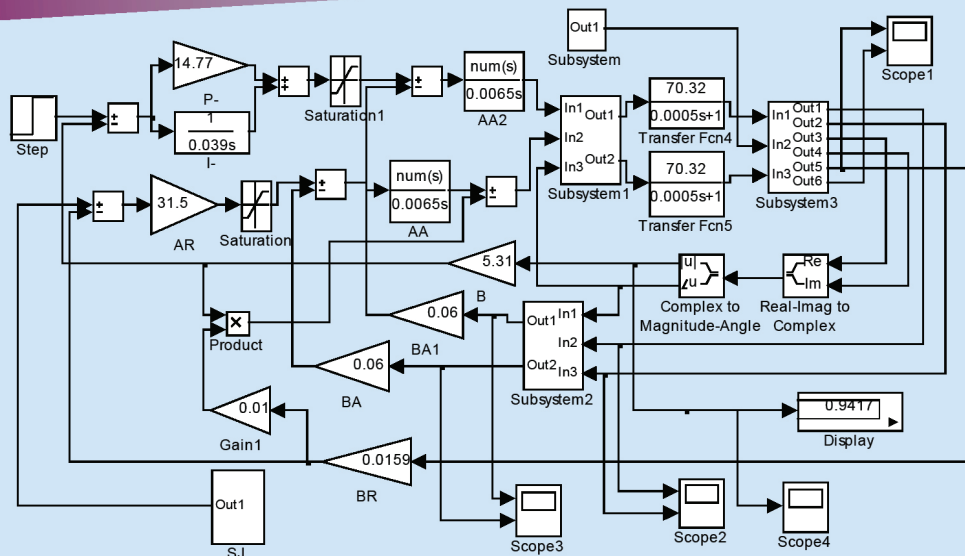


Министерство образования и науки
 Российской Федерации
 Тольяттинский государственный университет
 Институт энергетики и электротехники
 Кафедра «Электроснабжение и электротехника»

В.А. Денисов, М.Н. Третьякова

АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ЧАСТОТНО-ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Электронное учебно-методическое пособие



© ФГБОУ ВО «Тольяттинский
 государственный университет», 2016

ISBN 978-5-8259-0969-1

УДК 621.3(62-58)

ББК 31.291

Рецензенты:

главный специалист службы вице-президента по техническому развитию ОАО «АВТОВАЗ», д-р техн. наук *П.А. Николаев*;
канд. техн. наук, профессор Тольяттинского государственного университета *В.В. Ермаков*.

Научный редактор канд. техн. наук, доцент *Ю.П. Петунин*.

Денисов, В.А. Асинхронный электропривод с частотно-векторным управлением : электрон. учеб.-метод. пособие / В.А. Денисов, М.Н. Третьякова. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2016. – 1 оптический диск.

Пособие содержит методические рекомендации по расчёту параметров и выбору элементов асинхронного электропривода с частотным управлением, а также методику моделирования режимов его работы с помощью программных средств MATLAB, позволяющую без лишних затрат времени оценить показатели качества регулирования скорости.

Приведены варианты заданий, методические указания по оформлению пояснительной записки к курсовой работе, пример расчёта и результаты моделирования асинхронного электропривода.

Предназначено для студентов направления подготовки бакалавра 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Текстовое электронное издание

Рекомендовано к изданию научно-методическим советом Тольяттинского государственного университета.

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

Редактор *Г.В. Данилова*
Технический редактор *Н.П. Крюкова*
Компьютерная верстка: *Л.В. Сызганцева*
Художественное оформление,
компьютерное проектирование: *И.И. Шишкина*

Дата подписания к использованию 30.05.2016.

Объем издания 3,9 Мб.

Комплектация издания:

компакт-диск, первичная упаковка.

Заказ № 1-32-15.

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

Содержание

| | |
|--|----|
| ВВЕДЕНИЕ | 5 |
| 1. СТРУКТУРА И ОБЪЁМ КУРСОВОЙ РАБОТЫ | 6 |
| 2. ТЕМАТИКА КУРСОВОЙ РАБОТЫ | 6 |
| 3. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ | 8 |
| 3.1. Содержание пояснительной записки | 8 |
| 3.2. Методические указания по выполнению разделов | 8 |
| 3.3. Раздел «Заключение» | 34 |
| 4. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ | 35 |
| 5. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ | 36 |
| 6. ПОРЯДОК ЗАЩИТЫ КУРСОВОЙ РАБОТЫ | 36 |
| 7. ОБРАЗЕЦ ВЫПОЛНЕНИЯ | 37 |
| 7.1. Расчёт параметров асинхронного двигателя | 37 |
| 7.2. Расчёт элементов и выбор типа преобразователя частоты | 39 |
| 7.3. Расчёт коэффициентов и параметров контуров регулирования при частотно-векторном управлении | 45 |
| Библиографический список | 48 |

ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методическое пособие ориентировано на помощь студентам направления 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» профиля «Электромеханика» при выполнении курсовой работы по дисциплине «Системы управления электроприводами», а также молодым дипломированным специалистам при адаптации к профессиональной деятельности, связанной с созданием и эксплуатацией регулируемых асинхронных электроприводов.

Современные системы электроприводов часто строятся по модульному принципу. Производители нередко указывают лишь данные комплектующих компонентов, не приводя схемных решений и подробной информации об их принципах действия. В то же время работа с подобными объектами профессиональной деятельности невозможна без понимания взаимосвязей между параметрами отдельных элементов системы электропривода. Для того чтобы увидеть, как влияют характеристики одного компонента на другой или на систему в целом, недостаточно только одних лекционных занятий. Хороший результат даёт процесс разработки системы электропривода, методика которой приведена в основной части пособия. Эффективность проектирования объясняется необходимостью не только выполнять расчёты параметров, но и принимать инженерные решения.

Проверка правильности сделанного выбора возможна либо практическим путём, что в учебном процессе неосуществимо, либо путём моделирования режимов разработанного электропривода. Понять суть моделирования режимов работы асинхронного регулируемого электропривода и оценить качество спроектированной системы в целом помогают разработанные применительно к интегрированной компьютерной среде MATLAB мини-программы (скрипты), изложенные в данном пособии.

Цель учебно-методического пособия – повысить качество профессиональной подготовки студентов путём обеспечения возможности самостоятельно скомпоновать и исследовать систему асинхронного электропривода с частотным векторным управлением в ходе выполнения курсовой работы по дисциплине «Системы управления электроприводами».

1. СТРУКТУРА И ОБЪЁМ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Курсовая работа состоит из пояснительной записки — текстовой части.

Текстовая часть содержит примерно 25–30 страниц машинописного текста и имеет следующую структуру: титульный лист; содержание; введение; основные разделы; заключение; список литературы.

Варианты курсовой работы указаны в табл. 1.

2. ТЕМАТИКА КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Электропривод осуществляет преобразование электрической энергии в механическую в соответствии с режимом работы технологической установки. Сфера применения электрического привода в промышленности, на транспорте и в быту постоянно расширяется. В настоящее время более 60 % всей вырабатываемой в мире электрической энергии потребляется электродвигателями. Поэтому энергосбережение средствами электропривода считается наиболее перспективным, а разработка высокопроизводительных, компактных и обеспечивающих возможность экономии электроэнергии систем является приоритетным направлением развития данного вида техники.

Современный электропривод представляет собой конструктивное единство электромеханического преобразователя энергии (двигателя), силового преобразователя и устройства управления. Основная тенденция развития состоит в увеличении доли систем с двигателями переменного тока. Особенно широкое распространение в промышленности получают электроприводы на основе короткозамкнутых асинхронных двигателей с частотным управлением. Применение асинхронных двигателей в широко регулируемых электроприводах станков и промышленных роботов возможно только при частотно-векторном управлении.

Таким образом, регулируемые асинхронные электроприводы с частотно-векторным управлением являются наиболее вероятными объектами будущей профессиональной деятельности студентов направления подготовки бакалавра 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника». Этот факт определяет тематику курсовой работы

по дисциплине «Системы управления электроприводами», в рамках которой предусмотрен расчёт параметров, выбор компонентов, разработка схемы, построение и анализ характеристик электропривода с частотно-векторным управлением для конкретного, заданного вариантом задания, асинхронного двигателя.

Таблица 1

Типоразмер асинхронного электродвигателя

| № варианта | Тип двигателя | Номинальная мощность, кВт | Синхронная скорость, об/мин |
|------------|---------------|---------------------------|-----------------------------|
| 1 | 4A90L2Y3 | 3,5 | 3000 |
| 2 | 4A100S2Y3 | 4 | 3000 |
| 3 | 4A112M2Y3 | 7,5 | 3000 |
| 4 | 4A180S2Y3 | 22 | 3000 |
| 5 | 4A200M2Y3 | 37 | 3000 |
| 6 | 4A225M2Y3 | 55 | 3000 |
| 7 | 4A250S2Y3 | 75 | 3000 |
| 8 | 4A250M2Y3 | 90 | 3000 |
| 9 | 4A80B4Y3 | 1,5 | 1500 |
| 10 | 4A90L4Y3 | 2,2 | 1500 |
| 11 | 4A112M4Y3 | 5,5 | 1500 |
| 12 | 4A160S4Y3 | 15 | 1500 |
| 13 | 4A160M4Y3 | 18,5 | 1500 |
| 14 | 4A180M4Y3 | 30 | 1500 |
| 15 | 4A200L4Y3 | 45 | 1500 |
| 16 | 4A100L6Y3 | 2,2 | 1000 |
| 17 | 4A112MA6Y3 | 3,5 | 1000 |
| 18 | 4A132S6Y3 | 5,5 | 1000 |
| 19 | 4A132M6Y3 | 7,5 | 1000 |
| 20 | 4A160S6Y3 | 11 | 1000 |

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

3.1. Содержание пояснительной записки

Основными элементами регулируемого асинхронного электропривода являются электродвигатель с короткозамкнутым ротором, преобразователь частоты и система управления. Параметры этих устройств и вид частотного управления скоростью вращения двигателя обуславливают работу приводимых в движение механизмов, статические и динамические показатели качества регулирования выходных координат электропривода. Для выявления основных закономерностей и специфических особенностей частотного управления асинхронным электроприводом рекомендуется курсовую работу выполнять в следующей последовательности.

Введение.

1. Расчёт и выбор элементов силового канала электропривода.
 - 1.1. Основные элементы силового канала электропривода.
 - 1.2. Расчет параметров асинхронного двигателя.
 - 1.3. Расчет элементов и выбор типа преобразователя частоты.
2. Расчёт механических характеристик асинхронного двигателя при частотном скалярном управлении.
3. Математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением.
 - 3.1. Расчёт коэффициентов и параметров контуров регулирования.
 - 3.2. Моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением с преобразованием координат.

Заключение.

Библиографический список.

3.2. Методические указания по выполнению разделов

Курсовая работа выполняется с учётом системных требований, поэтому все ее разделы должны быть взаимосвязаны между собой, начиная от постановки цели и задач, включая их решения, и заканчивая выводами и рекомендациями.

Расчёт параметров и выбор элементов систем электроприводов сопровождается краткими пояснениями. Все принимаемые решения обосновываются. При оформлении расчётов соблюдаются требования единой системы конструкторской документации (ЕСКД): формулы сначала записываются в общем виде, далее в них подставляются цифровые значения соответствующих величин, затем — полученные результаты с указанием единиц измерения.

При наличии библиографических ссылок на источники информации допускается использование сведений, опубликованных в технической литературе или интернет-ресурсах.

3.2.1. Раздел «Введение»

Во введении выполняется обоснование актуальности темы курсового проекта, формируются цель и задачи. При доказательстве актуальности рекомендуется кратко показать значение асинхронного электропривода с частотно-векторным управлением в современном промышленном производстве, привести критерии по выбору компонентов регулируемого асинхронного электропривода и показатели, характеризующие его качество и надёжность. Далее следует пояснить, что характеристики электропривода существенно зависят от параметров двигателя. Из этих рассуждений должна логически вытекать цель курсовой работы.

Формулировка цели должна быть такой, чтобы был понятен ожидаемый результат курсовой работы и каким путём он может быть получен.

Например, цель может заключаться в том, чтобы обеспечить качественное регулирование скорости асинхронного двигателя конкретного типа в диапазоне 100:1 за счёт изменения частоты питающего напряжения.

Задачи работы — это план действий для достижения поставленной цели. Решению запланированных задач посвящается основная часть работы, поэтому их формулировки, как правило, совпадают с названиями основных разделов пояснительной записки.

Так, приведённая выше цель может быть достигнута:

1) если рассчитать и выбрать элементы силового канала электропривода;

2) вычислить механические характеристики асинхронного двигателя при частотном скалярном управлении;

3) выполнить математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением.

3.2.2. Основные разделы курсовой работы

В основных разделах решаются намеченные задачи курсовой работы.

Расчёт и выбор элементов силового канала электропривода

1. Основные элементы силового канала электропривода

По силовому каналу электропривода осуществляется передача электрической энергии от источника (шин промышленной электрической сети) к двигателю. При частотном способе регулирования скорости асинхронный двигатель получает питание от преобразователя частоты, принцип построения которого может быть различным. Для управления короткозамкнутым асинхронным двигателем наиболее широко применяется преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения (АИН). Поэтому в этом разделе приводится принципиальная схема силовой части электропривода, включающая двигатель и элементы преобразователя частоты с АИН. Необходимо также рассмотреть устройство и принцип действия преобразователя, сделать анализ его достоинств и недостатков.

2. Расчёт параметров асинхронного двигателя

Расчёт параметров асинхронного двигателя удобно проводить на основе известной Г-образной схемы замещения асинхронного электродвигателя [1] и по справочным данным (рис. 1, табл. 2).

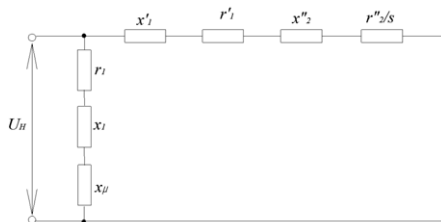


Рис. 1. Г-образная схема замещения асинхронного двигателя

Справочные данные асинхронного двигателя

| Параметры | Буквенные обозначения | Единицы измерения |
|--|-----------------------|---------------------|
| Синхронная частота вращения | n | об/мин |
| Число пар полюсов | P_n | — |
| Номинальная мощность | P_H | Вт |
| КПД | η | — |
| Коэффициент мощности двигателя | $\cos \varphi_H$ | — |
| Номинальное фазное напряжение | $U_{\Phi H}$ | В |
| Число фаз обмотки статора | m_1 | — |
| Динамический момент инерции ротора двигателя | J | кг · м ² |
| Кратность критического момента | λ | — |
| Номинальное скольжение | s_H | — |
| <i>Параметры Г-образной схемы замещения в относительных единицах</i> | | |
| Главное индуктивное сопротивление | x'_μ | — |
| Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора | x'_1 | — |
| Активное сопротивление обмотки статора | r'_1 | — |
| Приведенное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора | x''_2 | — |
| Приведенное активное сопротивление обмотки ротора | r''_2 | — |

Номинальный фазный ток статора

$$I_{\Phi H} = \frac{P_H}{m_1 \cdot U_{\Phi H} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta}. \quad (1)$$

Индуктивное сопротивление обмотки статора в о. е.

$$x_1 = \frac{2x'_1 \cdot x'_\mu}{x'_\mu + \sqrt{x'^2_\mu + 4x'_1 x'_\mu}}. \quad (2)$$

Активное сопротивление обмотки статора в о. е.

$$r_1 = r'_1 \cdot \frac{x_1}{x'_1}. \quad (3)$$

Коэффициент перевода относительных единиц в физические

$$c = \frac{U_{\Phi H}}{I_{\Phi H}}. \quad (4)$$

Активное сопротивление обмотки статора

$$R_s = r_1 \cdot c. \quad (5)$$

Взаимная индуктивность фаз статора и ротора

$$L_m = \frac{x'_\mu \cdot c}{2\pi f}. \quad (6)$$

Полная индуктивность фазы статора

$$L_s = \frac{(x'_\mu + x'_1) \cdot c}{2\pi f}. \quad (7)$$

Параметр уточненной схемы замещения

$$c_1 = \frac{x'_1}{x_1}. \quad (8)$$

Активное сопротивление обмотки ротора

$$R_r = \frac{r_2'' \cdot c}{c_1^2}. \quad (9)$$

Полная индуктивность фазы ротора

$$L_r = \frac{\left(x'_\mu + \frac{x_2''}{c_1}\right) \cdot c}{2\pi f}. \quad (10)$$

Коэффициент электромагнитной связи статора

$$k_s = \frac{L_m}{L_s}. \quad (11)$$

Коэффициент электромагнитной связи ротора

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}. \quad (12)$$

Коэффициент рассеяния обмоток

$$\sigma = (1 - k_s \cdot k_r). \quad (13)$$

Переходная индуктивность статора

$$L'_s = L_s \cdot \sigma. \quad (14)$$

Переходное активное сопротивление статора

$$R'_s = R_s + k_r^2 \cdot R_r. \quad (15)$$

Индуктивное сопротивление намагничивающего контура

$$x_\mu = 2\pi f \cdot L_m, \quad (16)$$

где $f = 50$ Гц – частота сетевого напряжения.

Индуктивное сопротивление рассеяния статора

$$x_{s\sigma} = 2\pi f \cdot (L_s - L_m). \quad (17)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния ротора, приведенное к статору,

$$x'_{rs} = 2\pi f \cdot (L_r - L_m). \quad (18)$$

Постоянная времени ротора

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (19)$$

Постоянная времени статора

$$T_s = \frac{L'_s}{R'_s}. \quad (20)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния цепи короткого замыкания

$$x_k = x_{S\sigma} + x'_{rs}. \quad (21)$$

3. Расчёт элементов и выбор преобразователя частоты

Расчёт преобразователя частоты с АИИ, у которого в качестве силовых ключей применяются гибридные модули из *IGBT*-транзисторов и обратных диодов *FWD*, смонтированных в одном корпусе на общей пластине, может проводиться по методике, изложенной в [2] в следующем порядке.

Расчёт и выбор ключей инвертора. Максимальный ток через ключи инвертора

$$I_{c\max} = \frac{P_H \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot k_2}{\eta \cdot \cos \varphi_H \cdot \sqrt{3} \cdot U_{\text{л}}}, \quad (22)$$


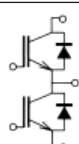
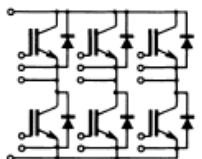
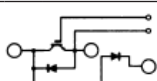
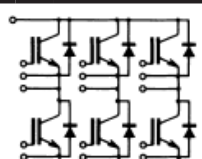
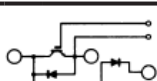
где $k_1 = 1,3 \div 2$ – коэффициент допустимой кратковременной перегрузки по току для обеспечения динамических режимов электропривода; $k_2 = 1,1 \div 1,2$ – коэффициент допустимой мгновенной пульсации тока; $U_{\text{л}}$ – линейное напряжение двигателя, В.

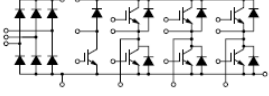
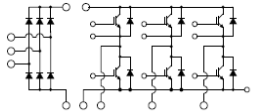
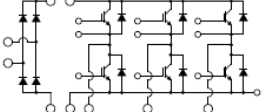
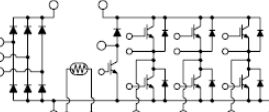
Ключи инвертора выбираются типа *IGBT* с постоянным (номинальным) током коллектора $I_c \geq I_{c\max}$. Здесь приводятся тип (марка) и справочные параметры ключевого элемента.

Технология приборов *IGBT* очень динамична. Поэтому производители периодически предлагают новые марки транзисторов. В табл. 3 приведены данные *IGBT*-модулей, параметры которых являются приемлемыми на сегодняшний день.

Таблица 3

Модули IGBT (Mitsubishi Electric, Япония)

| U_{ces} , В | I_c , А | | | | | | Схема |
|------------------|----------------|-------------|--------------|-----------------|---|------------------|---|
| | 20 | 50 | 100 | 200 | 400/450 | 1000 | |
| 250 | | | | | CM450 HA-5F | |  |
| 600 | | | | CM200 HA-24H | CM400 HA-12H | | |
| 1200 | | | | CM200 HA-24H | CM400 HA-24H | CM1000 HA-24H | |
| 600 | | CM50DY-12H | CM100 DY-12H | CM200 DY-12H | | |  |
| 1200 | | CM50 DY-24H | CM100 DY-24H | CM200 DY-24H | | | |
| U_{ces} , В | I_c , А | | | | Схема | | |
| | 20 | 50 | 100 | 200 | | | |
| 600 | CM20TF-12H | CM50 TF-12H | CM100 TF-12H | |  | | |
| 1200 | CM20 TF2-4H | CM50 TF-24H | CM100 TF-24H | | | | |
| 600 | | | CM100E3U-12H | CM200E3-U12H |  | | |
| 1200 | | CM50E3U-24H | CM100E3U-24H | | | | |
| U_{ces} , В | I_c , А | | | | Схема | | |
| | 20 | 50 | 100 | 200 | | | |
| 600 | CM20TF-12H | CM50 TF-12H | CM100 TF-12H | |  | | |
| 1200 | CM20 TF2-4H | CM50 TF-24H | CM100 TF-24H | | | | |
| 600 | | | CM100E3U-12H | CM200E3-U12H |  | | |
| 1200 | | CM50E3U-24H | CM100E3U-24H | | | | |

| $U_{ces},$ В | I_c, A | | | | Схема | | |
|-----------------|--------------|--------------|--------------|------------------------------|---|--------------|--|
| | 10 | 15 | (25) 30 | 50 | | | |
| 600 | CM10 MD-12H | CM15 MD-12H | CM30 MD-12H | CM50 MD-12H |  | | |
| 1200 | CM10 D-24H | CM15 MD-12H | CM30 MD-24H | | | | |
| 600 | CM10MD-12H | CM15 MD1-12H | CM30 MD1-12H | CM50 MD1-12H |  | | |
| 1200 | CM10 MD1-24H | CM15 MD1-24H | CM25 MD1-24H | | | | |
| 600 | CM10 MD3-12H | CM15 MD3-12H | CM30 MD3-12H | CM50 MD3-12H |  | | |
| 600 | CM10AD-12H | CM15AD-12H | CM30AD-12H | CM50AD-12H |  | | |
| 1200 | CM10AD-24H | CM15AD-24H | CM25AD-24H | | | | |
| $U_{ces},$ В | I_c, A | | | | | | Схема |
| | 15 | 30(25) | 50 | 100 | 200 | 400 | |
| 1200 | | | | | | PM400 HSA120 | 1 IGBT-инвертор; драйвер IGBT; защита по току и напряжению |
| 600 | | | | | PM200 DSA060 | PM400 DSA060 | 2 IGBT-инвертора; драйвер IGBT; защита по току, температуре и напряжению |
| 1200 | | | | PM100 DSA120 | PM200 DSA120 | | |
| 600 | PM15 CSJ060 | PM30 CSJ060 | PM50 CSD060 | PM100 CSA060 PM100 CSA120 | PM200 CSA060 | | 3-фазный IGBT; драйвер IGBT; защита по току, температуре, напряжению и от КЗ |
| 1200 | PM15 CZF120 | | | PM100 RSA060 | | | |
| 600 | | PM30 RSF060 | PM50 RSA060 | PM100 RSD060 | PM200 RDS060 | | 3-фазный IGBT; тормозной транзистор; защита по току, температуре, напряжению и от КЗ |
| 600 | | | PM50 RSK060 | | | | |
| 1200 | PM15 RSH120 | PM25 RSB120 | PM50 RSA120 | | | | |

Расчёт потерь в инверторе при ШИМ-формировании синусоидального тока сводится к определению составляющих потерь *IGBT* в открытом состоянии, при коммутации и потерь обратного диода.

Потери в *IGBT* в проводящем состоянии

$$P_{SS} = I_{cp} \cdot U_{ce} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (23)$$

где $I_{cp} = I_{c \max} / k_1$ – максимальная амплитуда тока на входе инвертора, А; $D = t/T$ – максимальная скважность; U_{ce} – прямое падение напряжения на ключе при его насыщении (типичное значение $U_{ce} = 2,2$ В при $T_{ja} = 125$ °С).

Потери в *IGBT* при коммутации

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cp} \cdot U_{ce} \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \cdot f_{SW}}{2}, \quad (24)$$

где $t_{c(on)}$, $t_{c(off)}$ – продолжительность переходных процессов по цепи коллектора на открывание и закрывание, с; U_{ce} – напряжение на коллекторе ключа, В; f_{SW} – частота коммутаций *IGBT*, Гц (частота ШИМ, равная в среднем 5000–15000 Гц).

Суммарные потери *IGBT*

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW}. \quad (25)$$

Потери диода *FWD* в проводящем состоянии

$$P_{DS} = I_{ep} \cdot U_{ee} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (26)$$

где $I_{ep} = I_{cp}$ – максимальная амплитуда тока через обратный диод, А; U_{ee} – прямое падение напряжения на диоде (в проводящем состоянии), В.

Потери при восстановлении запирающих свойств диода *FWD*

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (I_{rr} \cdot U_{cc} \cdot t_{rr} \cdot f_{SW}), \quad (27)$$

где I_{rr} – амплитуда обратного тока через диод, А; t_{rr} – продолжительность импульса обратного тока, с (обычно – 0,2 мкс).

Суммарные потери диода *FWD*

$$P_D = P_{DS} + P_{DR}. \quad (28)$$

Результирующие потери в гибридном модуле

$$P_T = P_Q + P_D. \quad (29)$$

Результирующие потери – основа для теплового расчёта инвертора, в ходе которого определяются тип и геометрия охладителя.

Тепловой расчёт параметров охладителя инвертора. Максимально допустимое переходное сопротивление охладитель – окружающая среда для гибридного модуля

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(c-f)}, \quad (30)$$

где $T_c = (363 \div 383)$ К – температура теплопроводящей пластины; $T_a = (318 \div 323)$ К – температура охлаждающего воздуха; $R_{th(c-f)}$ – термическое переходное сопротивление корпус – поверхность теплопроводящей пластины модуля, К/Вт.

Температура кристалла *IGBT*

$$T_{ja} = T_c + P_Q \cdot R_{th(j-c)q}, \quad (31)$$

где $R_{th(j-c)q}$ – термическое переходное сопротивление кристалл – корпус для *IGBT*, К.

Температура кристалла обратного диода *FWD*

$$T_{jd} = T_c + P_D \cdot R_{th(j-c)r}, \quad (32)$$

где $R_{th(j-c)r}$ – термическое переходное сопротивление кристалл – корпус для *IGBT*, К/Вт.

Если температура кристалла *IGBT* и *FWD* не превышает $398 \text{ K} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, то теплоотдача охладителя достаточна.

Расчёт и выбор вентилях диодного моста. Среднее выпрямленное напряжение

$$U_d = K_{CH} \cdot U_{Л}, \quad (33)$$

где K_{CH} – коэффициент схемы для номинальной нагрузки. Для мостовой трёхфазной схемы $K_{CH} = 1,35$.

Максимальное значение среднего выпрямленного тока

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \frac{I_{c\max}}{\sqrt{2}} \cdot U_{Л} \cdot \cos \varphi + n P_T}{U_d}, \quad (34)$$

где n – количество пар *IGBT/FWD* в инверторе.

Максимальный рабочий ток диода

$$I_{\text{вн}} = K_{cc} \cdot I_{dm}, \quad (35)$$

где $K_{cc} = 1,045$ – коэффициент для мостовой трёхфазной схемы при Г-образном *LC*-фильтре, установленном на входе выпрямителя.

Максимальное обратное напряжение диода

$$U_{\text{om}} = K_{3\text{H}} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{Л}} \cdot K_{\text{CH}} \cdot K_{\text{C}} + \Delta U_{\text{n}}, \quad (36)$$

где $K_{3\text{H}} \geq 1,15$ – коэффициент запаса по напряжению; $K_{\text{C}} \geq 1,1$ – коэффициент допустимого повышения напряжения сети; $\Delta U_{\text{n}} = 100 \div 150$ В – запас на коммутационные выбросы напряжения в звене постоянного тока.

Диоды выбираются по максимальному рабочему току $I_{\text{om}} > I_{\text{om расч}}$, току и классу напряжения (не менее $U_{\text{om}}/100$). Может быть выбран трёхфазный диодный мост в составе модуля по этим же признакам.

Потери в выпрямителе

$$P_{\text{dv}} = m_{\text{v}} \cdot K_{\text{CS}} \cdot \Delta U_{\text{v}} \cdot \frac{I_{\text{dm}}}{k_1}, \quad (37)$$

где $K_{\text{CS}} = 0,577$ – для мостовой трехфазной схемы; m_{v} – количество вентиляй; ΔU_{v} – падение напряжения на вентиле (для диода $\Delta U_{\text{v}} \leq 1$ В).

Тепловой расчёт параметров охладителя выпрямителя. Максимально допустимое переходное сопротивление охладитель – окружающая среда

$$R_{\text{th}(f-a)} = \frac{T_c - T_a}{P_{\text{dv}}} - R_{\text{th}(c-f)}. \quad (38)$$

Температура кристалла

$$T_{\text{jdв}} = T_c + \frac{P_{\text{dv}}}{n_d} R_{\text{th}(j-c)r}, \quad (39)$$

где n_d – количество приборов в модуле выпрямителя.

Допустимая температура кристалла – $T_{\text{jdв}} < 413$ К.

Расчёт параметра охладителя. Требуемое суммарное переходное тепловое сопротивление охладитель – окружающая среда

$$R_{\text{th}(f-a)} = \frac{R_{\text{th}(f-a)\text{вып}} \cdot R_{\text{th}(f-a)\text{инв}}}{R_{\text{th}(f-a)\text{вып}} + R_{\text{th}(f-a)\text{инв}}}. \quad (40)$$

Площадь охладителя определяется из размеров конструкции для обеспечения эффективного отвода тепла. Для широко используемой конструкции охладителя (рис. 2)

$$A_{\text{rad}} = 2d \cdot (b + h), \quad (41)$$

где d, b, h – габаритные размеры профиля, м.

Площадь охладителя, участвующая в конвекции,

$$A_{\text{conv}} = 2d \cdot (b + m(h - c)), \quad (42)$$

где $m = 15$ – число рёбер охладителя; c – высота основания охладителя, м.

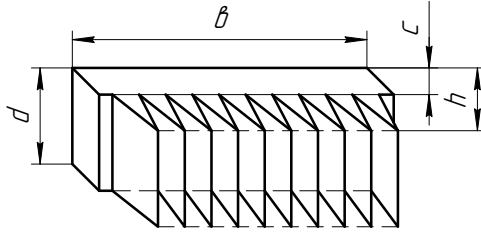


Рис. 2. Конструкция охладителя

Переходное сопротивление излучению тепла

$$R_{Qrad} = \frac{\Delta T}{5,1 \cdot E \cdot A_{rad} \left[\left(\frac{T_c}{100} \right)^4 + \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]}, \quad (43)$$

где $\Delta T = T_c - T_a$ – разность температуры охладителя и окружающей среды ($\Delta T \approx 50$ K); $E = 0,8$ – коэффициент излучения поверхности для алюминия.

Переходное температурное сопротивление теплопередачи конвекцией (при $d < 1$ м)

$$R_{Qconv} = \frac{1}{1,34 A_{conv} \cdot F_{red}} \cdot \left(\frac{d}{\Delta T} \right)^{0,25}, \quad (44)$$

где $F_{red} = 0,76$ – коэффициент ухудшения теплоотдачи (конвекции) при расстоянии между рёбрами охладителя менее 20 мм.

Переходное температурное сопротивление охладитель – окружающая среда при естественном охлаждении

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{Qrad} \cdot R_{Qconv}}{R_{Qrad} + R_{Qconv}}. \quad (45)$$

Если полученное значение не превышает требуемого суммарного значения, то охладитель с выбранными размерами обеспечивает необходимый отвод тепла. В противном случае следует корректировать параметры охладителя.

Расчёт фильтра. Коэффициент пульсаций на входе фильтра

$$q_{1вх} = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (46)$$

где $m = 6$ – пульсность для трёхфазной мостовой схемы выпрямления.

Параметр сглаживания LC-фильтра

$$L_0 C_{01} = \frac{S + 1}{(2\pi m f)^2}, \quad (47)$$

где $S = 3 \dots 7$ – коэффициент сглаживания по первой гармонике.

Средний ток звена постоянного тока

$$I_d = \frac{I_{dm}}{k_1}. \quad (48)$$

Индуктивность дросселя LC -фильтра

$$L_0 = 3L_{0\min} = 3 \frac{0,013U_{\text{Л}}}{2\pi f I_d}. \quad (49)$$

Амплитуда тока, протекающего через конденсатор фильтра, на частоте первой гармоники

$$I_{\text{com}} = q_{1\text{вых}} \cdot U_d \cdot 2\pi m f \cdot C_{01}, \quad (50)$$

где C_{01} – ёмкость конденсаторов, необходимая для протекания реактивного тока нагрузки инвертора, Φ . Большинство производителей приводят данные о допустимом амплитудном значении тока в своих каталогах для конденсаторов.

Расчёт снаббера. Снаббер (демпфирующая цепь) требуется для предотвращения перенапряжений на электронных ключах при коммутации.

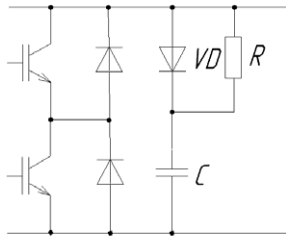


Рис. 3. Схема включения демпфирующей цепи (снаббера)

На рис. 3 представлена цепь одного из наиболее типичных снабберов. Ёмкость снаббера C обычно выбирается из расчёта 1 мкФ на 100 А коммутируемого $IGBT$ -транзистором тока.

Мощность резистора снаббера

$$P = 0,5 \cdot C \cdot \Delta U^2 \cdot f_{\text{sw}} \quad (51)$$

Сопротивление резистора для обеспечения минимума колебаний тока коллектора $IGBT$

$$R = 2 \sqrt{\frac{L_{\text{sn}}}{C}}, \quad (52)$$

где L_{sn} – индуктивность цепей снаббера, Гн ($L_{\text{sn}} = 10 \text{ нГн}$ или меньше).

Диод снаббера выбирается по току. Отношение максимально-го тока к среднему должно быть равным примерно $(20 \div 50):1$. Диод снаббера берётся высокочастотным со временем восстановления за-пирающих свойств не более $t_{rr} = 0,3$ мкс.

Выбор преобразователя частоты. Применение стандартных преоб-разователей частоты позволяет избегать проблем при пуске-наладке и последующей эксплуатации электроприводов. Существуют различ-ные специализированные серии преобразователей частоты в зависи-мости от области применения регулируемых электроприводов.

Выбор типового преобразователя осуществляется по мощ-ности, максимальному и номинальному току электродвигателя ($P_{пч} \geq P_{н.дв}$, $I_{н.пч} \cdot 1,5 > I_{\max \text{ дв}}; I_{н.пч} > I_{н.дв}$) с учётом требуемого ра-бочего диапазона регулирования скорости и функциональным воз-можностям.

В табл. 4 приводятся данные для выбора одного из универсальных преобразователей частоты, широко применяющегося в регулируемых электроприводах различного назначения. Технические характери-стики преобразователей *Micromaster 420* и *Micromaster 430* соответствуют номинальным параметрам двигателей, приведённых в задании, и тре-бованиям к разрабатываемым системам электроприводов.

Таблица 4

Преобразователи частоты (*Siemens*, Германия)

| Мощ-ность, кВт | Сетевое на-пряжение, В | Вы-ходной ток, А | Модель без фильтра | Модель с фильтром |
|----------------|------------------------|------------------|--|--|
| 1,1 | 3×(380–480) | 3 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD21-1AA1 | – |
| 1,5 | 3×(380–480) | 4 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD21-5AA1 | – |
| 2,2 | 3×(380–480) | 5,9 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD22-2BA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD22-2BA1 |
| 3,0 | 3×(380–480) | 7,7 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD23-0BA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD23-0BA1 |
| 4,0 | 3×(380–480) | 10,2 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD24-0BA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD24-0BA1 |
| 5,5 | 3×(380–480) | 13,2 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD25-5CA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD25-5CA1 |

| Мощность, кВт | Сетевое напряжение, В | Выходной ток, А | Модель без фильтра | Модель с фильтром |
|---------------|-----------------------|-----------------|--|--|
| 7,5 | 3×(380–480) | 19 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD27-5CA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD27-5CA1 |
| 11 | 3×(380–480) | 26 | Micromaster 420, 6SE6420-2UD31-5CA1 | Micromaster 420, 6SE6420-2AD31-1CA1 |
| 7,5 | 3×(380–480) | 19 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD27-5CA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD27-5CA0 |
| 11 | 3×(380–480) | 26 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD31-1CA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD31-1CA0 |
| 15 | 3×(380–480) | 32 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD31-5CA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD31-5CA0 |
| 18,5 | 3×(380–480) | 38 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD31-8DA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD31-8DA0 |
| 22 | 3×(380–480) | 45 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD32-2DA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD32-2DA0 |
| 30 | 3×(380–480) | 62 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD33-0DA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD33-0DA0 |
| 37 | 3×(380–480) | 75 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD33-7EA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD33-7EA0 |
| 45 | 3×(380–480) | 90 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD34-5EA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD34-5EA0 |
| 55 | 3×(380–480) | 110 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD35-5FA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD35-5FA0 |
| 75 | 3×(380–480) | 145 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD37-5FA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD37-5FA0 |
| 90 | 3×(380–480) | 178 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD38-8FA0 | Micromaster 430, 6SE6430-2AD38-8FA0 |
| 110 | 3×(380–480) | 205 | Micromaster 430, 6SE6430-2UD41-1FA0 | — |

Расчёт механических характеристик асинхронного двигателя при частотном скалярном управлении

Для определения момента двигателя и построения механических характеристик используются Г-образные упрощенные схемы замещения, в которых намагничивающий контур вынесен во входную цепь без учёта падения напряжения на активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния статора (рис. 4).

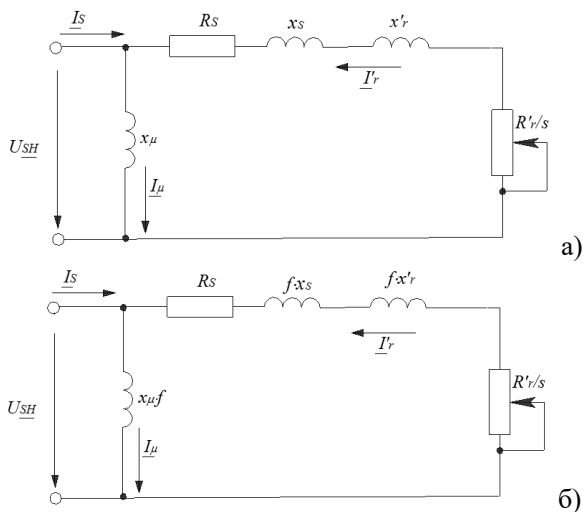


Рис. 4. Схемы замещения асинхронного двигателя при номинальных параметрах сети (а) и частотном управлении (б)

Величина критического момента двигателя может вычисляться по формуле

$$M_K = \frac{3h^2 \cdot U_{\Phi H}^2}{2 \cdot f_s^* \cdot \omega_{sh} \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (f_s^* \cdot x_k)^2} \right]}, \quad (53)$$

где $f_s^* = \frac{f_s}{f}$ и $h = \frac{U_s}{U_{\Phi H}}$ – относительные значения выходной частоты и напряжения преобразователя (при $f_s^* = 1$ и $h = 1$ выходная частота равна $f = 50$ Гц, а напряжение соответствует – $U_{\Phi H}$).

Угловая скорость двигателя

$$\omega_{sh} = \frac{2\pi f}{p_n}. \quad (54)$$

Уравнение для расчёта угловой скорости ротора двигателя

$$\omega = \omega_{sh} \cdot (1 - s_x) = 314 \cdot (1 - s_x). \quad (55)$$

Формула расчёта вращающего момента двигателя

$$M_x = \frac{3h^2 \cdot U_{\Phi H}^2 \cdot R_r \cdot s_x}{f_s^* \cdot \omega_{sh} \left[(R_s \cdot s_x + R_r)^2 + (f_s^* \cdot x_k \cdot s_x)^2 \right]}. \quad (56)$$

Для определения и построения семейства механических регулировочных характеристик асинхронного электропривода удобно использовать разработанный нами на основе уравнений (55) и (56)

скрипт (мини-программу) в специализированном пакете программ MATLAB (рис. 5).

```

%Задание величины скольжения, относительно частоты и напряжения:
s=[0.001:0.005:1];f=1;h=1;
%Вычисление угловой скорости вращения ротора, принимаем Wsh=314
рад/с;
%Обозначаем угловую скорость вращения ротора w=y:
[y1]=314*f*(1-s);
%Вычисление момента двигателя, обозначаем момент M=x:
[x1]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Вычисление угловой скорости и момента двигателя при f=0.8 и
h=0.8:
s=[0.001:0.005:1];f=0.8;h=0.8;
[y2]=314*f*(1-s);
[x2]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Вычисление угловой скорости и момента двигателя при f=0.6 и
h=0.6:
s=[0.001:0.005:1];f=0.6;h=0.6;
[y3]=314*f*(1-s);
[x3]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Вычисление угловой скорости и момента двигателя при f=0.4 и
h=0.4:
s=[0.001:0.005:1];f=0.4;h=0.4;
[y4]=314*f*(1-s);
[x4]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Вычисление угловой скорости и момента двигателя при f=0.2 и
h=0.2:
s=[0.001:0.005:1];f=0.2;h=0.2;
[y5]=314*f*(1-s);
[x5]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Построение семейства механических характеристик:
plot(x1,y1,x2,y2,x3,y3,x4,y4,x5,y5),grid
xlabel('x (Nm) '),ylabel('y (1/c) ')

```

Рис. 5. Скрипт вычисления механических характеристик

В готовый скрипт, внешний вид которого представлен на рис. 5, вместо выделенных цифр, соответствующих одному из вариантов задания, подставляются значения величин, рассчитанные по своим данным. Результат выполнения скрипта в командной среде MATLAB представляет собой семейство механических характеристик (рис. 6).

Из анализа полученных характеристик следует, что при пропорциональном законе частотного скалярного управления снижение частоты и амплитуды питающего напряжения приводит к уменьшению критического момента и жёсткости $\omega = f(M)$. Это объясняется тем, что с ростом нагрузки становится существенным падение напряжения на активном сопротивлении статорной обмотки, что приводит к уменьшению магнитного потока и электромагнитного момента.

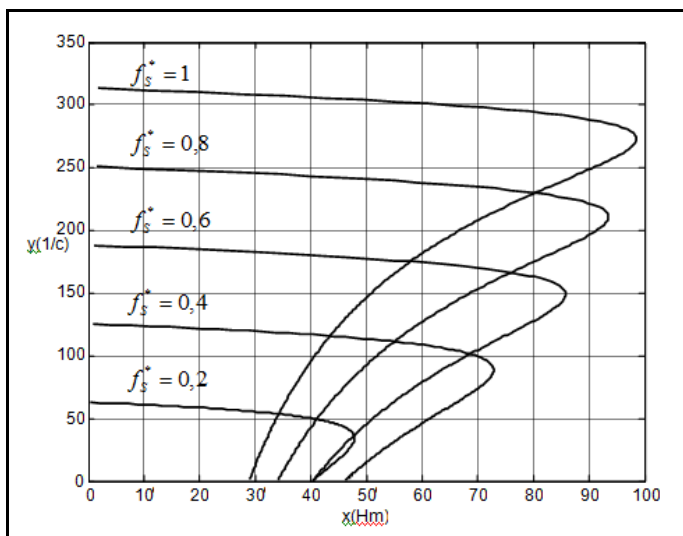


Рис. 6. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании по закону $U_s/f_s = \text{const}$

Для сохранения постоянства критического момента двигателя требуется величину питающего напряжения на статоре в процессе регулирования уменьшать в меньшей степени, чем частоту.

Для построения механических характеристик асинхронного привода с постоянным критическим моментом при изменении частоты определяются требуемые значения относительного напряжения на статоре двигателя, исходя из соотношения

$$M_k = \frac{3h^2 \cdot U_{\Phi H}^2}{2 \cdot f_s^* \cdot \omega_{sh} \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (f_s^* \cdot x_k)^2} \right]} = \text{const};$$

$$h = \sqrt{\frac{2 \cdot M_k \cdot f_s^* \cdot \omega_{sh} \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (f_s^* \cdot x_k)^2} \right]}{3 \cdot U_{\Phi H}^2}}. \quad (57)$$

Значение $M_k = \text{const}$ берётся по рис. 6, где $f_s^* = 1$ и $h = 1$.

В результате подстановки в формулу (57) рассчитанных ранее величин получается функциональная зависимость $h = \varphi(f_s^*)$. Например, для скрипта, приведённого на рис. 5, уравнение приобретает вид:

$$98,54 = \frac{3h^2 \cdot 380^2}{2 \cdot f_s^* \cdot 314 \left[1,22 + \sqrt{1,22^2 + (f_s^* \cdot 5,65)^2} \right]}.$$

Ему соответствует график, представленный на рис. 7.

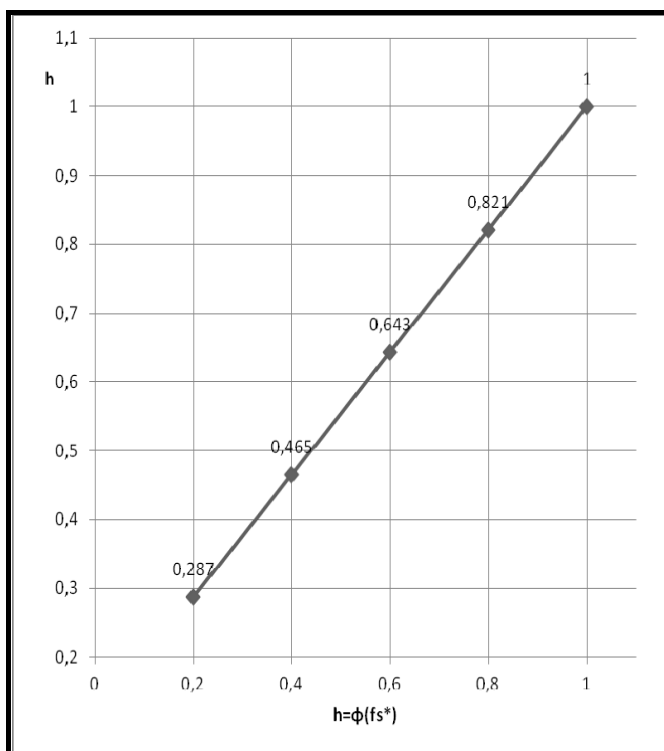


Рис. 7. Зависимость $h = \phi(fs^*)$

Такая взаимосвязь между амплитудой и частотой питающего напряжения, т. е. регулирование скорости асинхронного двигателя при постоянном критическом моменте, реализуется при пропорциональном частотном регулировании с I_r -компенсацией.

При частотном регулировании вращение ротора может быть выше синхронной скорости. Это достигается при питании статора напряжением с частотой выше 50 Гц. В этом случае допустимый электромагнитный момент двигателя в первом приближении уменьшается обратно пропорционально увеличению частоты, а скорость ротора увеличивается пропорционально частоте. Поэтому мощность на валу двигателя остается примерно постоянной. В свя-

зи с этим частотное регулирование выше номинальной частоты при постоянном напряжении на статоре относится к регулированию с постоянной мощностью.

Исследование частотного регулирования скорости асинхронного электропривода с I_r -компенсацией, а также регулирования с постоянной мощностью на валу удобно проводить на основе разработанного с учётом приведённых выше факторов скрипта (рис. 8), в который для получения механических характеристик, подобных изображённым на рис. 9, требуется только подставить свои расчётные данные.

```
s=[0.001:0.005:0.25];f=1;h=1;
[y1]=314*f*(1-s);
%Вычисление момента двигателя при снижении частоты:
[x1]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.3];f=0.8;h=0.821;[y2]=314*f*(1-s);
[x2]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.4];f=0.6;h=0.643;[y3]=314*f*(1-s);
[x3]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.5];f=0.4;h=0.465;[y4]=314*f*(1-s);
[x4]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.6];f=0.2;h=0.287;[y5]=314*f*(1-s);
[x5]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
%Вычисление момента двигателя при увеличении частоты выше 50Гц:
s=[0.001:0.005:0.3];f=1.2;h=1;[y6]=314*f*(1-s);
[x6]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.25];f=1.4;h=1;[y7]=314*f*(1-s);
[x7]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.6];f=1.6;h=1;[y8]=314*f*(1-s);
[x8]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
s=[0.001:0.005:0.6];f=1.8;h=1;[y9]=314*f*(1-s);
[x9]=115.61*h.^2*s./(((0.41*s+0.25).^2+(1.89*f*s).^2)*f);
plot(x1,y1,x2,y2,x3,y3,x4,y4,x5,y5,x6,y6,x7,y7,x8,y8,x9,y9),grid
xlabel('x(Hm)'),ylabel('y(1/c)')
```

Рис. 8. Скрипт вычисления механических характеристик при пропорциональном частотном регулировании с I_r -компенсацией

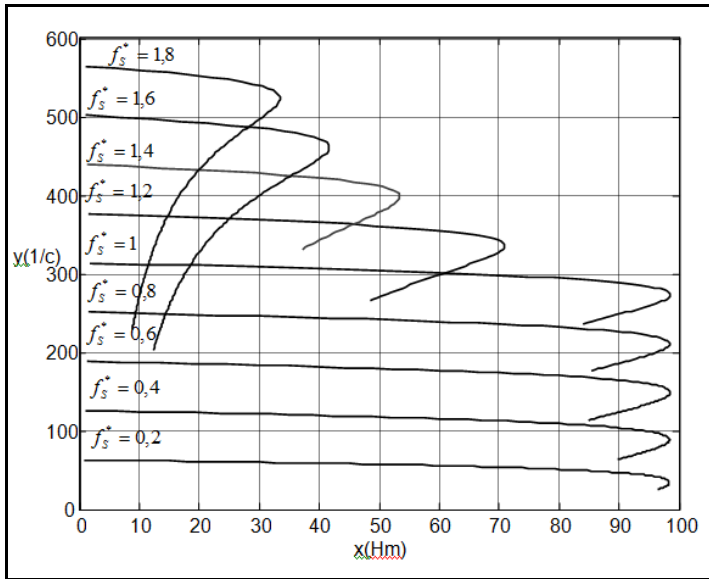


Рис. 9. Механические характеристики при пропорциональном частотном регулировании с I_r -компенсацией

Математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением

Расчёт коэффициентов и параметров контуров регулирования. По динамическим свойствам транзисторный преобразователь частоты может рассматриваться как апериодическое звено с малой постоянной времени $T_\mu = 5 \cdot 10^{-4}$ с. Датчики тока BA , скорости вращения BR и потокосцепления $B\Psi$ с достаточной точностью считаются безынерционными звеньями.

Вектор тока статора, A :

$$\bar{I}_S = I_{\Phi H} \cos \varphi + j I_{\Phi H} \sin \varphi. \tag{58}$$

Вектор тока холостого хода, A :

$$\bar{I}_0 = j \frac{U_{\Phi H}}{\omega \cdot L_S}. \tag{59}$$

Вектор главного потокосцепления, $B\psi$

$$\bar{\Psi}_0 = L_m \cdot \bar{I}_0. \tag{60}$$

Индуктивность рассеяния фаз ротора, Гн

$$L_{\sigma r} = L_r - L_m. \quad (61)$$

Вектор потокосцепления ротора, Вб

$$\overline{\Psi}_r = \frac{1}{K_r} \overline{\Psi}_0 - L_{\sigma r} \cdot \overline{I}_S. \quad (62)$$

Максимальное значение модуля потокосцепления ротора, Вб

$$\Psi_{rm} = \sqrt{2} \cdot |\overline{\Psi}_r|. \quad (63)$$

Коэффициент передачи датчика потокосцепления, В/Вб

$$k_{\Psi} = \frac{U'}{\Psi_{rm}}, \quad (64)$$

где $U' = 5$ В – напряжение на выходе преобразователя.

Коэффициент передачи датчика тока, В/А

$$k_T = \frac{U'}{\lambda \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\Phi H}}. \quad (65)$$

Коэффициент усиления транзисторного инвертора, В/А

$$k_{\Pi} = \frac{k_3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\Phi H}}{U'}. \quad (66)$$

Параметры регулятора тока, с

$$\tau_T = T_S'; \quad (67)$$

$$T_{ИТ} = \frac{2T_{\mu} \cdot k_{\Pi} \cdot k_T}{R_S'}. \quad (68)$$

Параметры регулятора потокосцепления

$$\tau_{\Psi} = T_r, \text{ с}; \quad (69)$$

$$\varepsilon = \frac{R_S'}{R_S}; \quad (70)$$

$$T_{И\Psi} = \frac{4T_{\mu} \cdot \varepsilon \cdot L_m \cdot k_{\Psi}}{k_T}, \text{ с}; \quad (71)$$

$$k_{p\Psi} = \frac{\tau_{\Psi}}{T_{И\Psi}}. \quad (72)$$

Коэффициент передачи датчика скорости, В · с/рад

$$k_c = \frac{U'}{\omega_0}. \quad (73)$$

Параметры регулятора скорости

$$k_{pc} = \frac{J \cdot k_T}{6 \cdot k_r \cdot T_{\mu} \cdot k_c \cdot p_n \cdot \Psi_{rm}}; \quad (74)$$

$$T_T = 2 \cdot T_{\mu}, \text{ с;} \quad (75)$$

$$\tau_{\text{Ис}} = 4 \cdot T_T, \text{ с;} \quad (76)$$

$$T_{\text{Ис}} = \frac{12 \cdot T_T^2 \cdot p_n \cdot k_r \cdot k_c \cdot \Psi_{rm}}{k_T \cdot J}, \text{ с.} \quad (77)$$

Моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением осуществляется на основе модели в неподвижной системе координат (α, β) и включает систему регулирования с прямым и обратным координатными преобразователями и ориентацией вращающихся координат по вектору потокосцепления $\overline{\Psi}_r$ ротора.

Схема модели асинхронного электропривода с векторным управлением и преобразователями координат, приведенная на рис. 10, содержит полную модель асинхронного двигателя (*Subsystem 3*), прямой и обратный преобразователи координат (*Subsystem 2* и *Subsystem 1*), вектор-фильтр *VF (Real – Imag to Complex, Complex to Magnitude – Angle)*, канал стабилизации модуля Ψ_r вектора потокосцепления ротора и канал регулирования угловой скорости $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ вращения ротора.

Прямой координатный преобразователь (*Subsystem 2*) преобразует составляющие $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ статорного тока неподвижной системы координат (α, β) в составляющие i_{s1}, i_{s2} статорного тока вращающейся системы координат $(1, 2)$.

Обратный координатный преобразователь (*Subsystem 1*) обеспечивает преобразование сигналов U_{s1}, U_{s2} постоянного тока вращающейся системы координат $(1, 2)$ в сигналы $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ переменного тока неподвижной системы координат (α, β) .

Вектор-фильтр *VF* с помощью блока *Real – Imag to Complex* преобразует составляющие $\Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$ модуля вектора потокосцепления ротора в вектор $\underline{\Psi}_r$, а затем посредством блока *Complex to Magnitude – Angle* вычисляет модуль Ψ_r и текущий угол γ состояния вектора.

Канал стабилизации модуля Ψ_r вектора потокосцепления ротора состоит из внутреннего контура регулирования намагничивающей i_{s1} составляющей статорного тока и внешнего контура регулирования модуля Ψ_r потокосцепления ротора.

Контур регулирования i_{s1} содержит датчик *BAI* тока и регулятор *AA* тока, а контур регулирования Ψ_r – преобразователь U_{ψ} модуля

потокосцепления и регулятор модуля потокосцепления, включающий два регулятора, соединенных параллельно: пропорциональный регулятор $P - A_\psi$ и интегральный регулятор $I - A_\psi$.

Канал регулирования скорости вращения содержит внутренний контур регулирования квадратурной i_{s2} составляющей статорного тока (датчик BA тока и регулятор $AA2$ тока) и внешний контур регулирования скорости вращения ротора (тахогенератор BR , регулятор AR скорости вращения и блок токоограничения $Saturation$).

Модель системы управления, кроме преобразователя частоты и асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, выполняется во вращающейся системе координат, где действуют сигналы постоянного тока. Это даёт возможность строить контуры регулирования по принципам подчиненного регулирования и использовать в контурах стандартные настройки регуляторов, разработанные для приводов постоянного тока. Такой подход к расчёту можно применить в канале стабилизации модуля потокосцепления ротора и в канале регулирования электромагнитного момента.

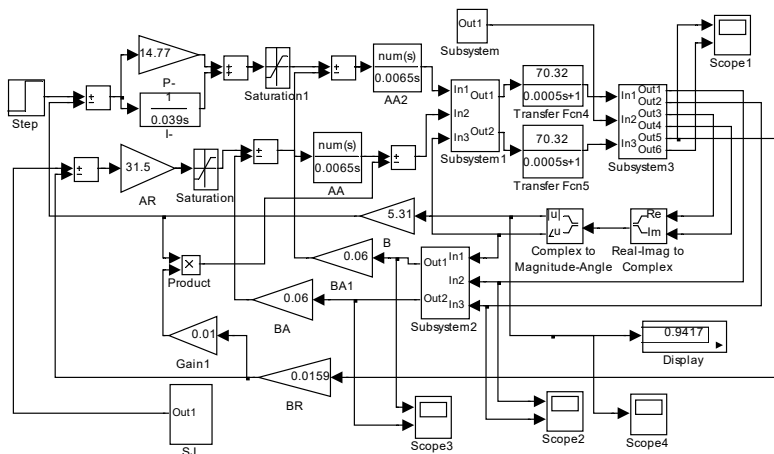


Рис. 10. Схема модели асинхронного электропривода с векторным управлением и преобразованием координат

В результате моделирования должны получиться кривые статорных токов $i_{S\alpha}$ и $i_{S\beta}$ в неподвижной системе координат, подобные изображённым на рис. 11, для режима пуска с номинальной нагрузкой

на валу асинхронного двигателя, в установившемся режиме работы (в интервале 0,25–0,3 с на рис. 11) и при сбросе нагрузки (на рис. 11 – в момент времени 0,3 с).

Для сравнительного анализа выводятся также кривые статорных токов $i_{s\alpha}$ и $i_{s\beta}$ во вращающейся системе координат (1, 2), полученные на той же модели для названных режимов (пример – рис. 12).

При векторном управлении значение модуля потокоцепления ротора остается постоянным в процессе регулирования скорости вращения.

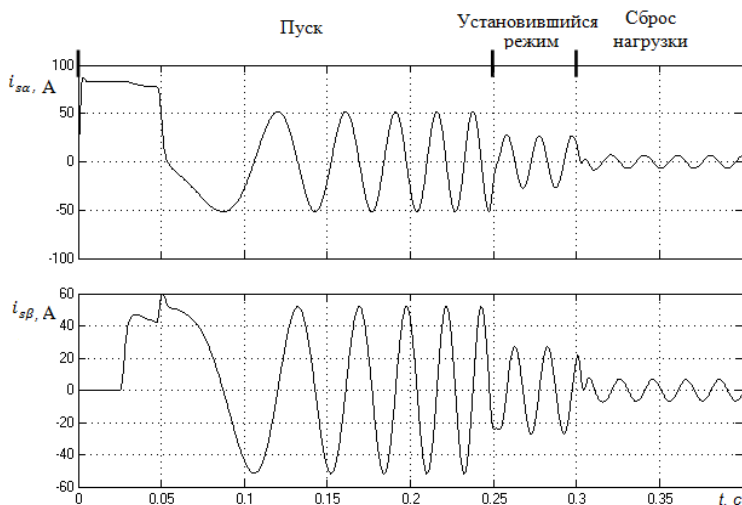


Рис. 11. Статорные токи в неподвижной системе координат при пуске, в установившемся режиме и при сбросе нагрузки

Модель (рис. 10) позволяет получать кривые изменения скорости вращения ω ротора и электромагнитного вращающего момента M асинхронного двигателя (рис. 13). Пуск системы электропривода в данном примере производится изменением напряжений $U_{3\psi}$ и U_{3c} от нуля до U_{30} , что соответствует значениям потокоцепления $\Psi_{rm} = 0,941$ Вб и скорости $\omega = 314$ рад/с установившегося режима. При этом напряжение U_{3c} задания скорости вращения подается на вход AR модели с задержкой, равной времени, за которое потокоцепление ротора достигает номинального значения. Время задерж-

ки, равное в данном примере $t = 0,047$ с, устанавливается в блоке задатчика интенсивности SJ модели.

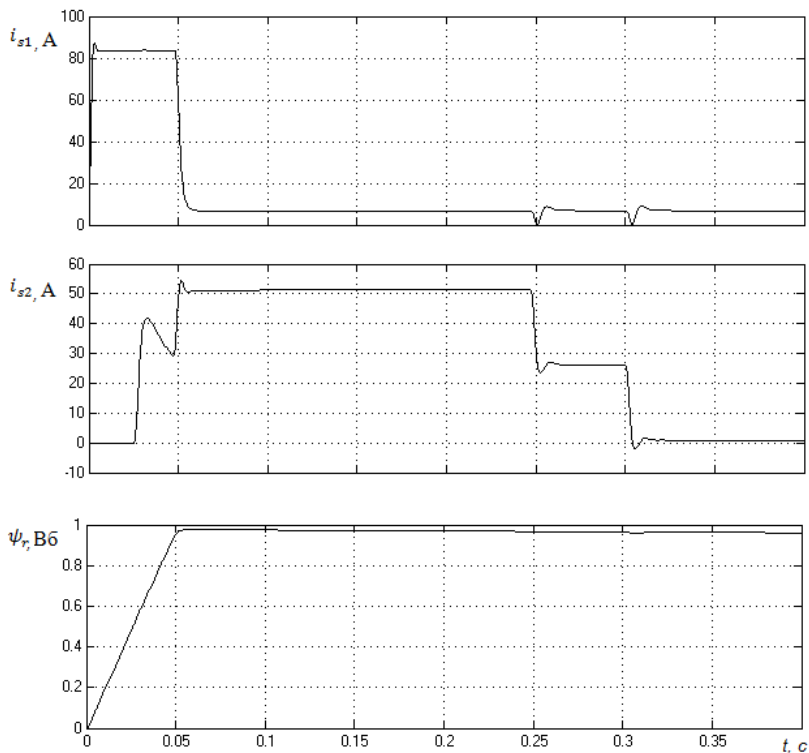


Рис. 12. Статорные токи во вращающейся системе координат при пуске, в установившемся режиме и при сбросе нагрузки

В процессе пуска квадратурная составляющая i_{s2} статорного тока остается постоянной (рис. 12). Это обеспечивает линейный рост скорости вращения при пуске электропривода (рис. 13).

В результате моделирования могут быть определены: время переходного процесса (равно 0,25 с), перерегулирование скорости (отсутствует), длительность установившегося режима работы (соответствует отрезку времени 0,25–0,3 с), установившееся значение скорости вращения (равно 311,4 рад/с) и момента на валу двигателя (соответствует номинальному моменту $M_H = 36,8$ Н · м).

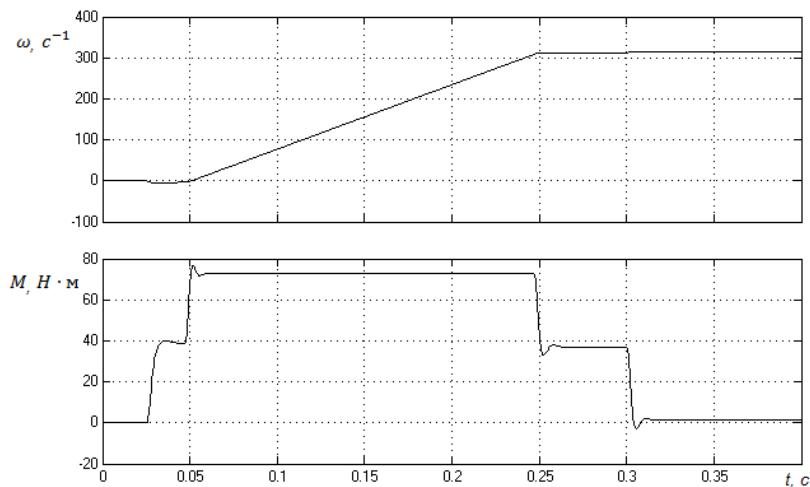


Рис. 13. Кривые скорости и электромагнитного момента электропривода при пуске, в установившемся режиме работы и при сбросе нагрузки

Кроме того, появляется возможность оценить качество регулирования скорости. В данном примере режим внезапного сброса нагрузки создается в момент времени $t = 0,3$ с, когда система электропривода работает в установившемся режиме. При этом напряжение управления скоростью остается прежним $U_{3c} = U_{30}$, а величина нагрузки сбрасывается до нуля. В результате сброса нагрузки вращение ротора может незначительно увеличиться (до 314 рад/с на рис. 13). Значения абсолютной ($\Delta\omega = 314 \div 311,4 = 2,6$ рад/с по рис. 13) или относительной ошибки ($\Delta\omega/\omega \cdot 100 \% = 2,6/311,4 \cdot 100 \% = 0,83 \%$) по скорости обуславливаются жёсткостью механической характеристики $\omega = f(M)$ разработанной системы электропривода. По этим показателям оценивается возможный диапазон регулирования скорости асинхронного электропривода и его соответствие заданию или цели работы.

3.3. Раздел «Заключение»

В разделе «Заключение» приводятся сведения о результатах проектирования, а также делаются выводы о достижении поставленной цели и решении запланированных задач.

4. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Пояснительная записка к курсовой работе оформляется на листах формата А4 (210×297 мм) и вкладывается в мягкую папку со скоросшивателем. Текст набирается в текстовом редакторе Word шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 14, межстрочный интервал – 1,5 пробела.

Размеры полей листа задаются равными:

- левое – 30 мм;
- правое – 10 мм;
- верхнее – 20 мм;
- нижнее – 20 мм;
- абзацный отступ – 1,25 см.

Текст работы делится на разделы и подразделы, которые нумеруются арабскими цифрами. Обозначение подраздела составляется из номеров раздела и подраздела, разделённых точкой. Заголовки разделов выполняются прописными буквами. Рекомендуется каждый раздел оформлять с нового листа. Наименование разделов должно быть кратким. Переносы слов в заголовках не допускаются. Точку в конце заголовка не ставят. Если заголовок состоит из двух предложений, то их разделяют точкой. Заголовки подразделов отделяются от текста сверху одним межстрочным интервалом.

В тексте курсовой работы не допускается применение одного и того же понятия для обозначения различных научных терминов. Не рекомендуется использовать иностранные слова и формулировки взамен аналогичных выражений на русском языке, если они есть. Не разрешается произвольное сокращение слов, за исключением общепринятых – установленных правилами русской орфографии или соответствующими государственными стандартами. Таблицы, графики и схемы нумеруются в пределах раздела. Номера страниц ставятся в правом нижнем углу листа. На титульном листе, аннотации и содержании номера страниц не проставляются.

5. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / А.Э. Кравчик [и др.]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с.
2. Электротехнический справочник : в 4 т. Т. 4 / под общ. ред. В.Г. Герасимова [и др.]. – 9-е изд., стер. – М. : Изд-во МЭИ, 2004. – 695 с.
3. Денисов, В.А. Электроприводы переменного тока с частотным управлением : учеб. пособие / В.А. Денисов. – Старый Оскол : ТНТ, 2013. – 164 с.
4. Терехов, В.М. Системы управления электроприводами : учеб. для вузов / В.М. Терехов. – М. : Академия, 2005. – 304 с.
5. Ключев, В.И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
6. Герман-Галкин, С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА – Век, 2008. – 368 с.
7. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М. : Академия, 2006. – 272 с.

6. ПОРЯДОК ЗАЩИТЫ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Защита курсовой работы проводится публично с участием студентов и делится на две части: первая – доклад, вторая – ответы на вопросы.

В докладе отражается сущность работы: актуальность темы, цель, поставленные задачи, методы их решения, полученные результаты, выводы и рекомендации.

Вопросы может задавать как преподаватель, так и любой присутствующий по теме курсовой работы для выявления компетентности студента в сфере систем управления асинхронными электроприводами.

7. ОБРАЗЕЦ ВЫПОЛНЕНИЯ

В качестве примера рассмотрим порядок расчёта и выбора элементов силового канала для асинхронного двигателя 4А132М2У3, имеющего следующие номинальные данные (табл. 5).

Таблица 5

Номинальные данные асинхронного двигателя 4А132М2У3

| Параметры | Буквенные обозначения | Единицы измерения |
|--|------------------------|---------------------|
| Синхронная частота вращения | $n = 3000$ | об/мин |
| Число пар полюсов | $p_n = 1$ | — |
| Номинальная мощность | $P_H = 11000$ | Вт |
| КПД | $\eta = 0,88$ | — |
| Коэффициент мощности двигателя | $\cos \varphi_H = 0,9$ | — |
| Номинальное фазное напряжение | $U_{\text{ФН}} = 220$ | В |
| Число фаз обмотки статора | $m_1 = 3$ | — |
| Динамический момент инерции ротора двигателя | $J = 0,023$ | кг · м ² |
| Кратность критического момента | $\lambda = 2,8$ | — |
| Номинальное скольжение | $s_H = 2,3$ | % |
| Параметры Г-образной схемы замещения | x'_μ | 4,2 |
| | x'_1 | 0,061 |
| | r'_1 | 0,04 |
| | x''_2 | 0,12 |
| | r'_2 | 0,025 |

7.1. Расчёт параметров асинхронного двигателя

Номинальный фазный ток статора по (1)

$$I_{\text{ФН}} = \frac{P_2}{m_1 \cdot U_{\text{ФН}} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta} = \frac{11000}{3 \cdot 220 \cdot 0,9 \cdot 0,88} = 21,04 \text{ А.}$$

Индуктивное сопротивление обмотки статора в о. е. по (2)

$$x_1 = \frac{2x'_1 \cdot x'_\mu}{x'_\mu + \sqrt{x'^2_\mu + 4x'_1 x'_\mu}} = \frac{2 \cdot 0,061 \cdot 4,2}{4,2 + \sqrt{4,2^2 + 4 \cdot 0,061 \cdot 4,2}} = 0,06.$$

Активное сопротивление обмотки статора в о. е. по (3)

$$r_1 = r_1' \cdot \frac{x_1}{x_1'} = 0,04 \cdot \frac{0,06}{0,961} = 0,039.$$

Коэффициент перевода относительных единиц в физические по (4)

$$c = \frac{U_{\Phi H}}{I_{\Phi H}} = \frac{220}{21,04} = 10,46 \text{ В/А}.$$

Активное сопротивление обмотки статора по (5)

$$R_s = r_1 \cdot c = 0,039 \cdot 10,46 = 0,41 \text{ Ом}.$$

Взаимная индуктивность фаз статора и ротора по (6)

$$L_m = \frac{x_1' \cdot c}{2\pi f} = \frac{4,2 \cdot 10,46}{314} = 0,14 \text{ Гн}.$$

Полная индуктивность фазы статора по (7)

$$L_s = \frac{(x_\mu' + x_1') \cdot c}{2\pi f} = \frac{(4,2 + 0,061) \cdot 10,46}{314} = 0,142 \text{ Гн}.$$

Параметр уточненной схемы замещения по (8)

$$c_1 = \frac{x_1'}{x_1} = \frac{0,061}{0,06} = 1,02.$$

Активное сопротивление обмотки ротора по (9)

$$R_r = \frac{r_2'' \cdot c}{c_1^2} = \frac{0,025 \cdot 10,46}{1,02^2} = 0,25 \text{ Ом}.$$

Полная индуктивность фаз ротора по (10)

$$L_r = \frac{\left(x_\mu' + \frac{x_2''}{c_1}\right) \cdot c}{2\pi f} = \frac{\left(4,2 + \frac{0,12}{1,02^2}\right) \cdot 10,46}{314} = 0,144 \text{ Гн}.$$

Коэффициент электромагнитной связи статора по (11)

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} = \frac{0,14}{0,142} = 0,986.$$

Коэффициент электромагнитной связи ротора по (12)

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{0,14}{0,144} = 0,972.$$

Коэффициент рассеяния обмоток по (13)

$$\sigma = (1 - k_s \cdot k_r) = (1 - 0,986 \cdot 0,972) = 0,042.$$

Переходная индуктивность статора по (14)

$$L_s' = L_s \cdot \sigma = 0,142 \cdot 0,042 = 0,006 \text{ Гн}.$$

Переходное активное сопротивление статора по (15)

$$R_s' = R_s + k_r^2 \cdot R_r = 0,41 + 0,972^2 \cdot 0,25 = 0,646 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление намагничивающего контура по (16)

$$x_\mu = 2\pi f \cdot L_m = 314 \cdot 0,14 = 44 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния статора по (17)

$$x_{s\sigma} = 2\pi f \cdot (L_s - L_m) = 314(0,142 - 0,14) = 0,628 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния ротора, приведенное к статору, по (18)

$$x'_{r\sigma} = 2\pi f (L_r - L_m) = 314(0,144 - 0,14) = 1,26 \text{ Ом.}$$

Постоянная времени ротора по (19)

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0,144}{0,25} = 0,576 \text{ с.}$$

Постоянная времени статора по (20)

$$T_s = \frac{L'_s}{R'_s} = \frac{0,006}{0,646} = 0,0093 \text{ с.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния цепи короткого замыкания по (21)

$$x_k = x_{s\sigma} + x'_{r\sigma} = 0,626 + 1,26 = 1,89 \text{ Ом.}$$

7.2. Расчёт элементов и выбор типа преобразователя частоты

7.2.1. Расчет и выбор ключей инвертора

Максимальный ток через ключи инвертора по (22)

$$I_{c\max} = \frac{P_H \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot k_2}{\eta \cdot \cos \varphi_H \cdot \sqrt{3} \cdot U_{\text{л}}} = \frac{11000 \cdot 1,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2}{0,88 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{3} \cdot 380} = 51,2 \text{ А,}$$

где $k_1 = 1,3$ – коэффициент допустимой кратковременной перегрузки по току, необходимой для обеспечения динамики электропривода; $k_2 = 1,2$ – коэффициент допустимой мгновенной пульсации тока; $U_{\text{л}} = 380 \text{ В}$ – линейное напряжение двигателя.

Ключи инвертора выбираем типа *IGBT* с постоянным (номинальным) током коллектора $I_c \geq I_{c\max}$, т. е. тип CM150DX-24A MITSUBISHI ELECTRIK, ток $I_c = 150 \text{ А}$, напряжение $U_{ces} = 1200 \text{ В}$.

Основные данные:

$$U_{ce} = (2,0 \div 2,6) \text{ В};$$

$$t_{c(\text{on})} = 0,13 \text{ мкс};$$

$$t_{c(\text{off})} = 0,45 \text{ мкс};$$

$$I_{rr} \cong I_{\text{cp}};$$

$$t_{rr} = 0,6 \text{ мкс};$$

$$U_{ee} = 0,9 \text{ В};$$

$$\begin{aligned}
 U_{ces} &= 1200 \text{ В}; \\
 R_{th(c-f)} &= 0,015 \text{ К/Вт}; \\
 R_{th(j-c)q} &= 0,13 \text{ К/Вт}; \\
 R_{th(i-c)r} &= 0,23 \text{ К/Вт}.
 \end{aligned}$$

7.2.2. Расчет потерь в инверторе

Потери в *IGBT* в проводящем состоянии по (23)

$$P_{SS} = I_{cp} \cdot U_{ce} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \varphi \right) = 39,4 \cdot 2,2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{9,42} \cdot 0,9 \right) = 18,7 \text{ Вт},$$

где $I_{cp} = I_{c \max} / k_1 = 39,4 \text{ А}$ – максимальная амплитуда тока на входе инвертора; $D = t/T = 0,95$ – максимальная скважность; $U_{ce} = 2,2 \text{ В}$ при $T_{ja} = 125^\circ \text{С}$ – прямое падение напряжения на ключе при его насыщении.

Потери в *IGBT* при коммутации по (24)

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cp} \cdot U_{ce} \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \cdot f_{SW}}{2} = \frac{1}{4,44} \cdot \frac{39,4 \cdot 540 \cdot (0,13 + 0,45) \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3}{2} = 6,94 \text{ Вт},$$

где $t_{c(on)} = 0,13 \text{ мкс}$, $t_{c(off)} = 0,45 \text{ мкс}$ – продолжительность переходных процессов по цепи коллектора на открывание и закрывание; U_{ce} – напряжение на коллекторе ключа, В; $f_{SW} = 5000 \text{ Гц}$ – частота коммутаций *IGBT* (частота ШИМ).

Суммарные потери *IGBT* по (25)

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW} = 18,7 + 6,94 = 25,64 \text{ Вт}.$$

Потери диода *FWD* в проводящем состоянии по (26)

$$P_{DS} = I_{ep} \cdot U_{ee} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \varphi \right) = 39,4 \cdot 0,9 \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{9,42} \cdot 0,9 \right) = 7,65 \text{ Вт},$$

где $I_{ep} = I_{cp} = 39,4$ – максимальная амплитуда тока через обратный диод, А; $U_{ee} = 0,9$ – прямое падение напряжения на диоде (в проводящем состоянии), В.

Потери при восстановлении запирающих свойств диода *FWD* по (27)

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (I_{rr} \cdot U_{cc} \cdot t_{rr} \cdot f_{SW}) = \frac{1}{8} (39,4 \cdot 540 \cdot 0,6 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3) = 7,98 \text{ Вт},$$

где $I_{rr} = 39,4$ – амплитуда обратного тока через диод, А; $t_{rr} = 0,6 \cdot 10^{-6}$ – продолжительность импульса обратного тока, с.

Суммарные потери диода *FWD* по (28)

$$P_D = P_{DS} + P_{DR} = 7,65 + 7,98 = 15,63 \text{ Вт}.$$

Результирующие потери в гибридном модуле по (29)

$$P_T = P_Q + P_D = 25,64 + 15,63 = 41,27 \text{ Вт.}$$

7.2.3. Тепловой расчет параметров охладителя инвертора

Максимально допустимое переходное сопротивление охладителя – окружающая среда, для гибридного модуля по (30)

$$R_{th(j-a)} = \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(c-f)} = \frac{373 - 323}{41,27} - 0,015 = 1,2 \text{ К/Вт,}$$

где $T_c = 373 \text{ К}$ – температура теплопроводящей пластины; $T_a = 323 \text{ К}$ – температура охлаждающего воздуха; $R_{th(c-f)} = 0,015 \text{ К/Вт}$ – термическое переходное сопротивление корпус – поверхность теплопроводящей пластины модуля.

Температура кристалла *IGBT* по (31)

$$T_{ja} = T_c + P_Q \cdot R_{th(j-c)q} = 373 + 25,64 \cdot 0,13 \text{ К,}$$

где $R_{th(j-c)q} = 0,13 \text{ К/Вт}$ – термическое переходное сопротивление кристалл – корпус для *IGBT*.

Температура кристалла обратного диода *FWD* по (32)

$$T_{jd} = T_c + P_D \cdot R_{th(j-c)r} = 373 + 15,63 \cdot 0,23 = 376,6 \text{ К,}$$

где $R_{th(j-c)r} = 0,23 \text{ К/Вт}$ – термическое переходное сопротивление кристалл – корпус для *IGBT*.

Температура кристалла *IGBT* и *FWD* не превышает $398 \text{ К} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, теплоотдача охладителя достаточна.

7.2.4. Расчет и выбор вентилях диодного моста

Среднее выпрямленное напряжение по (33)

$$U_d = K_{CH} \cdot U_{л} = 1,35 \cdot 380 = 513 \text{ В,}$$

где $K_{CH} = 1,35$ – коэффициент схемы для номинальной нагрузки.

Максимальное значение среднего выпрямленного тока по (34)

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \frac{I_{c\max}}{\sqrt{2}} \cdot U_{л} \cdot \cos \varphi + n P_T}{U_d} = \frac{\sqrt{3} \cdot \frac{51,2}{\sqrt{2}} \cdot 380 \cdot 0,9 + 3 \cdot 41,27}{513} = 42,05 \text{ А,}$$

где $n = 3$ – количество пар *IGBT/FWD*.

Максимально рабочий ток диода по (35)

$$I_{\text{см}} = K_{cc} \cdot I_{dm} = 1,045 \cdot 42,05 = 43,9 \text{ А,}$$

где $K_{cc} = 1,045$ – коэффициент для мостовой трехфазной схемы при Г-образном LC-фильтре, установленном на входе выпрямителя.

Максимально обратное напряжение диода по (36)

$$U_{om} = K_{3H} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{л} \cdot K_{CH} \cdot K_C + \Delta U_n = 1,15 \cdot \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,35 \cdot 1,1 + 150 = 1065 \text{ В},$$

где $K_{3H} \geq 1,15$ – коэффициент запаса по напряжению; $K_C \geq 1,1$ – коэффициент допустимого повышения напряжения сети; $\Delta U_n = 150 \text{ В}$ – запас на коммутационные выбросы напряжения в звене постоянного тока.

Выбираем трехфазный диодный мост в составе модуля *CM150DX-24A* с постоянным током 150 А и максимальным обратным напряжением 1200 В.

Расчет потерь в выпрямителе по (37)

$$P_{dv} = m_v \cdot K_{CS} \cdot \Delta U_v \cdot \frac{I_{dm}}{k_1} = 6 \cdot 0,577 \cdot 1 \cdot \frac{42,05}{1,3} = 112 \text{ Вт},$$

где $K_{CS} = 0,577$ – для мостовой трехфазной схемы; $m_v = 6$ – число полупроводниковых приборов модулей схемы; $\Delta U_v = 1 \text{ В}$ – падение напряжения на вентиле.

7.2.5. Тепловой расчет параметров охладителя выпрямителя

Максимально допустимое переходное сопротивление охладитель – окружающая среда по (38)

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_c - T_a}{P_{dv}} - R_{th(c-f)} = \frac{373 - 323}{112} - 0,015 = 0,431 \text{ К/Вт}.$$

Температура кристалла по (39)

$$T_{jdv} = T_c + \frac{P_{dv}}{n_d} R_{th(j-c)r} = 373 + \frac{112}{6} \cdot 0,23 = 377,3 \text{ К},$$

где $n_d = 6$ – количество приборов в модуле.

Необходимое условие $T_{jdv} < 413 \text{ К}$ выполняется.

7.2.6. Расчет параметра охладителя

Требуемое суммарное переходное тепловое сопротивление охладитель – окружающая среда по (40)

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{th(f-a)вып} \cdot R_{th(f-a)инв}}{R_{th(f-a)вып} + R_{th(f-a)инв}} = \frac{0,431 \cdot 1,2}{0,431 + 1,2} = 0,317 \text{ К/Вт}.$$

Площадь охладителя определяется из размеров конструкции для обеспечения эффективного отвода тепла. Для охладителя, изображённого на рис. 2, площадь определяется по (41)

$$A_{rad} = 2d \cdot (b + h) = 2 \cdot 0,2 \cdot (0,2 + 0,08) = 0,112 \text{ м}^2,$$

где $d = 0,2$ м – ширина охладителя; $b = 0,2$ м – длина охладителя; $h = 0,08$ м – высота охладителя вместе с ребрами.

Площадь охладителя, участвующая в конвекции, по (42)

$$A_{conv} = 2d \cdot (b + m(h - c)) = 2 \cdot 0,2(0,2 + 15 \cdot (0,08 + 0,01)) = 0,5 \text{ м}^2,$$

где $m = 15$ – число ребер охладителя; $c = 0,01$ м – высота основания охладителя.

Переходное сопротивление излучению тепла по (43)

$$R_{Qrad} = \frac{\Delta T}{5,1 \cdot E \cdot A_{rad} \left[\left(\frac{T_c}{100} \right)^4 + \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]} = \frac{50}{5,1 \cdot 0,8 \cdot 0,112 \left[\left(\frac{373}{100} \right)^4 + \left(\frac{323}{100} \right)^4 \right]} = 0,362 \text{ К/Вт},$$

где $\Delta T = T_c - T_a = 50$ К; $E = 0,8$.

Переходное температурное сопротивление теплопередачи конвекция по (44)

$$R_{Qconv} = \frac{1}{1,34 A_{conv} \cdot F_{red}} \cdot \left(\frac{d}{\Delta T} \right)^{0,25} = \frac{1}{1,34 \cdot 0,5 \cdot 0,76} \cdot \left(\frac{0,1}{50} \right)^{0,25} = 0,751 \text{ К/Вт},$$

где $F_{red} = 0,76$ – коэффициент ухудшения теплоотдачи (конвекции).

Переходное температурное сопротивление охладитель – окружающая среда при естественном охлаждении по (45)

$$R_{in(f-a)} = \frac{R_{Qrad} \cdot R_{Qconv}}{R_{Qrad} + R_{Qconv}} = \frac{0,362 \cdot 0,751}{0,362 + 0,751} = 0,244 \text{ К/Вт}.$$

Полученное значение немного ниже требуемого суммарного значения, на основе этого можно сделать вывод, что охладитель с выбранными размерами обеспечит необходимый отвод тепла.

7.2.7. Расчет фильтра

Коэффициент пульсаций на входе фильтра по (46)

$$q_{1вх} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057,$$

где $m = 6$ – пульсность схемы выпрямления.

Параметр сглаживания LC-фильтра по (47)

$$L_0 C_{01} = \frac{S + 1}{(2\pi m f)^2} = \frac{7 + 1}{(2\pi \cdot 6 \cdot 50)^2} = 2,3 \cdot 10^{-6},$$

где $S = 7$ – коэффициент сглаживания по первой гармонике.

Средний ток звена постоянного тока по (48)

$$I_d = \frac{I_{dm}}{k_1} = \frac{42,05}{1,3} = 32,35 \text{ А}.$$

Индуктивность дросселя LC -фильтра по (49)

$$L_0 = 3L_{0\min} = 3 \frac{0,013U_L}{2\pi f_d} = 3 \frac{0,013 \cdot 380}{2\pi \cdot 50 \cdot 32,35} = 1,46 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Амплитуда тока, протекающего через конденсатор фильтра, на частоте первой гармоники по (50)

$$I_{\text{com}} = q_{1\text{вых}} \cdot U_d \cdot 2\pi m f \cdot C_{01} = q 0,057 \cdot 513 \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 50 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 1,1 \text{ А,}$$

где $C_{01} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ – емкость конденсаторов, необходимая для протекания реактивного тока нагрузки инвертора.

7.2.8. Расчет снаббера

Для ограничения напряжения коммутации требуется установка демпфирующей цепи (снаббера).

В качестве снаббера выбираем цепь, представленную на рис. 3. Емкость конденсатора C снаббера берется из расчета 1 мкФ на 100 А.

Выбираем конденсатор $C = 0,12 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$.

Мощность резистора снаббера по (51)

$$P = 0,5 \cdot C \cdot \Delta U^2 \cdot f_{\text{sw}} = 0,5 \cdot 0,12 \cdot 10^{-6} \cdot 60^2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 1,08 \text{ Вт.}$$

Сопrotивление резистора для обеспечения минимума колебаний тока коллектора $IGBT$ по (52)

$$R = 2\sqrt{\frac{L_{\text{sn}}}{C}} = 2\sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-9}}{0,12 \cdot 10^{-6}}} = 0,57 \text{ Ом,}$$

где $L_{\text{sn}} = 10 \text{ нГн}$ – индуктивность цепей снаббера.

Отношение максимума тока через диод снаббера к среднему (20÷50):1. В качестве диода выбирается высокочастотный диод со временем восстановления запирающих свойств $t_{rr} = 0,3 \text{ мкс}$.

7.2.9. Выбор преобразователя частоты

В качестве типового преобразователя частоты выбираем *MICROMASTER* (производство – *SIEMENS*) марки *6SE32 – 22-4DS45*, имеющий следующие характеристики:

| | |
|------------------------------------|------------------------|
| Сетевое напряжение | 380–500 В ±10 % 3 фазы |
| Уровень защиты | IP55 (инвертор IP56) |
| Соответствие EN55011А по ЭМС | встроенный фильтр |
| Диапазон температур | от 10 до 40 °С |
| Способность выдерживать перегрузку | 150 % в течение 60 с |

| | |
|---------------------------|-------------------|
| Диапазон выходной частоты | от 0 до 650 Гц |
| Динамическое торможение | модуль торможения |

Выбранный преобразователь частоты принадлежит к категории инверторов, разработанных для непосредственного подключения к сети. Он представляет собой автономные блоки, которые включают все компоненты, необходимые для их функционирования.

Инвертор содержит полностью интегрированный блок питания с высокоэффективными теплоотводами, которые охлаждаются вентиляторами с программным управлением.

Напряжение от устройства связи постоянного напряжения затем преобразуется в комплекс импульсной переменной частоты и напряжения при помощи блоков питания последнего поколения с низкими потерями, комбинированных с полностью оптимизированными сигналами ШИМ, представляя следующие преимущества:

- более низкие потери инвертора и двигателя;
- диапазон частот напряжения двигателя от 0 до 120 Гц;
- диапазон напряжения двигателя от 0 до напряжения в сети;
- почти синусоидальные токи двигателя;
- высокий КПД двигателя;
- защита инвертора от коротких замыканий на массу.

MICROMASTER обеспечивает ускоренное ограничение по току, что означает циклическое аппаратное ограничение по току, встроенное в инвертор. Его порог установлен немного ниже программного порога отключения от перегрузки по току и срабатывает намного быстрее, предотвращая тем самым нежелательные отключения при внезапных нагрузках или быстрых ускорениях.

7.3. Расчёт коэффициентов и параметров контуров регулирования при частотно-векторном управлении

Примечание. Определение параметров скрипта и расчёт характеристик привода при частотном скалярном управлении выполняются по методике, изложенной в разделе 3.2.2 (п. 2) настоящего пособия. Скрипты и графики, приведённые в этом разделе, соответствуют рассматриваемому варианту расчёта привода. Ниже приводится пример расчёта коэффициентов, требующихся для математи-

ческого моделирования параметров асинхронного электропривода с векторным управлением по модели рис. 10.

Вектор тока статора по (58)

$$\bar{I}_S = I_{\Phi H} \cos \varphi + j I_{\Phi H} \sin \varphi = 21,4 \cdot 0,9 + j 21,4 \cdot 0,436 = (18,94 + j 9,17) \text{ А.}$$

Вектор тока холостого хода по (59)

$$\bar{I}_0 = j \frac{U_{\Phi H}}{\omega \cdot L_S} = j \frac{220}{314 \cdot 0,142} = j 4,93 \text{ А.}$$

Вектор главного потокосцепления по (60)

$$\bar{\Psi}_0 = L_m \cdot I_0 = 0,14 \cdot j 4,93 = j 0,69 \text{ Вб.}$$

Индуктивность рассеяния фаз ротора по (61)

$$L_{cr} = L_r - L_m = 0,144 - 0,14 = 0,004 \text{ Гн.}$$

Вектор потокосцепления ротора по (62)

$$\bar{\Psi}_r = \frac{1}{K_r} \bar{\Psi}_0 - L_{cr} \cdot \bar{I}_S = \frac{1}{0,972} \cdot j 0,69 - 0,004 \cdot (18,94 + j 9,17) = j 0,67 - 0,076 \text{ Вб.}$$

Максимальное значение модуля потокосцепления ротора по (63)

$$\Psi_{rm} = \sqrt{2} \cdot |\underline{\Psi}_r| = \sqrt{2} \cdot \sqrt{0,67^2 - 0,076^2} = 0,941 \text{ Вб.}$$

Коэффициент передачи датчика потокосцепления по (64)

$$k_{\Psi} = \frac{U'}{\Psi_{rm}} = \frac{5}{0,941} = 5,31 \text{ В/Вб,}$$

где $U' = 5 \text{ В}$ – напряжение на выходе преобразователя.

Коэффициент передачи датчика тока по (65)

$$k_T = \frac{U'}{\lambda \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\Phi H}} = \frac{5}{2,8 \cdot \sqrt{2} \cdot 21,04} = 0,06 \text{ В/А.}$$

Коэффициент усиления транзисторного инвертора по (66)

$$k_{\Pi} = \frac{k_3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\Phi H}}{U'} = \frac{1,13 \cdot \sqrt{2} \cdot 220}{5} = 70,32 \text{ В/А.}$$

Параметры регулятора тока по (67–68)

$$\tau_r = T_s = 0,0093 \text{ с;}$$

$$T_{\text{ит}} = \frac{2T_{\mu} \cdot k_{\Pi} \cdot k_T}{R_s'} = \frac{2 \cdot 0,0005 \cdot 70,32 \cdot 0,06}{0,646} = 0,0065 \text{ с.}$$

Параметры регулятора потокосцепления по (68–72)

$$\tau_{\Psi} = T_r = 0,576 \text{ с, } \varepsilon = \frac{R_s'}{R_s} = \frac{0,646}{0,41} = 1,58 \text{ с;}$$

$$T_{\text{ив}} = \frac{4T_{\mu} \cdot \varepsilon \cdot L_m \cdot k_{\Psi}}{k_T} = \frac{4 \cdot 0,0005 \cdot 1,58 \cdot 0,14 \cdot 5,31}{0,06} = 0,39 \text{ с;}$$

$$k_{p\Psi} = \frac{\tau_{\Psi}}{T_{И\Psi}} = \frac{0,576}{0,039} = 14,77.$$

Коэффициент передачи датчика скорости по (73)

$$k_c = \frac{U'}{\omega_0} = \frac{5}{314} = 0,0159 \text{ В}\cdot\text{с/рад}.$$

Параметры регулятора скорости по (74–77)

$$k_{pc} = \frac{J \cdot k_T}{6 \cdot k_r \cdot T_{\mu} \cdot k_c \cdot p_n \cdot \Psi_{rm}} = \frac{0,023 \cdot 0,06}{6 \cdot 0,972 \cdot 0,0005 \cdot 0,0159 \cdot 1 \cdot 0,941} = 31,63;$$

$$T_T = 2 \cdot T_{\mu} = 2 \cdot 0,0005 = 0,001 \text{ с};$$

$$\tau_{ис} = 4 \cdot T_T = 4 \cdot 0,001 = 0,004 \text{ с};$$

$$T_{ис} = \frac{12 \cdot T_T^2 \cdot p_n \cdot k_r \cdot k_c \cdot \Psi_{rm}}{k_T \cdot J} = \frac{12 \cdot 0,001^2 \cdot 1 \cdot 0,972_r \cdot 0,0159 \cdot 0,941}{0,06 \cdot 0,023} = 0,000127 \text{ с}.$$

Примечание. Для расчета динамических характеристик привода полученные коэффициенты подставляются в разработанную модель асинхронного электропривода (рис. 10). На рис. 11–13 представлены результаты моделирования, полученные для параметров рассматриваемой здесь в качестве примера системы.

Библиографический список

1. Асинхронные двигатели серии 4А : справочник / А.Э. Кравчик [и др.]. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с.
2. Электротехнический справочник : в 4 т. Т. 4 / под общ. ред. В.Г. Герасимова [и др.]. – 9-е изд., стер. – М. : Изд-во МЭИ, 2004. – 695 с.
3. Денисов, В.А. Электроприводы переменного тока с частотным управлением : учеб. пособие / В.А. Денисов. – Старый Оскол : ТНТ, 2013. – 164 с.
4. Терехов, В.М. Системы управления электроприводами : учеб. для вузов / В.М. Терехов. – М. : Академия, 2005. – 304 с.
5. Ключев, В.И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
6. Герман-Галкин, С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА – Век, 2008. – 368 с.
7. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М. : Академия, 2006. – 272 с.
8. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин : учеб. для вузов / И.П. Копылов. – М. : Высшая школа, 2001. – 327 с.
9. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб. : НПО Электротехническая компания, 2004. – 128 с.
10. Онищенко, Г.Б. Электрический привод : учеб. для вузов / Г.Б. Онищенко. – М. : Академия, 2006. – 288 с.
11. Рудаков, В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Даргау. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 136 с.
12. Москаленко, В.В. Автоматизированный электропривод : учеб. для вузов / В.В. Москаленко. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 416 с.