вычисляющая амплитуду и фазу первой гармоники по кривым изменения скорости.

На рис. 5.24 приведены кривые изменения скорости и проекции тока статора на ось 2 для граничной частоты полосы пропускания синусоидальных сигналов контуром скорости. Амплитуда входного сигнала 0.25 р/с, амплитуда первой гармоники сигнала на выходе контура тока 0.182 р/с, откуда ослабление сигнала 2.52 дБ. Угловая скорость синусоидального сигнала на входе 850 р/с.

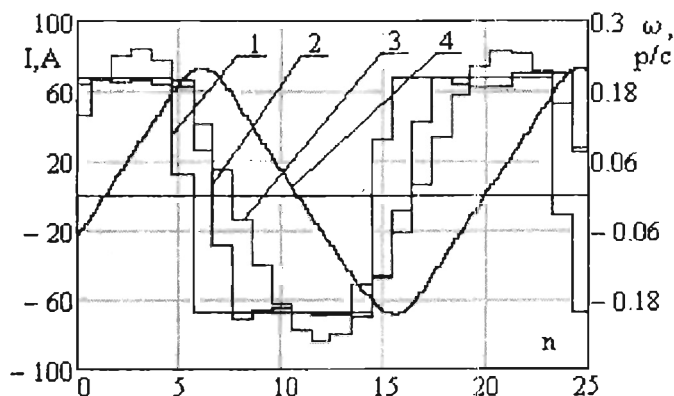


Рис. 5.24. Установившийся процесс реакции системы регулирования рассматриваемого двигателя на входной синусоидальный сигнал:
1- заданное значение проекции тока статора; 2 - мгновенное значение проекции тока статора; 3 - заданные дискретные значения скорости;
4- мгновенное значение скорости вращения вала двигателя

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в разделе 2 цифровые модели силовой части электроприводов постоянного и переменного тока (на базе АД) позволили на их основе создать достаточно простые и, как показало исследование на математической модели, эффективные алгоритмы типовой системы управления электроприводами рассмотренных типов.

На наш взгляд, используя дискретное описание объекта управления, можно создать эффективные алгоритмы управления электроприводами на базе синхронного двигателя, более сложных систем, например, систем прямого управления моментом асинхронного двигателя, адаптивных и оптимальных систем .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем / Цыпкин Я.З. - ГИФМЛ, М.: ГИФМЛ, 1963.-989 с.
2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Соколовский Г.Г.-М.: АКАДЕМИЯ, 2006. -265 с.
3. Файнштейн В.Г. Тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением / Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г.; под редакцией Слежановского О.В. - М.: Энергоатомиздат, 1986.-240 с.
4. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. –Л.:Энергоатомиздат, Ленинградское. отделение, 1987 -136 с.
5. Козярук А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / Козярук А.Е., Рудаков В.В.- Санкт-Петербург, 2004.
6. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода /Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. - М.: Энергия, 1979.- 155 с.
7. Томович Р. Общая теория чувствительности / Томович Р., Вакубратович М.; пер. с сербс. и с англ.; под. ред. Я.З. Цыпкина– М.: Советское радио, 1972. – 240 с.
8. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / Виноградов А.Б. - Иваново: ГОУВПО Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина, 2008.- 298 с.
9. Изосимов Д.Б. Алгоритм цифрового векторного управления электромагнитным моментом асинхронного двигателя / Изосимов Д.Б., Рыбкин С.Е., Байда С.В. –М.:Электричество.- № 2.- 2001.

10. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / под редакцией А.Д. Поздеева.- М.: Энергоатомиздат, 1984.
11. Башарин А. В. Управление электроприводами: учебное пособие [для студентов ВУЗов]/ Башарин А.В., Новиков В. А., Соколовский Г. - Л.: Энергоиздат, Ленинградское отделение, 1982.- 392 с.
12. Buxbaum A. Aufbau und Funktion sowie des adaptiven Ankerstromregles. Techn.Mitt. :AEG, Telefunken, 1971.- №7. – С. 371-374.
13. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0/ Герман-Галкин С.Г. - Санкт-Петербург, 2001.- 320 с.
14. Черных И.В. Simulink.Среда создания инженерных приложений / Черных И.В. – М.: Диалог-МИФИ, 2004. – 491 с.
15. Моделювання електромеханічних систем / Чорний О.П., Луговой А.В., Родькин Д.Й. та ін.: підручник для ВНЗ. -Кременчук, 2001.- 374 с.
16. Моделирование электромеханических процессов, протекающих в частотных электроприводах с алгоритмами скалярного и векторного управления/Алексеев В.В., Вершинин В.И., Козярук А.Е., Язев В.Н.- :<http://www.onlinelectric.ru/articles.php?id=11>.
17. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей / Сыромятников И.А.; под редакцией Мамиконянца Л.Г.-М.:Энергоатомиздат, 1984.-240 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Часто употребляемые решетчатые функции и их Изображения

Оригинал $f[n], n \geq 0$	Изображение $F(q)$	Z -изображение
$f[n] = \begin{cases} 0, n < 0 \\ 1, n \geq 0 \end{cases}$	$\frac{e^q}{e^q - 1}$	$\frac{z}{z - 1}$
n	$\frac{e^q}{(e^q - 1)^2}$	$\frac{z}{(z - 1)^2}$
n^2	$\frac{e^q}{(e^q - 1)^3} (e^q + 1)$	$\frac{z}{(z - 1)^3} (z + 1)$
$n^{(k)}$	$k! \frac{e^q}{(e^q - 1)^{k+1}}$	$k! \frac{z}{(z - 1)^{k+1}}$
a^n	$\frac{e^q}{e^q - a}$	$\frac{z}{z - a}$
$e^{\alpha * n}$	$\frac{e^q}{e^q - e^\alpha}$	$\frac{z}{z - e^\alpha}$
$1 - e^{\alpha * n}$	$\frac{e^q (e^q - e^\alpha)}{(e^q - e^\alpha)(e^q - 1)}$	$\frac{z(z - e^\alpha)}{(z - e^\alpha)(z - 1)}$
$e^{\alpha 1 * n} - e^{\alpha 2 * n}$	$\frac{e^q (e^{\alpha 1} - e^{\alpha 2})}{(e^q - e^{\alpha 1})(e^q - e^{\alpha 2})}$	$\frac{z(e^{\alpha 1} - e^{\alpha 2})}{(z - e^{\alpha 1})(z - e^{\alpha 2})}$
$\sin \bar{\omega} n$	$\frac{e^q \sin \varpi}{e^{2q} - 2e^q \cos \varpi + 1}$	$\frac{z \sin \varpi}{z^2 - 2z \cos \varpi + 1}$
$\cos \bar{\omega} n$	$\frac{(e^q - \cos \varpi) e^q}{e^{2q} - 2e^q \cos \varpi + 1}$	$\frac{(z - \cos \varpi) z}{z^2 - 2z \cos \varpi + 1}$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Коэффициенты полинома, аппроксимирующего кривую тока в прерывистом режиме

$\Gamma_{\text{дс}}$	$\Gamma_{\text{дс}}$								
Коэффициент $a_2 \cdot 100$									
0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01
0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02
0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03
0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04
0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06
0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07
0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08
0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09
0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10
Коэффициент $a_1 \cdot 100$									
0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01
0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02
0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03
0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04
0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06
0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07
0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08
0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09
0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10
Коэффициент $a_0 \cdot 1000$									
0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01
0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02
0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03
0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04
0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05

Тэ,с	ЭДС ДВИГАТЕЛЯ (Д.Е.)								
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
0.06	0,1064	0,1111	0,0828	0,0966	0,0829	0,0678	0,0544	0,0556	0,0398
0.07	0,0962	0,0897	0,0725	0,0865	0,073	0,0682	0,0549	0,0309	0,026
0.08	0,086	0,0675	0,0732	0,0541	0,0631	0,0687	0,0553	0,0396	0,0333
0.09	0,0639	0,0683	0,0511	0,0655	0,0527	0,0489	0,0369	0,0231	0,0195
0.10	0,0758	0,0572	0,0628	0,0439	0,0532	0,0593	0,0465	0,0317	0,0268
Граничный угол, радиан									
0.01	0,455	0,46	0,465	0,465	0,47	0,48	0,485	0,495	0,51
0.02	0,445	0,445	0,45	0,455	0,46	0,465	0,475	0,48	0,5
0.03	0,44	0,445	0,445	0,45	0,455	0,46	0,47	0,48	0,495
0.04	0,435	0,44	0,445	0,45	0,455	0,46	0,465	0,475	0,49
0.05	0,435	0,44	0,445	0,45	0,455	0,46	0,465	0,475	0,49
0.06	0,435	0,44	0,445	0,445	0,45	0,46	0,465	0,475	0,49
0.07	0,435	0,44	0,44	0,445	0,45	0,455	0,465	0,475	0,49
0.08	0,435	0,44	0,44	0,445	0,45	0,455	0,465	0,475	0,49
0.09	0,435	0,44	0,44	0,445	0,45	0,455	0,465	0,475	0,49
Граничный ток (д.с)*100									
0.01	2,922	2,911	2,878	2,714	2,589	2,483	2,234	1,951	1,548
0.02	1,486	1,438	1,421	1,381	1,328	1,242	1,148	0,9766	0,793
0.03	0,994	0,9909	0,9476	0,9241	0,8782	0,8237	0,7672	0,6706	0,5348
0.04	0,734	0,7229	0,715	0,709	0,6679	0,6218	0,5635	0,4901	0,3923
0.05	0,596	0,5828	0,59	0,5697	0,5469	0,5056	0,4546	0,4033	0,318
0.06	0,4882	0,489	0,4959	0,4677	0,4441	0,4327	0,3863	0,341	0,2646
0.07	0,4264	0,4262	0,4133	0,406	0,3837	0,3618	0,3314	0,291	0,2325
0.08	0,38	0,3791	0,3665	0,3441	0,3384	0,3182	0,2902	0,2534	0,2003
0.09	0,3334	0,3178	0,3196	0,3131	0,2929	0,2746	0,2626	0,2283	0,1788
0.10	0,3024	0,2866	0,2883	0,2821	0,2777	0,26	0,235	0,1985	0,1681

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РЕГУЛИРОВАНИЯ	8
1.1. Термины и определения	8
1.2. Типовая структура цифровой системы регулирования и алгоритм ее работы	12
1.3. Математические основы цифровых систем регулирования	16
1.3.1. Разности и суммы решетчатых функций	17
1.3.2. Пример 1	19
1.3.3. Дискретное преобразование Лапласа	20
1.3.4. Основные теоремы $D(z)$ -преобразования	20
1.3.5. D - преобразование непрерывного изображения	22
1.3.6. Определение решетчатой функции по её D -изображению	22
1.3.7. Пример 2	23
2. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА КАК ОБЪЕКТ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ	28
2.1. Постановка задачи	28
2.2. Электропривод постоянного тока на базе электродвигателя независимого возбуждения	29
2.2.1. Электропривод с широтно импульсным преобразователем для питания якоря двигателя	29
2.2.2. Электропривод постоянного тока на базе электродвигателя независимого возбуждения с тиристорным преобразователем для питания якоря двигателя	36
2.2.2.1. Исходные положения	36
2.2.2.2. Выбор регулируемых величин для цифровой системы регулирования и разностные уравнения для расчета процессов	38
2.2.2.3. Определение передаточных функций объекта тиристорный преобразователь - якорная цепь ДПТ независимого возбуждения	40
2.2.2.4. Тиристорный электропривод постоянного тока,	

когда границами ИД служат моменты включения тиристоров.....	46
2.3. Электропривод переменного тока на базе асинхронного двигателя с преобразователем частоты.....	52
2.3.1. Векторная система подчиненного регулирования координат с линейными регуляторами и ориентацией векторов по вектору потокосцепления ротора.....	52
2.3.2. Векторная система подчиненного регулирования координат с линейными регуляторами и ориентацией векторов по вектору главного потокосцепления двигателя.....	59
2.3.3. Скалярная система регулирования скорости привода.....	60
3. 3. АЛГОРИТМЫ И РАСЧЕТ НАСТРОЕК РЕГУЛЯТОРОВ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	62
3.1. Организация вычислительного процесса в цифровых системах управления электропривода.....	62
3.2. Регулирование тока якоря (статора) электродвигателей в линейных цифровых системах.....	64
3.2.1. Регулирование тока якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения.....	64
3.2.2. Пример 3.....	66
3.2.3. Регулирование тока якоря тиристорного электропривода постоянного тока.....	68
3.2.4. Приближенное определение среднего тока якоря по мгновенному значению тока в точке равенства его среднему значению.....	69
3. 2.5. Пример 4.....	75
3.2.6. Регулирование тока статора в системе подчиненного регулирования координат асинхронного двигателя с ориентацией векторов по вектору потокосцепления ротора.....	77
3.2.7. Пример 5.....	82
3.3. Системы с релейными регуляторами тока.....	85

3.3.1. ШИП с релейным изменением напряжения на якоре двигателя постоянного тока.....	85
3.3.2. Пример 6.....	88
3.3.3. Релейно-векторная системы регулирования тока статора АД с ориентацией векторов по вектору.....	90
3.3.4. Пример 7.....	93
3.4. РЕГУЛЯТОРЫ СКОРОСТИ И ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ В.....	95
3.4.1. Продолжение примера 3.....	101
3.4.2. Продолжение примера 4.....	101
3.4.3. Продолжение примера 5.....	102
3.5. РЕГУЛЯТОРЫ СКОРОСТИ В СИСТЕМАХ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С РЕЛЕЙНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ТОКА.....	103
3.5.1. Продолжение примера 6.....	107
3.4.2. Продолжение примера 7.....	108
3.6. РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ В СКАЛЯРНОЙ СИСТЕМЕ.....	109
4.СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ.....	111
4.1. Постановка задачи.....	111
4.2. Регулирование тока якоря в прерывистом.....	112
режиме.....	112
4.3. Уменьшение динамической ошибки по.....	120
скорости при изменении нагрузки.....	120
4.4. Исследование цифровых систем.....	125
управления на математической модели.....	125
5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ НА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ.....	129
5.1. Описание модели.....	129
5.2.Результаты экспериментальных исследований цифровой системы электропривода с двигателем постоянного тока на математической модели.....	130
5.2.1. Питание якоря от ШИП. Тип системы.....	130
регулирования - двухконтурная, с линейными.....	130
регуляторами тока и скорости. Вычислительное.....	130

запаздывание на один ИД	130
5.2.2. Питание якоря от тиристорного преобразователя.	134
5.2.3. Тип системы регулирования —двухконтурная, с релейным регулятором тока	138
5.3. Исследование цифровой системы электропривода на базе асинхронного двигателя	141
5.3.1. Тип системы регулирования двухконтурная, с линейными регуляторами тока и скорости. Вычислительное запаздывание на один ИД.....	141
5.3.2. Тип системы регулирования - двухконтурная, с релейными регуляторами тока.....	146
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	150
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	151
Приложение 1	153
Часто употребляемые решетчатые функции и их.....	153
Изображения	153
Приложение 2	154
Коэффициенты полинома, аппроксимирующего кривую тока в прерывистом режиме.....	154
ОГЛАВЛЕНИЕ	156

Научное издание

Вилен Григорьевич **Файнштейн**
Олег Станиславович **Воробейчик**

Цифровые системы управления электроприводов/

Монография

Под редакцией А.Д. Учителя

Издательство ГВУЗ «КНУ»
Директор издательства А.В. Соломенций
Редактор В.И. Бондаренко
Компьютерный набор Р.В. Рогальская

Подписано к печати 12.03.2014. Формат А5
Ризография. Усл. печатных 9,8
Тираж 300 экз. Заказ 28.03.2014.

Издательский центр
ГВУЗ «Кривооржский национальный университет»
50027, Кривой Рог, ул. XXII Партсъезда, 11
Напечатано в ООО «Центр-принт»

Наукове видання

Вілен Григорович **Файнштейн**
Олег Станіславович **Воробейчик**

Цифрові системи управління электроприводів/

Під редакцією А.Д.Учителя

(російською мовою)

Видавництво ДВНЗ «КНУ»
Директор видавництва А.В. Соломенний
Редактор В.Й. Бондаренко
Комп'ютерний набір Р.В. Рогальська