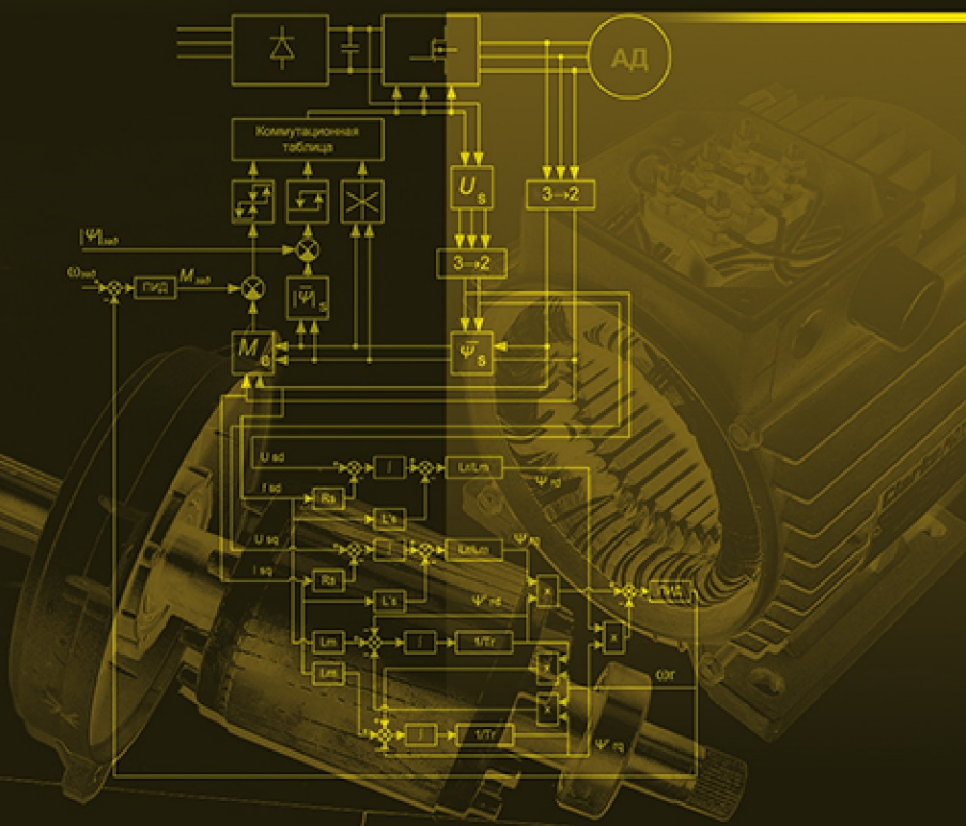


Ю. М. Фролов, В. П. Шелякин

РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД



Ю. М. ФРОЛОВ, В. П. ШЕЛЯКИН

РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

РЕКОМЕНДОВАНО

*УМО вузов РФ по агроинженерному образованию
в качестве учебного пособия для студентов,
осваивающих образовательные программы бакалавриата
по направлению подготовки «Агроинженерия»*



• САНКТ-ПЕТЕРБУРГ •
• МОСКВА • КРАСНОДАР •
• 2016 •

ББК 31.291я73

Ф 91

Фролов Ю. М., Шелякин В. П.
Ф 91 Регулируемый асинхронный электропривод: Учебное пособие. — СПб.: Издательство «Лань», 2016. — 464 с.: ил. — (Учебники для вузов. Специальная литература).

ISBN 978-5-8114-2177-0

Изложены сведения об асинхронном электроприводе, включая конструктивные особенности, физические процессы в асинхронном двигателе, его механические и электромеханические характеристики в различных режимах работы. Дана общая характеристика способов регулирования асинхронного электропривода. Значительное внимание уделено законам частотного регулирования и динамическим характеристикам в режимах частотного регулирования. Отмечены особенности математического описания асинхронного двигателя на основе теории обобщенной электрической машины и методы её моделирования с учетом требований векторного управления. В пособии нашли своё отражение перспективные направления в развитии асинхронного электропривода, в частности, прямое управление моментом двигателя, адаптивное управление и системы управления на базе нечеткой логики. Все разделы изложения теоретического материала полно подкреплены приведенными примерами.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров «Агроинженерия», «Электроэнергетика и электротехника», также будет полезно аспирантам и магистрам других смежных специальностей, инженерно-техническим работникам и всем, занимающимся на производстве с электрическим приводом.

ББК 31.291я73

Рецензенты:

К. Р. КАЗАРОВ — доктор технических наук, профессор Воронежского государственного аграрного университета им. Петра I;
П. Ю. БЕЛЯКОВ — кандидат технических наук, профессор Международного института компьютерных технологий (г. Воронеж).

Обложка

Е. А. ВЛАСОВА

- © Издательство «Лань», 2016
- © Ю. М. Фролов, В. П. Шелякин, 2016
- © Издательство «Лань»,
художественное оформление, 2016

ПРЕДИСЛОВИЕ

Почему такое пристальное внимание уделяется асинхронному электроприводу, где в качестве электродвигательного устройства применяется асинхронный электродвигатель (АД), а более того АД с короткозамкнутым (КЗ) ротором, хотя исторически электропривод постоянного тока появился раньше? В блистательном ряду имен ученых, заложивших основы электромеханического преобразования электрической энергии, стоят: датчанин Х. Эрстед, показавший возможность взаимодействия магнитного поля и проводника с током в 1820 г. (получившего впоследствии названия закона электромагнитной индукции), француз А. Ампер, математически оформивший это взаимодействие (в 1820 г.), англичанин М. Фарадей, доказавший в 1821 году на экспериментальной установке возможность построения электродвигателя. Это отечественные ученые – академики Б.С. Якоби и Э.Х. Ленц, которым впервые удалось создать в 1834 году электродвигатель постоянного тока. В 1838 г. Б.С. Якоби разработал новый электродвигатель постоянного тока мощностью в 1 л.с, имеющий все элементы современной машины, который нашел практическое применение в приводе пассажирской лодки, перевозившей 12 пассажиров со скоростью до 5 км/ч против течения Невы. Уже на этой первой еще несовершенной модели электропривода обнаружились весьма значительные преимущества его по сравнению с господствовавшим в то время паровым приводом – это отсутствие парового котла, запасов топлива и воды.

Дальнейший импульс развитию электропривода дала замена неэкономичного источника электроэнергии – гальванической батареи итальянца А. Гальвани (1737-1798) на промышленный тип электрического генератора постоянного тока (ГПТ), разработанного в 1870 г. сотрудником французской фирмы «Альянс» З.Граммом, применившего принцип обратимости электрических машин, открытый академиком Э.Х. Ленцем ещё в 1833 году. Работа З. Грамма способствовала дальнейшему внедрению электропривода в различные отрасли

хозяйства. Вот некоторые примеры. Наш соотечественник электротехник В.Н. Чиколев (1845-1898 гг.) создает электропривод для дуговых ламп (1879 г.), швейной машины (1882 г.) и вентилятора (1886 г.), отмеченные золотыми медалями на Всероссийских выставках. Происходит внедрение электропривода постоянного тока в военно-морском флоте: подъемник боеприпасов на броненосце «Сисой великий» (1890-1894 гг.), первый рулевой электропривод на броненосце «12 Апостолов» (1892 г.). В 1895 году А.В. Шубин разработал систему «генератор-двигатель» для рулевого управления, установленный в дальнейшем на броненосцах «Князь Суворов», «Слава» и др. Французский военный инженер Марсель Депре в 1881 г. теоретически обосновал передачу электроэнергии на расстояние и в 1882 г. построил первую линию электропередачи (ЛЭП) длиной в 57 км и мощностью 3 кВт.

Проникает электропривод и в ткацкое производство на подмосковные текстильные фабрики Морозова, Липгардта, Прохоровскую мануфактуру. Отмечаются случаи использования электропривода в городском транспорте – трамвае в городах Киеве, Казани и Нижнем Новгороде (1892 г.) и несколько позже в Москве (1903 г.) и Петербурге (1907 г.).

Появившийся практический опыт требовал теоретического осмысления для последующего освещения путей развития электропривода. И здесь значительную роль сыграл научный труд нашего соотечественника Д.А. Лачинова (1842-1903 гг.), опубликованный в 1880 году в журнале «Электричество» под названием «Электромеханическая работа». Д.А. Лачинов убедительно доказал преимущества электрического распределения механической энергии, впервые дал выражение для механической характеристики двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением, дал классификацию электрических машин по способу возбуждения, рассмотрел условия питания двигателя от генератора. Поэтому 1880 год считается годом рождения науки об электроприводе.

Наряду с электроприводом постоянного тока пробивал себе дорогу в жизнь и электропривод переменного тока. Так, в 1841 году англичанин Ч. Уитсон построил однофазный син-

хронный электродвигатель, который, правда, не нашел практического применения из-за трудностей при пуске. В 1876 г. П.Н.Яблочков (1847-1894 гг.) разработал несколько конструкций синхронных генераторов для питания изобретенных им свечей, а также изобрел трансформатор. Следующим шагом на пути к электроприводу переменного тока явилось открытие в 1888 году итальянцем Г. Феррарисом и югославом Н. Теслой явления вращающегося магнитного поля, что положило начало конструированию многофазных электродвигателей. Г. Феррарисом и Н. Теслой были разработаны модели двухфазных двигателей. Однако двухфазный ток в Европе широкого распространения не получил в связи с разработкой более совершенной трехфазной системы русским электротехником М.О. Доливо-Добровольским (1862-1919 гг.) в 1889 году. В этом же, 1889 году, 8 марта он запатентовал асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, а несколько позднее и с фазным ротором. Уже в 1891 г. на электротехнической выставке во Франкфурте-на-Майне М.О. Доливо-Добровольский продемонстрировал асинхронные двигатели мощностью 0.1 кВт (вентилятор); 1.5 кВт (ГПТ); 75 кВт (насос). Для этого им были разработаны трехфазный генератор и трехфазный трансформатор, конструкция которого остается основной и в наше время. В результате этих работ были устранены последние принципиальные технические препятствия к распространению электрической передачи энергии и был создан наиболее надежный, простой и дешевый электрический двигатель, пользующийся в настоящее время исключительным распространением (порядка 75% от общей потребляемой энергии электроприводами). Первые в России трехфазные приводы переменного тока были установлены в 1893 г. в Шепетовке и на Коломенском заводе, где к 1895 году насчитывалось 209 электродвигателей общей мощностью 1507 кВт.

В настоящее время электропривод занял господствующее положение в народном хозяйстве и потребляет порядка 2/3 всей производимой электрической энергии в стране.

Так что же такое электропривод? Согласно ГОСТ Р 50369-92: «**Электрическим приводом** называется электромехани-

ческая система, предназначенная для приведения в движение рабочих органов машин, целенаправленного управления этими процессами и состоящая из *передаточного, электродвигательного, преобразовательного, управляющего и информационного устройств*» (рис. В.1).

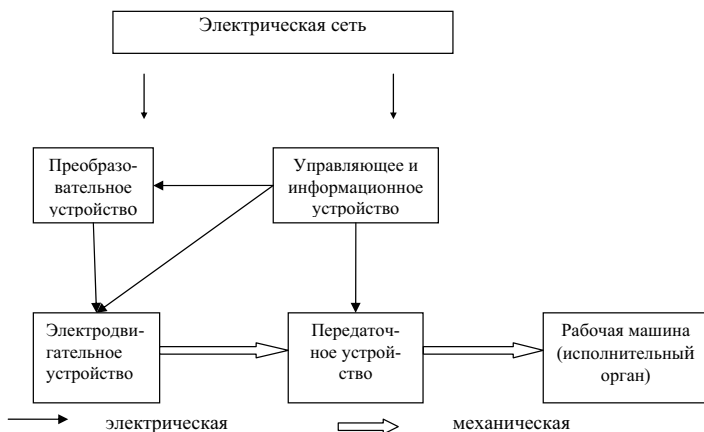


Рис. В.1. Состав устройств электрического привода

Электродвигательное устройство преобразует электрическую энергию в механическую, формируя совместно с передаточным устройством заданные формы движения рабочих органов. Электродвигатели отличаются по принципу действия, роду тока и исполнению.

Электрические машины условно делят:

а) по мощности;

1. Микромашины – до 0.6 кВт
2. Машины малой мощности – до 100 кВт
3. Машины средней мощности – до 1000 кВт
4. Машины большой мощности – свыше 1000 кВт

б) по скорости вращения;

1. Тихоходные – до 500 об/мин
2. Средней скорости – до 1500 об/мин

3. Быстроходные – до 3000 об/мин
4. Сверхбыстроходные – до 150000 об/мин
- в) по номинальному напряжению;
 1. Низковольтные двигатели – до 1000 В
 2. Высоковольтные двигатели – свыше 1000 В

Преобразовательное устройство служит для связи системы электропривода с источником электрической энергии, для преобразования одной формы электрической энергии в другую. Оно предназначается для управления потоком электрической энергии, поступающей из сети в целях регулирования режимов работы двигателя и механизма, и представляет собой энергетическую исполнительную часть системы управления электроприводом. В качестве преобразовательного устройства могут применяться полупроводниковые преобразователи переменного тока в постоянный, преобразователи частоты и др.

Преобразовательные устройства различают по роду тока:

- постоянного тока;
- переменного тока.

По способу преобразования различают:

- электромеханическое преобразовательное устройство;
- статическое преобразовательное устройство.

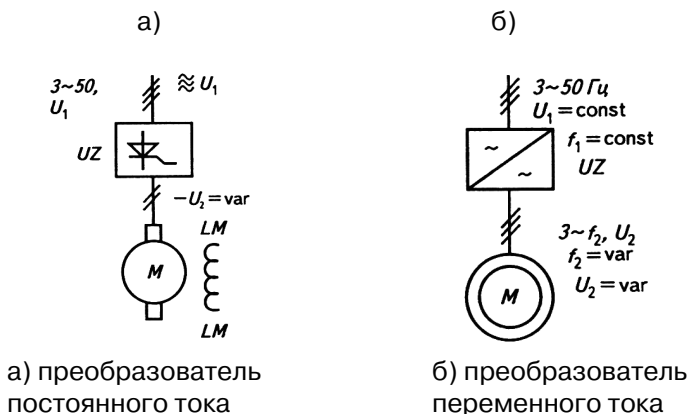


Рис. В.2. Примеры статических преобразовательных устройств

Рассмотрим некоторые примеры статических преобразовательных устройств постоянного и переменного тока (рис.В.2).

Передаточное устройство предназначено для преобразования форм движения и передачи механической энергии от двигательного устройства к рабочим органам. Оно содержит механические передачи (редукторы, клиноременные передачи) и соединительные муфты, необходимые для передачи вырабатываемой двигателем механической энергии исполнительному механизму.

Управляющее и информационное устройства предназначены для формирования заданных законов управления потоком энергии и движения рабочих органов машин. Эти устройства представляют собой информационную слаботочную часть системы управления, предназначенную для фиксации и обработки поступающей информации о задающих воздействиях и состоянии системы и выработки на её основе сигналов управления преобразовательным, электродвигательным и передачным устройствами.

Управляющее устройство (система управления) – это совокупность функционально связанных между собой электромагнитных, электромеханических, полупроводниковых элементов. Высокоточные электроприводы могут содержать в системе управления вычислительные машины.

Информационное устройство есть совокупность датчиков электрических и неэлектрических параметров электропривода.

Таким образом, электрический привод представляет собой единую электромеханическую систему, электрическая часть которой состоит из электродвигательного, преобразовательного, управляющего и информационного устройств, а механическая часть включает в себя все связанные движущиеся массы привода и механизма.

Современный электропривод отличается большим диапазоном мощностей двигателей – от долей ватта до 50000 кВт в единице, диапазоном регулирования скоростей до 10000:1 и более, применением как тихоходных двигателей (сотни об/мин), так и сверхскоростных (до 200000 об/мин). Электро-

привод является основой автоматизации технологических объектов в промышленности, сельском хозяйстве, космосе и т.д.

Электрический привод является крупнейшим потребителем электрической энергии, необходимой для работы машин и механизмов во всех отраслях народного хозяйства. В связи с этим энергетические показатели как уникальных, так и массовых электроприводов малой и средней мощности имеют важнейшее народнохозяйственное значение в решении экономических проблем, вопросов рационального расходования электроэнергии.

Так, почему же электропривод переменного тока получил преимущество перед электроприводом постоянного тока? Ответ следует искать из сравнения данных по металлоемкости, трудозатратам, стоимости двигателей постоянно-го и переменного тока.

Приводы переменного тока имеют существенное преимущество по сравнению с приводами постоянного тока - отсутствие коллектора, меньший в 2-3 раза удельный расход электротехнической стали и стоимость электродвигателя.

По данным /2/ сбыт трёхфазных электродвигателей переменного тока в 1,85 раза опережает двигателей постоянного тока.

Не следует забывать, что на смену простого нерегулируемого электропривода (ЭП) по технико-экономическим соображениям приходит регулируемый ЭП, позволяющий обеспечить экономию электроэнергии, соблюдение технологического режима в строгом соответствии с изменяющейся производственной ситуацией. При этом, если в 1987 году доля мирового производства высокоточных электроприводов постоянного тока составляла 33% от общего числа регулируемых электроприводов, то по прогнозам дальнейшая доля мирового производства высокоточных электроприводов постоянного тока не превышает 5%. Иными словами, будущее применяемых регулируемых электроприводов определяется развитием электроприводов переменного тока и, в первую очередь, асинхронного электропривода, обусловленного превосходными эксплуатационными свойствами асинхронного двигателя.

Например, внедрение регулируемого асинхронного электропривода мощностью 11 кВт на станции подкачки /1/, предназначенной для подачи холодной питьевой воды в жилой район с населением 5026 человек, где в течение суток расход воды менялся почти в 6 раз, позволило обеспечить даже при резком изменении расхода поддержание заданного давления в гидросистеме путём регулирования угловой скорости электродвигателя насоса с помощью преобразователя частоты. При сравнении с нерегулируемым режимом насоса были получены следующие результаты:

- экономия электроэнергии 54% (за счет оптимизации расхода энергии);
- экономия холодной питьевой воды 34% (за счет отсутствия избыточного давления ночью).

Современный асинхронный электропривод не уступает по своим регулировочным возможностям электроприводу постоянного тока. Так, применяемый на практике метод векторного управления (ВУ) позволяет поддерживать частоту вращения с точностью 0.01% и электромагнитный момент с точностью 3...5%, при этом перегрузочная способность привода достигает 150...200%, а диапазон регулирования скорости в замкнутых системах векторного управления достигает 10000.

В предлагаемой работе ставилась, на первый взгляд, достаточно простая задача: изложить на понятном для студентов уровне основы теории и практики систем управления асинхронным электроприводом переменного тока, все настойчивее заменяющим электропривод постоянного тока.

ГЛАВА 1. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ: КОНСТРУКЦИЯ, МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1.1. Конструкция асинхронного двигателя

Из асинхронных электрических машин наибольшее распространение получили *асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором*, простые по конструкции и надежные в эксплуатации (рис. 1.1 а). Асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором состоит из трёх основных частей: неподвижного статора с трехфазной обмоткой, вращающегося ротора с короткозамкнутой обмоткой и станины, выполняющей только конструктивные функции (рис. 1.1 б)

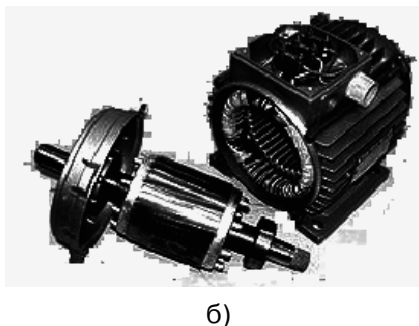
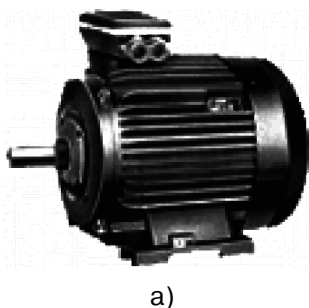


Рис. 1.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором

Активными элементами статора (рис.1.2), предназначенными для создания вращающегося магнитного поля, являются магнитопровод 1 и обмотка 2. Станина 3 фиксирует активные части в определенном положении и с помощью лап неподвижно закрепляется на фундаменте.

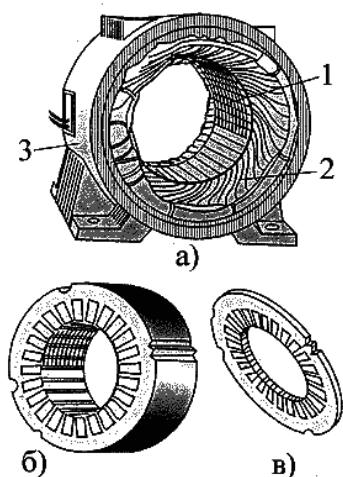


Рис.1.2. Элементы статора

Сердечник статора 1 (рис. 1.2 а) запрессовывают в литую станину 3 и укрепляют стопорными винтами.

Обмотка статора 2 выполнена в виде ряда катушек из проводников круглого или прямоугольного сечения. Проводники, находящиеся в пазах, соединяются, образуя ряд катушек, которые разбивают на одинаковые группы по числу фаз и располагают симметрично вдоль окружности статора. В каждой такой группе все катушки электрически соединяются, образуя одну фазу обмотки, т. е. отдельную электрическую цепь. При больших значениях фазного тока или при необходимости переключения отдельных катушек фазы могут иметь несколько параллельных ветвей. Простейшим элементом обмотки является виток, состоящий из двух проводников, размещенных в пазах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии. Обычно витки, образованные проводниками, лежащими в одних и тех же пазах, объединяют в одну или две катушки. В соответствии с этим различают одно- и двухслойные обмотки. Наибольшее распространение получили двухслойные обмот-

Магнитопровод 1 выполняют из листов электротехнической стали (рис.1.2 б), изолированных один от другого изоляционной лаковой пленкой, окалиной и пр. В результате этого уменьшается вредное действие вихревых токов, возникающих в стали статора при вращении магнитного поля. Листы статора имеют пазы открытой, полузакрытой или закрытой формы, в которых располагаются проводники соответствующих обмоток. В статоре чаще всего применяют полузакрытые пазы прямоугольной или овальной формы (рис.1.2 в), в машинах большой мощности — открытые пазы прямоугольной формы.

ки. Проводники обмотки статора укрепляют в пазах текстолитовыми клиньями, которые закладывают у головок зубцов. Стенки паза покрывают листовым изоляционным материалом (электрокартоном, лакотканью и пр.).

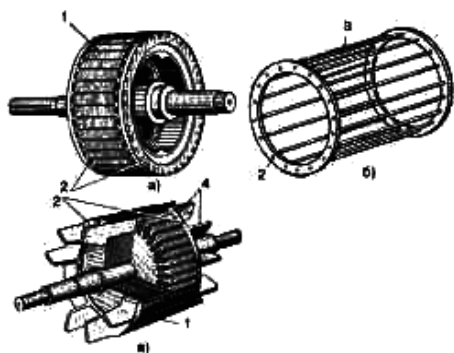


Рис. 1.3. Элементы короткозамкнутого ротора

Отдельные катушки обмотки статора могут соединяться «звездой» или «треугольником». Начала и концы обмоток каждой фазы выводят к шести зажимам двигателя.

Ротор (рис.1.3 а) подобно статору выполняют из листов электротехнической стали, изолированных один от другого изоляционной лаковой пленкой, окалиной для

уменьшения вредного действия вихревых токов, возникающих в стали ротора при вращении магнитного поля. Листы ротора имеют паза открытой, полузакрытой или закрытой формы, в которых располагаются проводники обмоток. Обмотка ротора 3 выполнена в виде беличьей клетки (рис. 1.3 б). Она сделана из медных или алюминиевых стержней, замкнутых накоротко с торцов двумя кольцами 2 (рис. 1.3 б). В двигателях мощностью до 100 кВт стержни беличьей клетки обычно получают путем заливки расплавленного алюминия в паза сердечника ротора (рис.1.3 в). Вместе со стержнями беличьей клетки отливают и соединяющие их торцовые короткозамыкающие кольца. Для этой цели пригоден алюминий, так как он обладает малой плотностью, достаточно высокой электропроводностью и легко плавится.

Стержни этой обмотки вставляют в паза ротора без какой-либо изоляции, так как напряжение в короткозамкнутой обмотке ротора равно нулю. Паза короткозамкнутого ротора обычно выполняют полузакрытыми, а в машинах малой мощности - закрытыми (паз имеет стальной ободок, отделяющий его от воздушного зазора). Такая форма паза позволяет хорошо укрепить

проводники обмотки ротора, хотя и несколько увеличивает ее индуктивное сопротивление. Обмотка ротора выполнена бесконтактной (она не соединена ни с какой внешней цепью), что определяет высокую надежность такого двигателя.

Сердечник ротора напрессовывают на вал ротора, который вращается в шариковых подшипниках, установленных в двух подшипниковых щитах.

Воздушный зазор между статором и ротором имеет минимальный размер, допускаемый с точки зрения точности сборки и механической жесткости конструкции. Такой зазор обеспечивает уменьшение магнитного сопротивления магнитной цепи машины, а следовательно, уменьшение намагничивающего тока для создания в двигателе магнитного потока. Снижение намагничивающего тока позволяет повысить коэффициент мощности двигателя.

Обычно двигатели имеют вентиляторы, насаженные на вал ротора. Они осуществляют принудительную вентиляцию нагретых частей машины (обмоток и стали статора и ротора), позволяя получить от двигателя большую мощность. В двигателях с короткозамкнутым ротором лопасти вентилятора часто отливают совместно с боковыми кольцами беличьей клетки (см. рис. 1.3 в).

Конструкционная компоновка асинхронной двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗ) представлена на рис. 1.4.

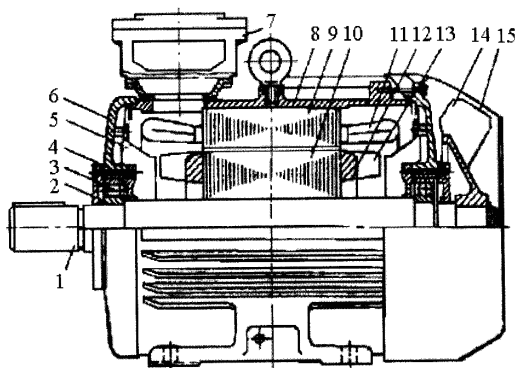


Рис. 1.4. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором

На рис. 14 приведены следующие обозначения:

1 – вал; 2 – крышка подшипника наружная; 3 – подшипник; 4 – крышка подшипника внутренняя; 5 – щиток воздухонаправляющий; 6 – щит подшипниковый; 7 – вводное устройство; 8 – станина; 9 – сердечник статора; 10 – сердечник ротора; 11 – обмотка статора; 12 – обмотка ротора; 13 – вентиляционные лопадки ротора; 14 – вентилятор; 15 – кожух.

В приводах, где требуется регулирование развиваемого двигателем вращающего момента и частоты вращения ротора, применяются АД с фазным ротором. Конструкция такого двигателя схематически показана на рис. 1.5.

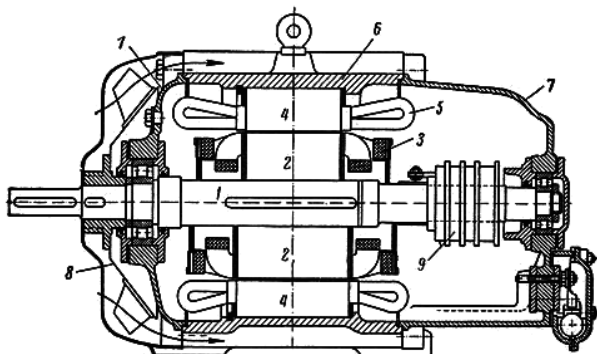


Рис. 1.5. Асинхронный двигатель с фазным ротором

1 – щит подшипниковый; 2 – сердечник ротора; 3 – обмотка ротора; 4 – сердечник статора; 5 – обмотка статора; 6 – станина; 7 – щит подшипниковый; 8 – вентилятор; 9 – узел контактных колец

Его статор принципиально не отличается от рассмотренного варианта асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Ротор же содержит в пазах трёхфазную обмотку 5, концы которой выведены на контактные кольца 9. Последние размещены на валу жестко с помощью изолирующей втулки.

Токоосъем с колец обеспечивается щетками, щеткодержатели которых жестко закреплены на подшипниковом щите 7.

Наличие фазной обмотки на роторе позволяет в целях регулирования двигателя включать в роторную цепь различные регулирующие устройства: реостаты, дроссели, коммутирующие аппараты и т.п. АД с фазным ротором (АДФР) из-за наличия щеточного контакта требуют внимательного ухода, систематического контроля степени износа и усилия нажатия щеток, периодической очистки полости машины от токопроводящей пыли (продувка сжатым воздухом). Такие двигатели широко используются в различных подъемных устройствах (краны, кран-балки, тельферы и т.п.), в других регулируемых приводах.

1.2. Физические процессы в асинхронном электродвигателе

Асинхронная электрическая машина представляет собой электромеханический преобразователь электрической энергии в механическую и обратно и подчиняется общим законам электромеханического преобразования энергии:

1) *для непрерывного преобразования энергии* необходимо, чтобы при угловой скорости ротора не равной нулю ($\omega \neq 0$) по всем или части обмоток машины протекали переменные токи, которые могут быть получены от источников переменного тока;

2) *электромеханическая связь в электродвигателе* проявляется в наличии результирующей электродвижущей силы (ЭДС), наведенной в обмотках машины, вследствие вращения ротора;

3) *процесс преобразования энергии* в электрической машине математически описывается совокупностью уравнений электрического равновесия обмоток машины и уравнением электромагнитного момента.

По своей природе асинхронный двигатель является универсальным преобразователем энергии, в котором происходит преобразование напряжения статора U_1 в напряжение ротора U_2 , частоты питания f_1 в частоту тока ротора f_2 , элек-

трической мощности P_1 , потребляемой из сети, в механическую мощность P_2 , развиваемую двигателем.

При подключении обмотки статора двигателя к сети трёхфазного тока возникает вращающееся магнитное поле, угловая скорость которого ω_1 называется синхронной и находится по формуле

$$\omega_1 = \omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n}, \quad (1.1)$$

где f_1 – частота переменного тока промышленной частоты, Гц;
 p_n – число пар полюсов двигателя, которые определяются из паспортных данных.

Разность между синхронной угловой скоростью и текущим значением угловой скорости ротора, отнесённая к синхронной скорости ω_1 , называется скольжением

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}. \quad (1.2)$$

Для двигательного режима $s = 1 \dots 0$. Мощность на валу двигателя составляет

$$P_2 = M \cdot \omega = P_{\text{эм}} \cdot (1 - s), \quad (1.3)$$

где $P_{\text{эм}} = M \cdot \omega_1$ – электромагнитная мощность, Вт, а разность $P_{\text{эм}} - P_2 = P_{\text{эм}} \cdot s = \Delta P$ – представляет потери мощности при электромеханическом преобразовании энергии, которые пропорциональны скольжению.

Обмотка статора в зависимости от номинального напряжения, на которое выполнен двигатель, и напряжения сети может быть соединена в звезду или треугольник, обмотка ротора, как правило, в звезду.

Для удобства рассмотрения протекающих процессов и упрощения уравнений параметры обмотки ротора приводятся к обмотке статора. Смысл приведения состоит в условной замене действительной роторной обмотки фиктивной, имеющей число фаз и витков, а также обмоточный коэффициент такие же, как и у статорной обмотки. Упрощённая схема замещения одной фазы асинхронного двигателя приведена на рис. 1.6, где в обозначениях коэффициенты с индексом 1 относятся к обмотке статора (первичной цепи), а с индексом 2 – к обмотке ротора (вторичной цепи).

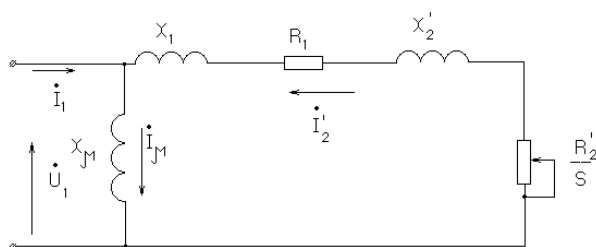


Рис. 1.6. Схема замещения одной фазы асинхронного двигателя

На рис. 1.6 введены обозначения:

U_1 – действующее значение фазного напряжения;

I_μ, I_1 – ток намагничивания и ток обмотки статора;

X_μ – индуктивное сопротивление контура намагничивания;

X_1, R_1 – индуктивное и активное сопротивления обмотки фазы статора;

I_2', R_2', X_2' – приведённые к обмотке статора ток ротора, активное и индуктивное сопротивления фазы ротора; s – скольжение двигателя.

На практике у большинства двигателей число фаз статора и ротора равны ($m_1 = m_2$), поэтому формулы приведения примут вид:

– приведённый к статору ток ротора

$$I'_2 = I_2 / K_E, \quad (1.4)$$

где I_2 – действительный ток ротора, A ;

K_E – коэффициент трансформации ЭДС, $K_E = E_1 / E_2$;

E_1, E_2 – соответственно ЭДС обмоток статора и ротора;

– приведённые к обмотке статора сопротивления ротора:

$$R'_2 = R_2 \cdot K_E^2, \quad X'_2 = X_2 \cdot K_E^2. \quad (1.5)$$

где R_2, X_2 – действительные активное и индуктивное сопротивления фазы ротора, Ω .

Коэффициент K_E можно определить из паспортных данных двигателя, поскольку $K_E \approx 0,95 \cdot U_{\text{лн}} / E_{2K}$, где 0,95 – коэффициент, учитывающий 5% потерю напряжения в обмотке статора; $U_{\text{лн}}$ – номинальное линейное напряжение статора; E_{2K} – ЭДС между кольцами неподвижного фазного ротора.

Из определения коэффициента K_E известно, что приведённая к обмотке статора ЭДС ротора равна $E'_2 = E_2 \cdot K_E = E_1$, а коэффициент трансформации тока $K_T = I_2 / I'_2$.

Сопротивления короткого замыкания двигателя в общем случае определяются:

$$R_K = R_1 + R'_2, \quad X_K = X_1 + X'_2. \quad (1.6)$$

Если обмотки двигателя соединены в треугольник, то его следует заменить схемой эквивалентной звезды, для которой сопротивления принять равными 1/3 фактических сопротивлений фаз статора и ротора.

По паспортным данным номинальный ток статора двигателя подсчитывается по формуле

$$I_{1H} = \frac{P_H}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{лн}} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta_H}. \quad (1.7)$$

1.3. Электромеханические и механические характеристики асинхронного двигателя

Электромеханическая характеристика определяет зависимость между угловой скоростью ротора ω (или скольжением) и током статора I_1 или током ротора I'_2 .

Электромеханическую характеристику асинхронного двигателя по току ротора рассчитывают согласно схеме замещения (рис. 1.6) по формуле

$$I'_2(s) = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2/s)^2 + (X_1 + X'_2)^2}}, \quad (1.8)$$

В режиме идеального холостого хода через обмотку статора протекает только ток намагничивания I_μ , который создаёт магнитный поток в статоре, поэтому ток статора определяется как геометрическая сумма приведённого тока ротора и намагничивающего тока

$$I_1^2 = I'^2_2 + I_\mu^2. \quad (1.9)$$

Механической характеристикой асинхронного двигателя принято называть зависимость электромагнитного момента M от скольжения, то есть $M = f(s)$ или $\omega = f(M)$

$$M = \frac{3U_1^2 \cdot R'_2}{\omega_1 \cdot s \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]}. \quad (1.10)$$

Скольжение, при котором момент двигателя будет максимальным, называется критическим и определяется выражением

$$s_K = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}}. \quad (1.11)$$

Знак (плюс) соответствует двигательному режиму, а знак (минус) – генераторному режиму с отдачей энергии в сеть. Если подставить в уравнение (1.10) значение s_K , то получим выражение критического момента

$$M_K = \frac{3U_1^2}{2\omega_1 \cdot \left[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}. \quad (1.12)$$

Из формулы (1.12) следует, что M_K в генераторном режиме будет отрицательным и по абсолютному значению в 1,5...3 раза больше критического момента в двигательном режиме.

Разделив уравнение (1.10) на уравнение (1.12), после соответствующих преобразований получим уравнение механической характеристики, применяемое для двигателей малой мощности (уточненная формула Клосса)

$$M = \frac{2M_K(1 + \alpha s_K)}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2\alpha s_K}, \quad (1.13)$$

где $\alpha = R_1 / R_2'$.

Для двигателей средней и большой мощности, полагая $R_1 \approx 0$, механическую характеристику строят по упрощенной формуле Клосса, позволяющей использовать лишь паспортные данные двигателя

$$M = \frac{2M_K}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}}. \quad (1.14)$$

Критическое скольжение можно найти по формуле

$$s_K = s_H \cdot (1 + \sqrt{\lambda^2 - 1}),$$

где λ – перегрузочная способность двигателя, $\lambda = M_K / M_H$.

Расчет механических и электромеханических характеристик можно проводить в следующем порядке:

1. На основании паспортных данных двигателя определяют его номинальный M_H и критический M_K моменты, а далее рассчитывают механическую характеристику по формуле (1.13) для двигателей мощностью до 100 кВт и формуле (1.14) для двигателей средней и большой мощности.

2. Естественная электромеханическая характеристика, определяющая зависимость между скоростью вращения ротора ω и током ротора I'_2 , рассчитывается по формуле (1.8), а током статора I_1 по формуле профессора В.А. Шубенко

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + (I_{1H}^2 - I_0^2) \frac{M \cdot s}{M_H \cdot s_H}}, \quad (1.15)$$

где I_1 - ток статора, А;

I_0 - ток холостого хода двигателя, А;

I_{1H} - номинальный ток статора двигателя, А;

M - момент двигателя при скольжении s , определяемый по естественной механической характеристике, Н·м;

M_H - номинальный момент двигателя, Нм.

3. Для асинхронных двигателей при наличии неполных каталожных данных параметры двигателя определяют приближенно [3]. При этом для машин малой мощности принимают $\alpha = 1$. Сначала находят критическое скольжение, полагая $s = s_H$, затем вычисляют критический момент $M_K = \lambda \cdot M_H$, где $\lambda = m_K$ – отношение критического момента к номинальному моменту.

Дальнейший расчет электромеханических характеристик выполняют аналогично п. 2.

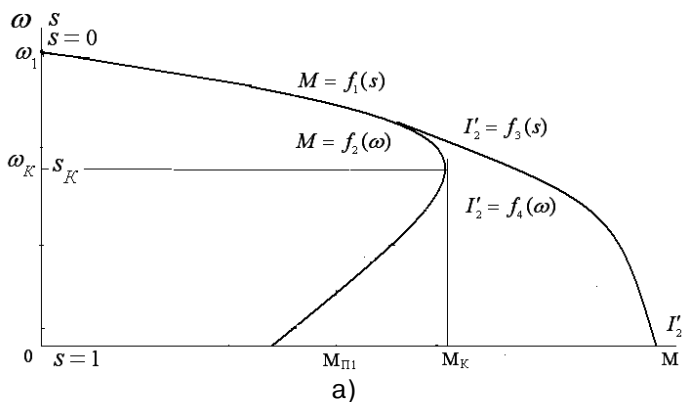
На рис. 1.13 приведены механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании частоты преобразователя

4. Расчет искусственных электро механических характеристик удобно проводить по формулам проф. Шубенко: $I_1(s)$ по формуле (1.15), а $I_2(s)$ по формуле (1.16)

$$I_2 = I_{2H} \sqrt{\frac{M \cdot s}{M_H \cdot s_H}}, \quad (1.16)$$

где I_{2H} – номинальный ток ротора двигателя, А.

Методика расчета и построения естественных и искусственных механических и электро механических характеристик подробно освещена в учебной литературе [1,3]. В качестве примера на рис. 1.7, а представлены в первом квадранте механическая $M = f_1(s)$ или $\omega = f_2(M)$ и электро механическая тока ротора $I'_2 = f_3(s)$ или $I'_2 = f_4(\omega)$ характеристики асинхронного двигателя в двигательном режиме.



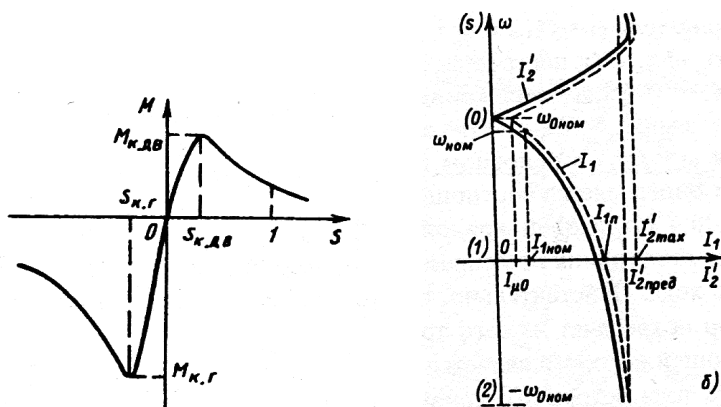


Рис. 1.7. Механическая и электромеханическая характеристики асинхронного двигателя

На рис. 1.7 б приведены механическая и электромеханические характеристики тока статора I_1 и приведенного тока ротора I'_2 для двигательного и тормозных режимов: генераторного и противовключения.

1.4. Искусственные характеристики асинхронных двигателей

Реостатные характеристики

Этот метод выполняется для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором путём включения резисторов в цепь статора, а для асинхронных двигателей с фазным ротором – включением резисторов в цепь ротора. Это хорошо видно из схем, представленных на рис. 1.8.

Общий вид механических характеристик асинхронного двигателя при изменении сопротивлений в цепи статора и ротора представлен на рис. 1.9.

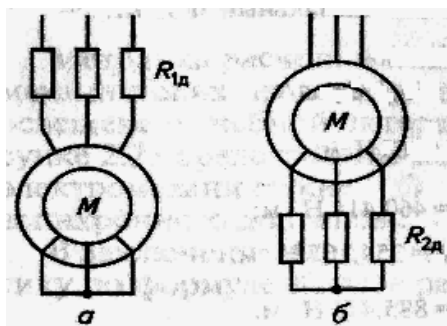


Рис. 1.8. Схемы включения асинхронных двигателей

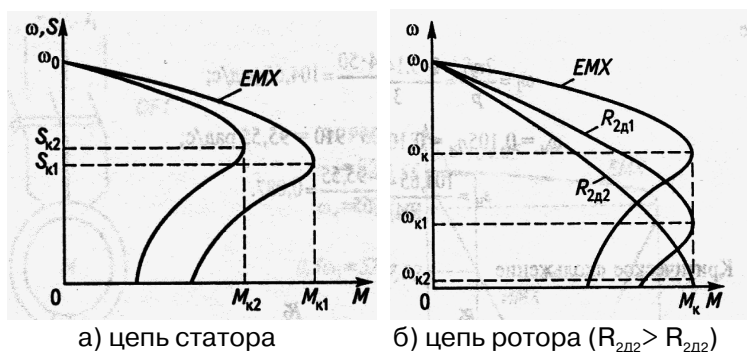


Рис. 1.9. Реостатные механические характеристики асинхронных двигателей

При введении резисторов в цепь статора снижаются величины критического момента и критического скольжения двигателя, поскольку эти параметры зависят от сопротивления цепи статора. При включении резисторов в цепь ротора согласно уравнению (1.11) критическое скольжение двигателя увеличивается, а критический момент M_K двигателя (1.12) не изменяется, поскольку не зависит от сопротивления цепи ротора. Синхронная частота вращения также остается без изменения.

Напряжение питания

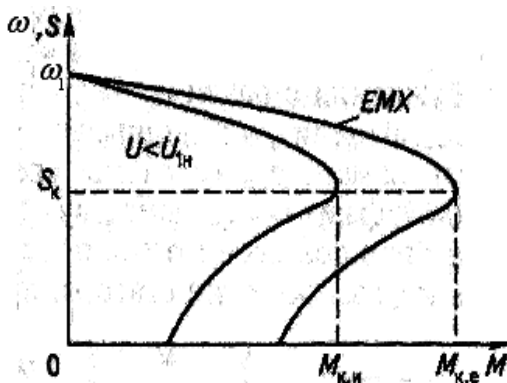


Рис. 1.10. Механические характеристики асинхронных двигателей при снижении напряжения

Снижение напряжения питания связано со значительным уменьшением критического момента $M_{к1} = M_{к} \cdot (U_1 / U_{1н})^2$ при сохранении постоянным критического скольжения (рис. 1.10).

Число пар полюсов

Для изменения числа пар полюсов необходимо, чтобы в статоре были уложены либо независимые обмотки статора с различным значением числа пар полюсов (лифтовые двигатели), либо при одной обмотке статора имелась возможность изменения ее схемы соединений. В этом случае обмотка каждой фазы состоит из двух полуобмоток. Принцип изменения числа пар полюсов можно проследить по схеме включения секций одной фазы обмотки статора (рис. 1.11). Он заключается в изменении направления тока в одной из полуобмоток. Число пар полюсов при этом изменяется в два раза.

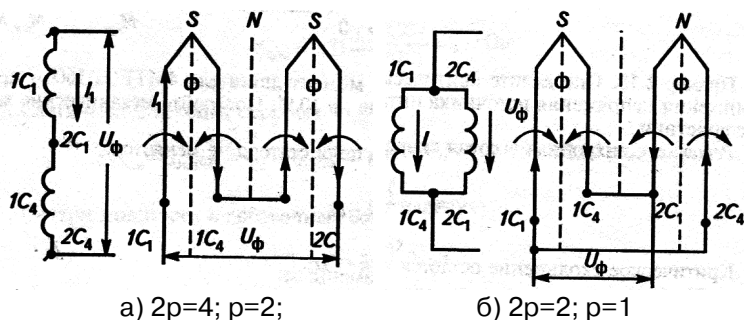


Рис. 1.11. Схемы включения секций одной фазы обмотки статора

При переключении обмоток каждой фазы с последовательного соединения (рис. 1.11 а) на параллельное соединение (рис. 1.11 б) число пар полюсов уменьшается вдвое, а синхронная угловая скорость вдвое возрастает. Критический момент двигателя при различных числах полюсов зависит от конструктивного исполнения обмоток. Регулирование частоты вращения осуществляется ступенчатое.

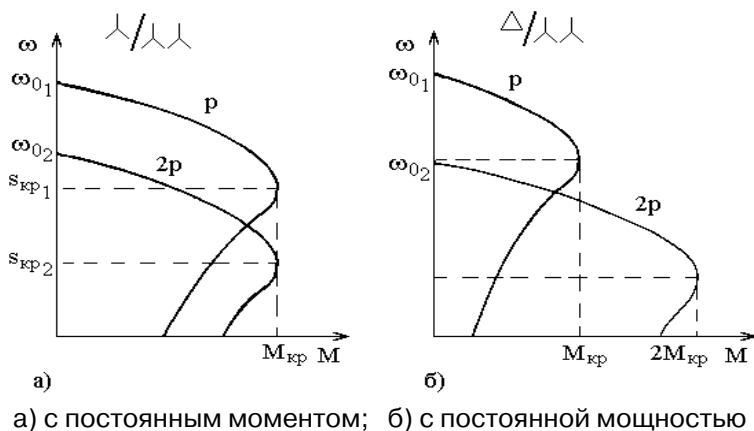


Рис. 1.12. Механические характеристики асинхронных двигателей при переключении числа пар полюсов

На практике наибольшее применение получили схемы переключения числа пар полюсов со «звезды» на «двойную звезду» или с «треугольника» на «двойную звезду», механические характеристики которых приведены на рис. 1.12.

Тогда потребляемая мощность при соединении в «звезду» определяется

$$P_{3B} = 3 \cdot U_{1H} \cdot I_{1H} \cdot \cos \varphi_{3B} \quad (1.17)$$

При соединении в «двойную звезду»

$$P_{дв.3B} = 3 \cdot U_{1H} \cdot 2 \cdot I_{1H} \cdot \cos \varphi_{дв.3B} \quad (1.18)$$

Поскольку $\cos \varphi_{3B} \approx \cos \varphi_{дв.3B}$, то допустимый момент двигателя для обеих схем соединений обмоток остается неизменным, так как синхронные скорости $\omega_{дв.3B} = 2 \cdot \omega_{3B}$.

$$M_{3B} = M_{дв.3B} = 3 \cdot U_{1H} \cdot I_{1H} \cdot \cos \varphi_{3B} / \omega_{3B} = 3 \cdot U_{1H} \cdot 2 I_{1H} \cdot \cos \varphi_{3B} / \omega_{дв.3B} \quad (1.19)$$

Частота напряжения

При регулировании частоты питающего напряжения меняются: синхронная угловая скорость ω_1 ; критический момент M_K , поскольку изменение частоты влияет на реактивное сопротивление машины X_K ; критическое скольжение s_K , связанное с параметром X_K . Реактивное сопротивление короткого замыкания

$$X_K = 2 \cdot p_n \cdot f_1 \cdot L_K, \quad (1.20)$$

где L_K – индуктивность обмоток двигателя, Гн.

Поскольку $R_1 \ll X_K$, то в уравнении критического скольжения (1.11) величиной R_1 можно пренебречь, тогда

$s_K = R'_2 / (2 \cdot p_n \cdot f_1 \cdot L_K)$. Из соотношения критических скольжений для двух различных частот получим

$$s'_K = s_K \cdot \frac{f_{1H}}{f_1}. \quad (1.21)$$

Из данного уравнения видно, что критическое скольжение асинхронного двигателя обратно пропорционально частоте сети. Критический момент при частоте f_1 , отличной от номинальной частоты f_{1H} , равен

$$M'_K = M_{KE} \cdot \left(\frac{f_{1H}}{f_1} \right)^2. \quad (1.22)$$

При уменьшении частоты $f_1 < f_{1H}$ увеличивается магнитный поток Φ , что приводит к глубокому насыщению магнитной цепи и увеличению намагничивающего тока I_μ , снижающего энергетические показатели двигателя ($\cos \varphi$, η). Чтобы поток Φ оставался постоянным, акад. М.П. Костенко предложил при изменении частоты f_1 также изменять напряжение с учетом вида механической характеристики исполнительного органа рабочей машины. Например, при постоянном статическом моменте следует соблюдать равенство $U_1 / f_1 = \text{const}$, при гиперболической механической характеристике (металлорежущие станки) соблюдается равенство $U_1 / \sqrt{f_1} = \text{const}$, при вентиляторной характеристике $U_1 / f_1^2 = \text{const}$.

На рис. 1.13 приведены механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании частоты преобразователя

Увеличение частоты источника питания выше номинальной (50 Гц) осуществляется при номинальном напряжении U_{1H} , что приводит к уменьшению магнитного потока и элект-

тромагнитного момента, поэтому в этом случае следует снижать нагрузку, чтобы избежать «опрокидывания» двигателя.

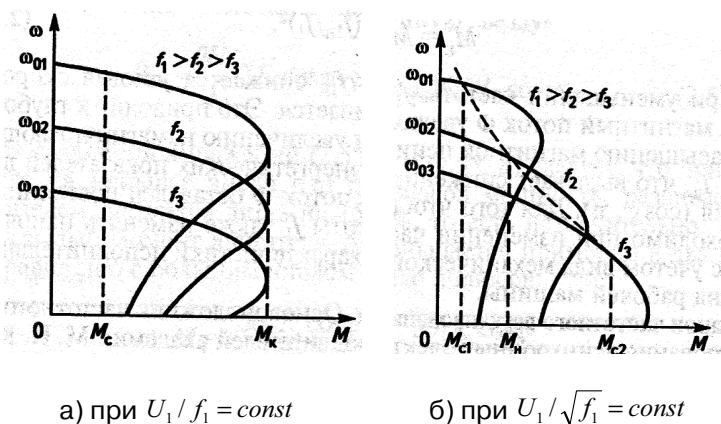


Рис. 1.13. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании частоты преобразователя

1.5. Механические характеристики асинхронного двигателя в тормозных режимах

Для асинхронного двигателя существуют следующие виды торможения:

1. Торможение с отдачей энергии в сеть (рекуперативный, то есть генераторный режим работы параллельно с сетью), для которого механические характеристики асинхронного двигателя расположены во втором квадранте.

2. Торможение противовключением может быть получено двумя методами:

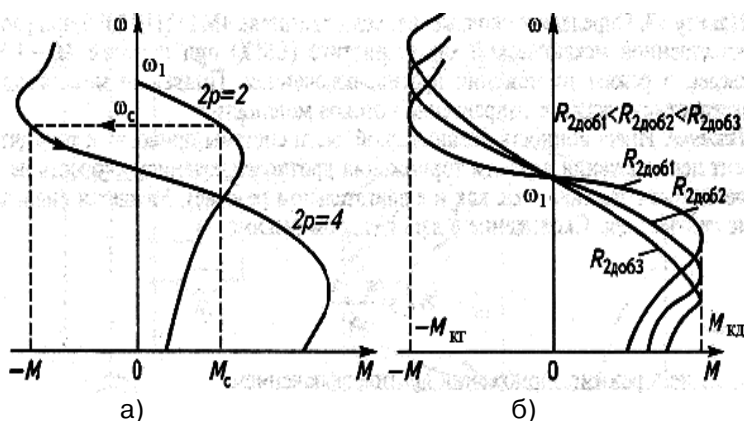
- а) изменением чередования фаз обмотки статора и при расположении механических характеристик двигателя во втором квадранте;

- б) при активном моменте, когда механические характеристики расположены в четвертом квадранте.

3. Динамическое торможение с независимым возбуждением. Механические характеристики динамического торможения располагаются во втором или в четвертом квадрантах.

Рекуперативное торможение

Этот режим возможен при частоте вращения ротора выше синхронной (рис.1.14), то есть $\omega > \omega_1$. При этом скольжении $s = (\omega_1 - \omega) / \omega_1 < 0$ становится отрицательным, что ведет к изменению направления активной мощности, которая в двигательном режиме пере давалась к ротору, а в генераторном режиме отдается в сеть. Момент двигателя меняет свое направление и становится тормозным. Механическая характеристика в рекуперативном режиме аналогична двигательному режиму, однако величина критического момента будет больше и составляет $M_{\text{КТ}} = (1,5 \dots 3) \cdot M_{\text{КД}}$.



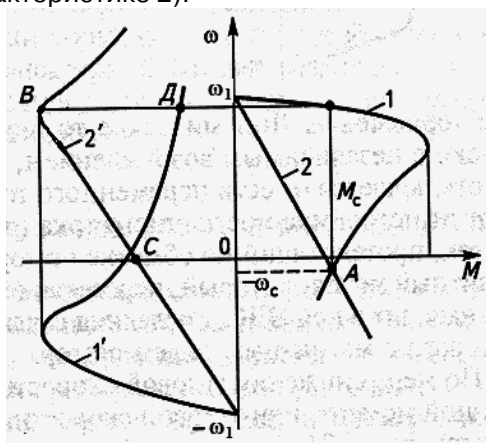
- а) при переключении числа пар полюсов двухскоростного АД;
 б) при введении сопротивления в цепь ротора АД с фазным ротором

Рис. 1.14. Механические характеристики в режиме рекуперативного торможения

Торможение противовключением

Торможение противовключением АД существует двух видов (с активным и реактивным статическими моментами). При активном моменте в цепь ротора асинхронного двигателя вводится добавочное сопротивление с таким расчетом, чтобы $M < M_c$. Под действием статического момента двигатель сначала снижает обороты до $\omega = 0$ (рис. 1.15), а затем реверсируется (т.А).

Использование АД с КЗ ротором в режиме противовключения приводит к перегрузке обмоток по току, превышающим в 7-8 раз номинальный ток, при этом преобразуемая в электрическую энергию механическая энергия и электрическая энергия, потребляемая из сети, тратится на потери в цепи ротора. При реактивном статическом моменте торможение противовключением получают путем изменения чередования двух фаз (рис. 1.15, характеристика 1'), при активном - введением в цепь ротора добавочного сопротивления (т. А на механической характеристике 2).

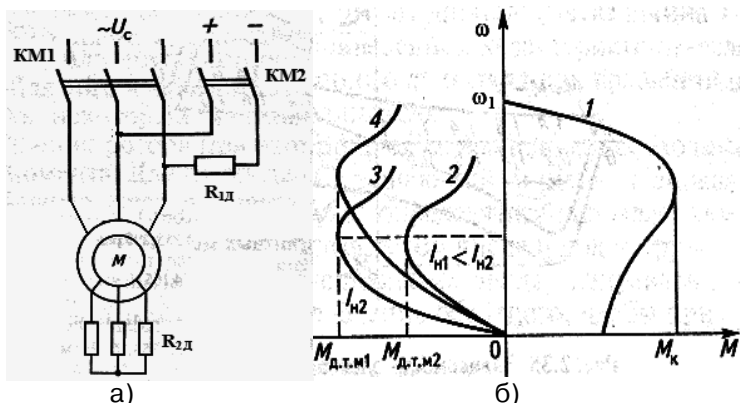


1-1' – АД с КЗ ротором, 2-2' – с фазным ротором

Рис. 1.15. Механические характеристики в режиме торможения противовключением

Динамическое торможение

Динамическое торможение применяется более широко с независимым возбуждением, когда обмотка статора сначала отключается от сети переменного тока, а затем две фазы запитываются от источника постоянного тока (рис. 1.16, а).



а) схема включения; б) механические характеристики АД в режиме динамического торможения

Рис. 1.16. Схема и механические характеристики в режиме динамического торможения

Постоянный ток, протекающий по обмотке статора, создаёт неподвижный магнитный поток, который в обмотке вращающегося ротора наводит ЭДС, создающую ток, от взаимодействия которого с магнитным полем статора, возникает тормозной момент. По мере снижения угловой скорости уменьшается ЭДС, ток, тормозной момент, а при угловой скорости $\omega = 0$ они исчезают. Из рис. 1.16, б видно, что максимальный тормозной момент $M_{д.т.м}$ тем больше, чем больше

величина постоянного тока в обмотке статора ($M_{ДТМ}$ на механической характеристике 3). У механических характеристик в режиме динамического торможения АД с фазным ротором при введении сопротивлений в цепь ротора критическая частота вращения перемещается в область больших угловых скоростей, а критический тормозной момент $M_{ДТМ}$ в режиме динамического торможения с независимым возбуждением остаётся постоянной величиной (механическая характеристика 4).

Динамическое торможение с самовозбуждением получается при наличии конденсаторной батареи, которая подключается параллельно обмоткам фаз статора двигателя. Используется как аварийный вид торможения.

Выводы

В первой главе мы вспомнили основные физические процессы, протекающие в асинхронном двигателе, электромеханические и механические характеристики, отражающие преобразование электрической энергии в механическую, позволяющие выявить зависимости электромагнитного момента от параметров, как самого двигателя, так и электрических параметров источника питания.

Принимая во внимание современную тенденцию внедрения в отрасли промышленного и сельскохозяйственного производства регулируемого электропривода, из содержания первой главы следует, что регулирование электропривода возможно только на искусственных механических и электромеханических характеристиках двигателя. От способов формирования этих характеристик будут зависеть показатели регулируемого электропривода.

ГЛАВА 2. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Общеизвестен факт, что электропривод перерабатывает порядка двух третей вырабатываемой электроэнергии, а его доля в приводе механизмов превышает девяносто процентов. Особенно роль электропривода проявилась в последние десятилетия, когда в полный рост встала проблема энергосбережения. Это привело к тому, что наряду с традиционными отраслями промышленности, где применялся регулируемый электропривод в силу требований технологического процесса (металлорежущие станки, робототехнические комплексы, металлургическое производство и т.п.), составляющий порядка десяти процентов, стал внедряться регулируемый электропривод в те сферы производства, где применялся нерегулируемый асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Отмеченные тенденции в развитии электропривода ещё раз говорят о настоятельной необходимости изучения показателей, предъявляемых к регулируемым электроприводам для обеспечения оптимальных условий работы технологического оборудования.

2.1. Показатели регулируемого электропривода

Общие сведения

Обеспечение оптимального технологического режима требует регулирования координат электропривода.

Под *регулированием* понимают принудительное изменение координаты электропривода (скорость, момент, ток и т.п.) в зависимости от требований технологического режима исполнительного органа рабочей машины. Чаще всего это связано с регулированием скорости двигателя. При этом важно не только получить заданную скорость, но и обеспечить переход на неё и поддержание заданной скорости наиболее экономичным способом, обеспечивая высокие энергетические показатели электропривода. Для современного регулируемого электро-

привода, позволяющим получить значительный диапазон регулирования координат характерно использование управляемых вентильных преобразователей, выбор схемы которых определяется затратами на вентили, степенью пульсации регулируемого напряжения, мощностью привода, областью применения, возможностью питания от сети трехфазного тока без трансформатора, возможностью исключения несимметричных нагрузок и т.п. Если источником энергии является сеть постоянного тока, то целесообразно применить импульсные регуляторы напряжения, которые в сочетании с неуправляемым выпрямителем обеспечивают допустимый уровень обратного влияния на сеть.

Выбирая приводной электродвигатель и систему управления им, следует учитывать следующее.

1. Крутящий момент, развиваемый двигателем, должен быть достаточным для преодоления момента сопротивления приводимого механизма во всех режимах его работы.

2. Скорость вращения электродвигателя и диапазон изменения ее должны обеспечивать заданные скорости оптимального ведения технологического процесса.

3. Конструктивное исполнение электродвигателя должно обеспечивать его удобное сопряжение с механизмом, узлом и защиту от вредного воздействия окружающей среды.

4. Номинальный режим работы выбранного двигателя (продолжительный, кратковременный, повторно-кратковременный) должен соответствовать режиму работы механизма. В виде исключения допускается применение двигателя иного режима, но с обязательным пересчетом номинальных данных, проверкой по нагреву и перегрузочной способности.

При рассмотрении одной из важнейших технических характеристик регулируемого электропривода - регулирование такой координаты, как скорость электропривода, следует иметь ввиду, что существуют:

1. Параметрические способы регулирования, которые реализуются вручную (неавтоматическим) путем варьирования параметров силовой цепи и цепи управления.

2. Автоматическое регулирование - регулирование по отклонению (отрицательная обратная связь), компенсационное (положительная обратная связь), по возмущению.

Показатели регулирования скорости рассмотрим на примере электропривода, имеющего на рабочих участках линейные механические характеристики.

Основные показатели регулирования координат электропривода

1. **Диапазон регулирования D.** Под ним понимают отношение средних значений максимальной ($\omega_{cp.max}$) и минимальной ($\omega_{cp.min}$) скоростей электропривода (рис. 2.1).

$$D = \frac{\omega_{cp.max}}{\omega_{cp.min}} \quad (2.1)$$

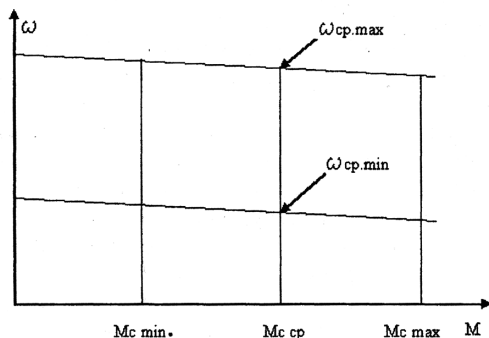


Рис. 2.1. К определению диапазона регулирования скорости электропривода

Диапазон регулирования D ограничивается допустимой нагрузкой и требуемой точностью регулирования при заданных пределах изменения возмущающего воздействия (статического момента M_c на валу двигателя).

2. **Стабильность регулирования.** Характеризуется точностью регулирования переменной величины и численно определяется отношением максимального статического отклонения регулируемого параметра к среднему значению. В общем случае это выражается уравнением

$$\frac{\Delta \omega_{\max_{cp} i}}{\omega_{cp}} \leq \left(\frac{\Delta \omega_{\max}}{\Delta \omega_{cp}} \right)_{\text{доп}} . \quad (2.2)$$

$$\frac{\Delta X_{\text{MAX}}}{X_{\text{CP}}} = \frac{X_{\text{MAX}} - X_{\text{MIN}}}{X_{\text{MAX}} + X_{\text{MIN}}} \leq \left(\frac{\Delta X_{\text{MAX}}}{X_{\text{CP}}} \right)_{\text{доп}} . \quad (2.3)$$

Применительно к регулированию скорости

$$\frac{\Delta \omega_{\max_{cp} i}}{\omega_{cp}} = \frac{(\omega_{\max i} - \omega_{\min i}) \cdot 2}{2 * (\omega_{\max i} + \omega_{\min i})} = \frac{\omega_{\max i} - \omega_{\min i}}{\omega_{\max i} + \omega_{\min i}} . \quad (2.4)$$

Стабильность регулирования зависит от способа регулирования скорости двигателя.

На рис. 2.2 видно, что стабильность значительно выше на естественной механической характеристике 1, чем на искусственной (реостатной) характеристике 2.

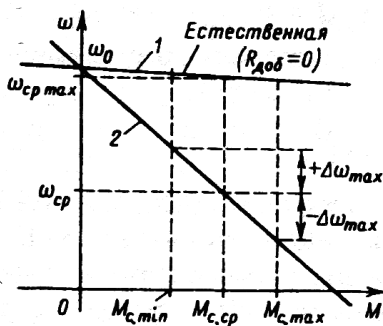


Рис. 2.2. К определению стабильности регулирования

3. Плавность регулирования. Определяется коэффициентом плавности

$$K_{\text{ПЛАВ}} = \frac{\omega_{\text{CPI}}}{\omega_{\text{CPI}} - \omega_{\text{CP}(i-1)}} \quad (2.5)$$

или плавностью регулирования

$$\varphi_{\text{ПЛАВ}} = \frac{\omega_{\text{CPI}}}{\omega_{\text{CP}(i-1)}} \quad (2.6)$$

где ω_{CPI} , $\omega_{\text{CP}(i-1)}$ - соответственно средние скорости на двух близлежащих механических характеристиках.

Согласно формуле (2.5) коэффициент плавности в пределе стремится к бесконечности, поскольку разность двух близлежащих средних скоростей стремится к нулю, а плавность регулирования (2.6) при этом стремится к единице.

При ступенчатом регулировании плавность регулирования связана с диапазоном регулирования зависимостью

$$D = (\varphi_{\text{ПЛАВ}})^{m-1} \quad (2.7)$$

где m - число ступеней регулирования.

4. Экономичность регулирования. Экономичность регулирования решается на основе технико-экономических расчетов и включает капитальные затраты на реализацию способа регулирования (массогабаритные показатели) и эксплуатационные расходы, обусловленные обслуживанием регулируемого электропривода и его энергетическими показателями:

- коэффициентом полезного действия η ;
- коэффициентом мощности $\cos\varphi$.

Коэффициент полезного действия η всецело зависит от потерь мощности ΔP , которые, в свою очередь, определяются способом регулирования электропривода

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \quad (2.8)$$

5. Направление регулирования скорости. Возможно ниже и выше основной скорости, находящейся на естественной механической характеристике, и определяется способом регулирования.

6. Допустимая нагрузка двигателя. Двигатель при работе должен быть полностью использован по нагреву. Допустимая нагрузка при регулировании скорости определяется зависимостью допустимого значения тока от скорости $I_{\text{доп}} = f(\omega)$, которая определяется потерями мощности при регулировании скорости $\Delta P_{\text{рег}}(\omega)$ и условий охлаждения двигателя, зависящих от теплоотдачи электрической машины $A(\omega)$. Лучший вариант для обеспечения этого условия, имеет место, когда способ регулирования соответствует механической характеристике рабочей машины (рис. 2.3).

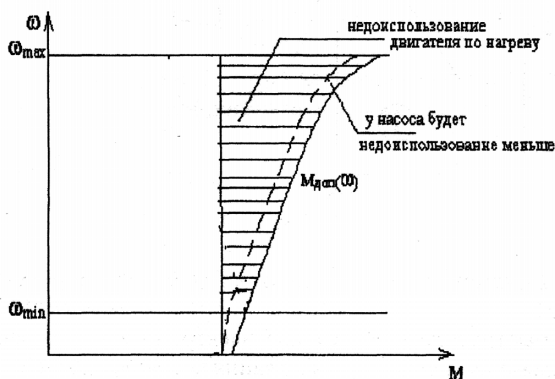


Рис. 2.3. К определению допустимой нагрузки двигателя

Если статический момент зависит от скорости $M_c = f(\omega)$, то необходимо добиваться, чтобы $M_c(\omega) \leq M_{\text{доп}}(\omega)$, иначе двигатель будет значительно недоиспользован по нагреву.

Вывод: необходимо стремиться применять способ регулирования, у которого $M_{\text{доп}}(\omega)$ по характеру совпадает с зависимостью $M_c(\omega)$ для данного механизма. Несоответствие этих зависимостей вызывает недоиспользование двигателя по нагреву, ухудшая при этом и другие показатели электропривода.

Для **двухзонного** регулирования скорости следует иметь в виду, что изменение скорости доминальной осуществляется при постоянном моменте (рис. 2.4, сектор 1), если условия охлаждения не меняются, а регулирование скорости выше основной - при постоянной мощности (рис. 2.4, сектор 2).

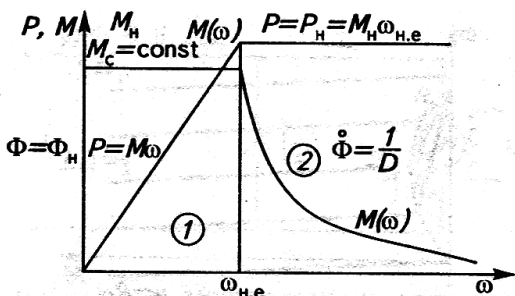


Рис.2.4. К определению загрузки двигателя при двухзонном регулировании

7. Динамические показатели качества регулируемой переменной:

а) *быстродействие* (реакция электропривода) характеризуется временем первого согласования t_p , сюда можно отнести время достижения первого максимума t_{max} , время переходного процесса $t_{\text{пн}}$, то есть время вхождение в заданную зону отклонения 2 - 5% (рис. 2.5);

б) *перерегулирование* σ - отношение максимального отклонения регулируемой переменной $x_{\max}$ к установившемуся значению $x_{\text{уст}}$, то есть $\sigma = (\Delta x_{\max} / x_{\text{уст}})$. При выражении перерегулирования в процентах отношение умножают на 100;

в) *колебательность* отражает число колебаний переменной и характеризуется логарифмическим декрементом затухания:

$$\lambda = \ln \frac{A_i}{A_{i+1}} \quad (2.9)$$

где A_i, A_{i+1} - соответственно амплитуды колебаний, разделенных периодом колебаний.

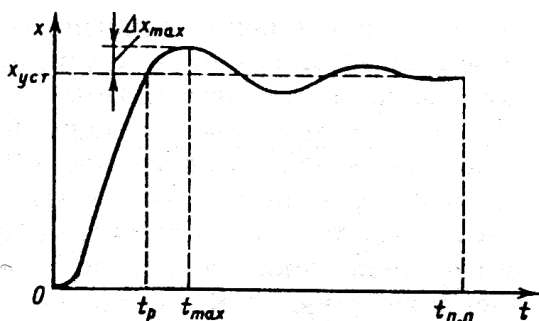


Рис. 2.5. К определению динамических показателей регулирования

Четкое усвоение показателей регулируемого электропривода поможет будущему специалисту квалифицированно подойти к выбору способа регулирования с учетом требований и особенностей конкретного производственного механизма.

Отечественный и зарубежный опыт свидетельствует о высокой эффективности регулируемого электропривода в системах водоснабжения, теплоснабжения, вентиляции, воздушного отопления зданий. Например, в водоснабжении экономия электроэнергии достигает до 50%, воды до 15%, тепла до 10% и более, сокращается вдвое ремонт арматуры, исключаются гидравлические удары в системах водо-

снабжения, обеспечивается удобная диспетчеризация и учет энергоносителей. Срок окупаемости новой техники, как правило, не превышает года.

2.2. Регулирование координат электропривода переменного тока

Асинхронные двигатели (АД) получили широкое применение в промышленности благодаря простоте их конструкции, надежности, низкой стоимости и питанию в большинстве случаев непосредственно от сети переменного тока промышленной частоты, что вполне оправданно для электроприводов (ЭП) механизмов, у которых не предусматривается регулирование скорости или определенная точность позиционирования. И, напротив, схемное решение ЭП приходится усложнять при наличии таких требований. Например, существенное значение имеет в подъёмно-транспортных машинах точность остановки крана или тележки в заданных координатах. Точность остановки характеризуется возможными наибольшими отклонениями от заданной координаты и зависит, прежде всего, от скорости начала торможения, а также разброса времени срабатывания коммутационных аппаратов и тормозов.

В зависимости от разброса отклонений различают четыре класса точности позиционирования, приведенные в таблице 2.1.

Таблица 2.1
Классы точности позиционирования

Класс точности	1	2	3	4
Погрешность	2...3	5...10	25...50	100...200
Относительная жесткость $1/S_H$	От 20 и выше	10...20	7...10	4...7

Из табл. 2.1 следует, что для обеспечения повышенной точности требуется как больший диапазон регулирования, так и относительная жесткость механических характеристик. Ни-

же приводится анализ возможностей различных способов регулирования асинхронного двигателя.

Реостатное регулирование

Этот способ реализуется путем введения добавочных сопротивлений в цепи обмоток статора или ротора. В первом случае искусственные механические характеристики хотя и лежат ниже естественной, но диапазон регулирования крайне мал и составляет 1,15-1,2. При этом регулирование осуществляется за счет изменения параметров в силовой цепи, что неблагоприятно отразится на энергетических показателях привода. Во втором случае (при введении добавочных сопротивлений в обмотку ротора) диапазон регулирования составляет 2 -3, как это наблюдается у двигателя постоянного тока независимого возбуждения с аналогичными показателями регулирования. Следует напомнить, что регулируется скорость ступенчато, жесткость механических характеристик с ростом диапазона регулирования значительно снижается и может не обеспечить требуемую для заданной точности позиционирования.

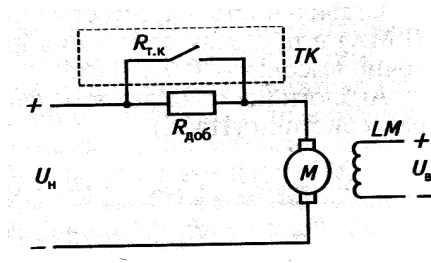


Рис. 2.6. Схема импульсного реостатного регулирования

Плавность регулирования можно повысить путем применения импульсного регулирования сопротивлений в цепи ротора (ТПС), как это наблюдалось у ДПТ НВ при регулировании величины сопротивления в цепи якоря с помощью импульс-

ного коммутатора (рис. 2.6). При постоянных значениях скажности γ механические характеристики аналогичны обычным реостатным характеристикам.

ТК – тиристорный коммутатор;

$R_{\text{ТК}}$ – сопротивление ТК в замкнутом состоянии;

$R_{\text{доб}}$ – сопротивление добавочного резистора.

Регулирование напряжением

Регулирование скорости двигателя за счет вариации напряжения питания на обмотке статора в разомкнутых системах регулирования также не дает удовлетворительного диапазона, который находится в пределах 1,3-1,5 с резким уменьшением критического момента двигателя, поэтому при постоянном статическом моменте этот способ вообще оказывается неприемлемым.

Регулирование числом пар полюсов

Данный способ регулирования требует секционного выполнения обмоток статора, что позволяет изменить ступенчато в два раза скорость двигателя. Для расширения диапазона регулирования необходимо в пазы статора укладывать независимые обмотки с различным числом пар полюсов. Как правило, их делают с двумя обмотками, имеющими соотношение чисел пар полюсов от 3:1 до 12:1. Такие двигатели обладают увеличенными габаритами и массой.

Регулирование частотой источника питания

Указанный способ требует наличия преобразователя частоты, который может формировать момент двигателя при заданной скорости в соответствии с механической характеристикой рабочей машины. Изменение частоты источника питания позволяет в разомкнутых системах регулировать скорость выше основной в 1,5-2 раза (обусловлено механической проч-

ностью обмотки ротора) и 10-15 раз ниже основной, что обеспечивает регулирование скорости в диапазоне 20-30.

Выводы

Краткий анализ возможностей различных способов регулирования скорости асинхронного двигателя показывает, что разомкнутая система управление не может в полной мере обеспечить выполнение технологических требований рабочей машины. С целью повышения диапазона регулирования и обеспечения требуемой жесткости механических характеристик в схему управления вводят различные обратные связи.

Сравнительные технические данные для систем электроприводов тиристорный регулятор напряжения – асинхронный двигатель (ТРН-АД), тиристорный регулятор сопротивления – асинхронный двигатель (ТРС-АД) и преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ – АД) приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Технические данные для систем электроприводов

Наименование	Обозначение системы электропривода		
	ТРН-АД	ТРС-АД	ПЧ-АД
Регулирование скорости в сторону уменьшения	1:10	1:10	1:10000
Регулирование пускового момента в сторону уменьшения	1:4	1:4	1:4
Диапазон мощностей, кВт	20-130	5-150	0,5-8000

Из приведенных данных можно сделать вывод, что замкнутые системы удовлетворяют требованиям точности позиционирования и имеют достаточный диапазон регулирования. При анализе способов регулирования можно отметить лучшие

показатели системы «преобразователь частоты – асинхронный двигатель», обладающей высокой экономичностью.

Система тиристорный преобразователь напряжения - асинхронный двигатель

Обзор видов и схем преобразователей напряжения

При использовании вентильных преобразователей управление электроприводом осуществляется путём изменения продолжительности проводящего и непроводящего состояния полупроводниковых элементов (тиристоров, симисторов, транзисторов), включенных в цепи асинхронного двигателя (статорные, роторные), то есть полупроводниковые преобразователи являются дискретными устройствами, осуществляющими импульсное воздействие на асинхронный двигатель. В схемах преобразователей для параметрического управления статорными цепями применяются различные полупроводниковые элементы (с полной и неполной управляемостью) и способы управления. В схемах управления роторными цепями коммутирующий элемент включается на выходе трёхфазного мостового выпрямителя. Полупроводниковые преобразователи можно укрупненно разделить на следующие классы.

1. Преобразователи на основе вентильных элементов с неполной управляемостью (тиристор или симистор), включаемых в цепи переменного тока и работающих в режиме естественной коммутации. Управление двигателем осуществляется за счёт изменения угла управления вентилей α , отсчитываемого от нулевого значения соответствующего фазного напряжения.

2. Преобразователи на основе полностью управляемых вентильных элементов (тиристоров с искусственной коммутацией или силовых транзисторов). Этот тип преобразователей можно назвать системами импульсного управления. Тогда параметром регулирования является относительное время проводимости ключа γ :

$$\gamma = t_p \cdot f_k, \quad (2.10)$$

где t_p - время проводящего состояния полупроводникового ключа, с;

f_k - частота коммутации, Гц.

На рис. 2.7 приведены схемы фазового управления статорными цепями, в этом случае величина f_k остаётся неизменной в процессе работы преобразователя и равна частоте сети f_1 .

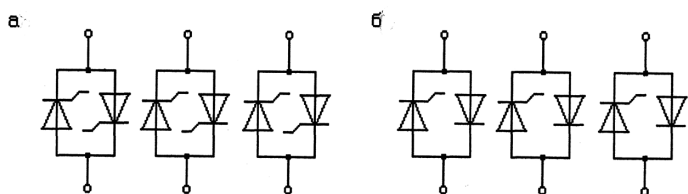


Рис. 2.7. Схемы фазового управления статорными цепями

Схемы на рис. 2.7 различаются числом коммутирующих фаз статора при управлении двигателем и структурой однофазного коммутирующего элемента. В схеме на рис. 2.7, а используются два тиристора, соединенных встречно - параллельно и включённых в три фазы (схема ЗТТ). В схеме рис. 2.7б применён тиристорно-диодный коммутирующий элемент, включённый во все три фазы статора (схема ЗДТ).

Важным свойством управляемых электроприводов является создание при неподвижном двигателе момента разного знака для обеспечения режимов реверса и торможения противовключением. Наиболее просто это задача решается при использовании преобразователей, выполненных по схеме рис. 2.7а, так как указанные преобразователи входят в составную структуру бесконтактного полупроводникового реверсора. Помимо торможения противовключением важно иметь в управляемом электроприводе режим динамического торможения. Как правило, протекание постоянного тока в режиме динамического торможения обеспечивается за счёт напряжения сети. Основные схемы питания обмоток статора

выпрямленным током в режиме динамического торможения приведены на рис. 2.8.

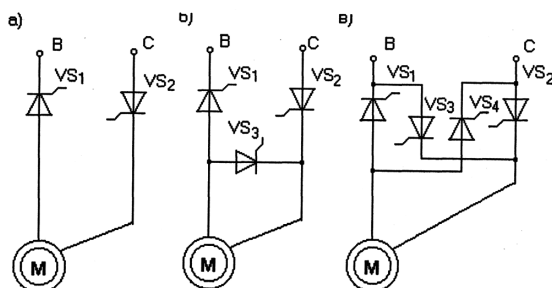


Рис. 2.8. Схемы динамического торможения асинхронного двигателя

Тиристорные электроприводы имеют управляемые коммутаторы в цепи статора и цепи ротора. Регулирование напряжения двигателя осуществляется путем изменения угла запаздывания открывания вентилей по отношению к началу положительной полуволны фазного напряжения сети (рис. 2.9).

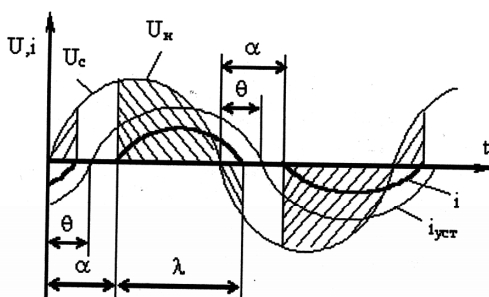


Рис. 2.9. Регулирование напряжения двигателя в системе ТРН-АД

Изменение α от 0 до 150 электрических градусов соответствует изменению напряжения на двигателе от напряжения сети до 0. При таком способе регулирования зависимость напряжения на двигателе от времени имеет сложную форму. Кривая напряжения помимо первой гармоники содержит 5-ю, 7-ю, 11-ю и другие гармоники.

На рис. 2.10 приведена принципиальная схема разомкнутой системы регулирования скорости асинхронного двигателя с тиристорным регулятором напряжения (ТРН).

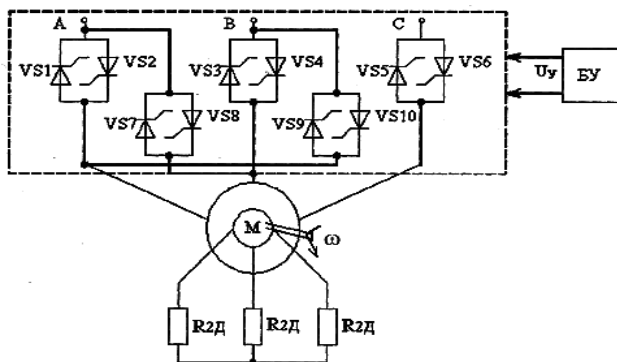


Рис.2.10. Схема разомкнутой системы регулирования скорости ТРН-АД

В схеме питание обмоток статора осуществляется управляемыми коммутаторами VS1-VS10, на которые подаются сигналы напряжением U_y с блока управления БУ.

Первое, что непосредственно бросается в глаза - это отсутствие контроля регулируемого параметра, в данном случае, угловой скорости. Отсутствие контроля регулируемого параметра и сравнения с заданным значением является признаком разомкнутой системы регулирования. Недостатком приведенной системы регулирования является незначительный диапазон регулирования ($D=1,5$) и малая стабильность регулирования (см. рис. 2.11).

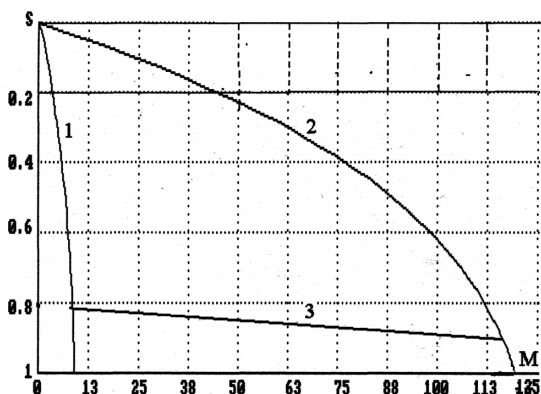


Рис. 2.11. Механические характеристики в системе ТРН-АД

В качестве примера на рис.2.11 приведены рассчитанные механические характеристики разомкнутой системы ТРН-АД с двигателем 4МТР(Н)132L6 при регулировании угла запаздывания тиристоров от 135° (кривая 1) до нуля (кривая 2). Согласно схеме (рис. 2.10) в цепь ротора введено дополнительное сопротивление $R_{2Д}$, обеспечивающее $s_{кр} = 1$.

Как отмечалось во введении, широкое распространение в электроприводах переменного тока получили замкнутые системы регулирования скорости двигателя переменного тока, обеспечивающие регулирование скорости и ее стабилизацию с высокой точностью в статических и динамических режимах.

На рис. 2.12 изображена схема электрическая принципиальная замкнутой по скорости системы ТРН - АД. В качестве датчика обратной связи по скорости используется тахогенератор BR.

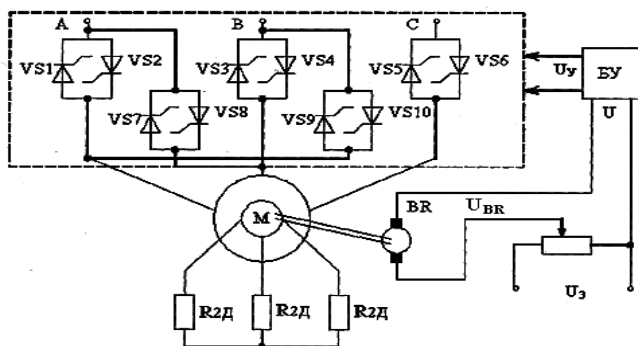


Рис. 2.12. Схема принципиальная замкнутой по скорости системы ТРН - АД.

В отличие от разомкнутой системы регулирования в замкнутой системе регулируемый параметр (угловая скорость ω) контролируется напряжением U_{BR} тахогенератора BR и сравнивается с напряжением задания U_3 . Далее система регулирования использует сигнал рассогласования U для поддержания заданной угловой скорости. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 2.13.

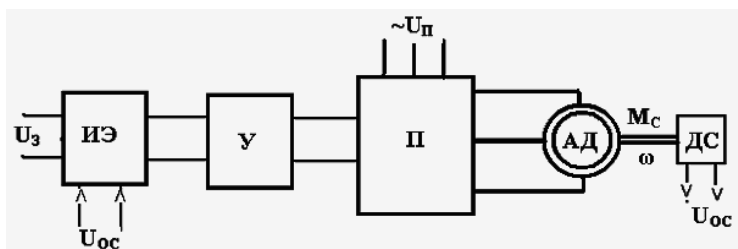


Рис. 2.13. Функциональная схема замкнутой по скорости системы ТРН - АД

Она включает в себя двигатель М, преобразователь П, промежуточный усилитель У, измерительный элемент ИЭ

(сумматор) и обратную связь, осуществляемую датчиком скорости ДС. В качестве преобразователей в таких системах электропривода используются полупроводниковые управляемые выпрямители. В качестве промежуточных усилителей в электроприводах используются транзисторные и интегральные усилители. Для стабилизации скорости двигателя в данной схеме применяется отрицательная связь по скорости.

Исследование работы электропривода производится отдельно от управляющего воздействия U_3 при $M_c = 0$ и от возмущающего воздействия M_c при $U_3 = 0$ или $U_3 = \text{const}$. Настройка системы обеспечивается по установившемуся и переходному режимам, исходя из заданного статизма и качества переходного процесса. Стабилизация скорости двигателя в установившихся режимах производится в зависимости от нагрузки, поэтому точность стабилизации оценивается механической или электромеханической характеристикой (рис. 2.7, характеристика 3). Характеристики рассматриваются при постоянных значениях напряжения сети и температуры окружающей среды, влияние которых компенсируется изменением коэффициента усиления промежуточного усилителя.

При анализе работы ТРН с асинхронным двигателем последний представляется активно-индуктивной нагрузкой, соответствующей схеме замещения двигателя рис.2.14.

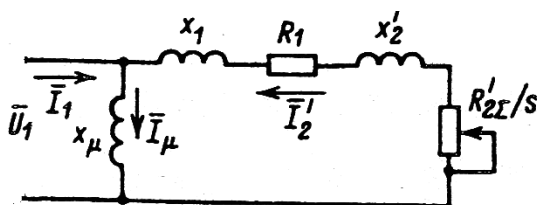


Рис. 2.14. Схема замещения асинхронного двигателя

Для этой схемы можно определить угол нагрузки по формуле

$$\theta = \arctg \left[\frac{(R_{1\Sigma} \cdot S + R'_{2\Sigma})^2 + X_k \cdot (X_0 + X_k) \cdot S^2}{R'_{2\Sigma} \cdot X_0 \cdot S + R_{1\Sigma} \cdot X_0 \cdot S^2} \right], \quad (2.11)$$

где $R_{1\Sigma} = R_1 + R_t$ - суммарное сопротивление фазы обмотки статора и эквивалентного сопротивления фазы ТРН, Ом;

$R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{2d}$ - суммарное приведенное к обмотке статора активное сопротивление цепи одной фазы ротора, Ом;

s - скольжение;

X_0 - индуктивное сопротивление контура намагничивания, Ом;

$X_k = X_1 + X'_2$ - индуктивные фазные сопротивления, обусловленные полем рассеяния обмоток статора и ротора, последние приведены к обмотке статора.

Из уравнения (2.11) следует, что угол нагрузки θ характеризует АД как активно-индуктивную нагрузку ТРН и зависит от скольжения s .

Зависимость угла проводимости λ , от α и θ можно определить по формуле

$$\sin(\alpha + \lambda - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot e^{\frac{-\lambda}{\tan \theta}} = 0, \quad (2.12)$$

где α - угол отпирания вентилей.

Ток i при протекании по одной фазе будет открывать тиристоры этой фазы в моменты времени, соответствующие углу $\alpha = 0$. Если угол открывания тиристоров $\alpha > 0$, то появление тока задерживается на интервал времени, соответствующий разности углов $(\alpha - \theta)$ и в кривых тока и напряжения появляется бестоковая пауза (см. рис. 2.9). Определяя величину λ , для значений α и θ , можно рассчитать напряжение первой гармоники нагрузки U_1 в виде функции двух переменных α и θ .

Механические характеристики асинхронного двигателя

при регулировании напряжения с помощью ТРН могут быть определены на основании соотношения

$$M(s) = \left(\frac{U_1}{U_{1н}} \right)^2 \cdot M_{зп}(s) = (\dot{U})^2 \cdot M_{зп} \quad (2.13)$$

где $M_{гп}$ - момент на граничной механической характеристике, соответствующей углу отпирания $\alpha = 0$.

Если в цепи статора нет добавочного сопротивления и возможно пренебречь активным сопротивлением ТРН, то граничная характеристика совпадает с естественной механической характеристикой.

Для системы ТРН - АД механические характеристики в относительных единицах рассчитываются по формуле

$$m = \frac{(1 - \sigma) \cdot (\alpha'_r) \cdot r \cdot s \cdot \dot{U}_1^2}{\sigma \cdot X_s \cdot (a^2 + b^2)}, \quad (2.14)$$

где m - момент двигателя в относительных единицах;

σ - полный коэффициент рассеяния $\sigma = (X_s \cdot X_r - X_m) / (X_s \cdot X_r)$;

X_s - суммарное индуктивное сопротивление статора, $X_s = (X_1 + X_m)$;

$X_m = X_0$ - индуктивное сопротивление контура намагничивания, Ом;

X_r - суммарное индуктивное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора;

$X_r = (X'_2 + X_m)$, Ом; $a'_r = R'_2 / (\sigma \cdot X_r)$; $r = (R_2 + R_{2д}) / R_2$; s - скольжение;

$a = a'_r \cdot a'_s \cdot r \cdot \sigma - s$; $b = a'_r \cdot r + a'_s \cdot s$; $a'_s = R_1 / (\sigma \cdot X_s)$;

$\dot{U}_1$ - напряжение на статоре в относительных единицах.

При заданном статическом моменте и минимальной скорости напряжение на статоре в относительных единицах находится по формуле

$$\dot{U}_1 = \sqrt{\frac{m \cdot \sigma \cdot X_s \cdot (a^2 + b^2)}{(1 - \sigma) \cdot a' \cdot r \cdot s}} \quad (2.15)$$

Механическая характеристика замкнутой системы, рассчитанная для двигателя 4МТФ(Н)132L6, приведена на рис. 2.11 (график 3), которая обеспечивает третий класс точности позиционирования тележки мостового крана грузоподъемностью 500 к Н.

Система импульсный регулятор сопротивления – асинхронный двигатель

Наряду с управлением по цепи переменного тока статора возможно управление по цепи выпрямленного тока ротора. Здесь концы обмоток ротора включены в трехфазный неуправляемый мост с резистором, который шунтирован управляемым коммутатором (рис. 2.15), то есть имеем импульсное регулирование активного добавочного сопротивления в цепи ротора.

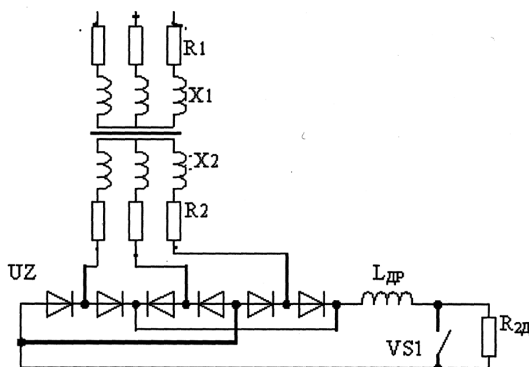


Рис. 2.15. Система импульсный регулятор сопротивления - асинхронный двигатель

Применение управления по цепи ротора позволяет вынести значительную часть потерь из двигателя, а в ряде случаев использовать энергию скольжения. Характерной особенностью всех этих электроприводов является наличие трехфазного управляемого выпрямителя, включенного в цепь ротора асинхронного двигателя. Регулирование электропривода осуществляется посредством управления постоянным током, протекающим по цепи выпрямителя. При использовании ключа $VS1$ на основе тиристоров с искусственной коммутацией частота f_k ограничена и в реальных схемах составляет 300-400 Гц, поэтому для ограничения амплитуды пульсаций выпрямленного тока ротора вводят дроссель $L_{др}$. При использовании транзисторного ключа $VS1$ значение f_k может быть значительно повышено, что позволяет исключить из схемы $L_{др}$. Реостатное управление осуществляется при неизменном (номинальном) напряжении статорных цепей.

Схема замещения асинхронного двигателя в системе тиристорный регулятор сопротивления - асинхронный двигатель представлена на рис. 2.16.

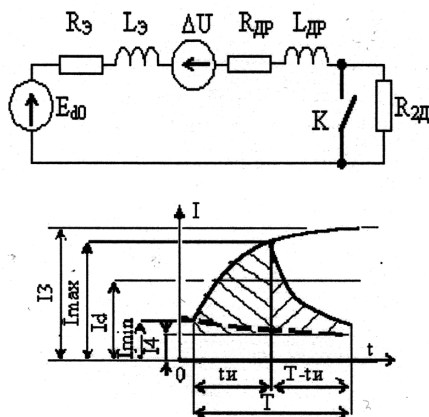


Рис. 2.16. Схема замещения асинхронного двигателя в системе ТРС-АД

На рис. 2.16 введены обозначения:

$t_{и}$ - время включенного состояния тиристоров,

I_d - средневыведенный ток.

При работе управляемого тиристорного коммутатора по цепи выпрямленного тока проходит постоянный пульсирующий ток. В случае полностью открытого управляемого коммутатора после завершения переходного процесса ток достигает значение I_3 ; а закрытого коммутатора ток достигает значения I_4 .

Добавочное сопротивление в цепи ротора в зависимости от скажности определяется по известной формуле

$$R_{23}=R_{2д} \cdot (1-\gamma). \quad (2.16)$$

Для асинхронного двигателя установившееся значение момента в относительных единицах описывается выражением (2.17), поскольку к обмотке статора приложено номинальное напряжение.

$$m = \frac{(1-\sigma) \cdot (\alpha'_r) \cdot r \cdot s}{\sigma \cdot X_s \cdot (a^2 + b^2)}, \quad (2.17)$$

Пояснения к параметрам приводились ранее для формулы (2.14). Механические характеристики в разомкнутой системе ТРС-АД представлены на рис. 2.17 (кривые 1 и 2).

На данных графиках видны зависимости при введении добавочного сопротивления в цепь ротора (характеристика 2) и естественная механическая характеристика 1 (в данном случае $\gamma=1$). Введение обратных связей позволяет обеспечить работу электропривода на пониженной скорости (рис. 2.17) на заданной механической характеристике (график 3).



1 - естественная; 2 - искусственная в разомкнутой системе; 3 - искусственная в замкнутой системе

Рис. 2.17. Механические характеристики в системе ТРС-АД

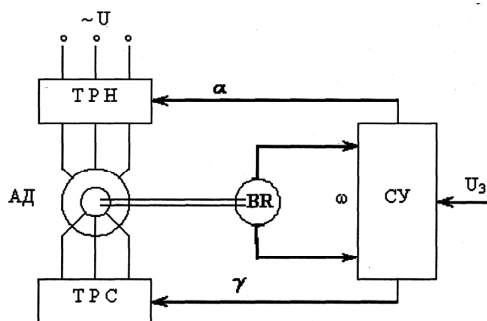
В процессе регулирования скорости асинхронного двигателя возникает необходимость поддерживать неизменный момент на валу, что можно осуществить при плавном изменении добавочного сопротивления в цепи ротора, вывод которых основан на формуле (2.17).

Недостатком способа управления ТРС-АД является неполное использование двигателей с фазным ротором. Недостатком же ТРН-АД являются большие роторные потери при низких скоростях.

Совместное управление асинхронных двигателей с фазовым ротором

Дальнейшее развитие и совершенствование тиристорных регулируемых асинхронных электроприводов может быть достигнуто при совместном воздействии тиристорных преобразователей на статорные и роторные цепи асинхронных двигателей с фазовым ротором. Совместное управление (см. рис. 2.18) представляет собой сочетание двух способов управления асинхронным двигателем: с помощью тиристорного регулятора напряжения осуществляется изменение на-

пряжения U_1 , а при изменении скважности γ - плавное регулирование добавочного сопротивления в цепи ротора. Такой способ управления позволяет при регулировании скорости наилучшим образом перераспределить потери между двигателем и добавочным сопротивлением в роторной цепи, получая желаемые механические характеристики по аналогии с ранее рассмотренными способами.



ТРН - тиристорный регулятор напряжения; ТРС - тиристорный регулятор сопротивления, СУ - система управления; U_3 - напряжение задания

Рис. 2.18. Схема совместного управления асинхронным двигателем

Совместное управление, обеспечивающее одинаковые относительные нагрузки статора и ротора при любых заданных значениях момента и скольжения, возможно при соблюдении условий:

$$R'_{2\Sigma} = R'_2 \cdot (s / s_H) \quad (2.18)$$

$$U_1 = U_{1H} \cdot (M / M_H) \quad (2.19)$$

Совместное управление обеспечивает минимум электри-

ческих потерь во всем электроприводе, включая добавочные роторные сопротивления, что позволяет получать максимальный КПД электропривода.

Системы подчиненного регулирования

В настоящее время в электроприводе широко применяется метод последовательной коррекции для случаев, когда в основу синтеза могут быть положены динамические показатели, с использованием подчиненных контуров регулирования или так называемого подчиненного регулирования.

Этот метод позволяет получить вполне определенные динамические свойства регулируемого электропривода, соответствующие конкретным так называемым стандартным настройкам контуров регулирования.

Сущность подчиненного регулирования заключается в следующем. Объект регулирования представляется в виде последовательно соединенных звеньев, выходными параметрами которых являются существенные координаты объекта, например, ток, напряжение, ЭДС, магнитный поток, момент, скорость, положение.

Для управления каждой из этих координат организуется отдельный регулятор, образующий с объектом контур, замкнутый соответствующей обратной связью (ОС).

Структура системы подчиненного регулирования показана на рис. 2.19. Регуляторы соединяются последовательно, так что выход одного является входом другого.

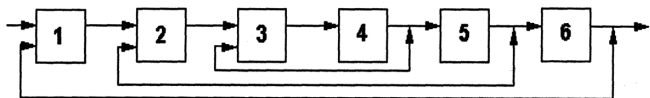


Рис. 2.19. Структурная схема подчиненного регулирования

При этом замкнутые контуры регулирования образуют систему, в которой имеется внутренний контур управления,

состоящий из регулятора и одного из звеньев объекта управления, второй внешний контур и следующее звено объекта управления. Выходной сигнал каждого внешнего контура является задающим для последующего, заключенного внутри контура. Таким образом, каждый внутренний контур регулирования подчинен соответствующему внешнему контуру.

На рис. 2.19 внешний контур образован регулятором 1 и звеном объекта управления 6 (контур позиционирования), подчиненный ему внутренний контур образован регулятором 2 и звеном объекта управления 5 (контур скорости) и последний, подчиненный внутренний контур образован регулятором 3 и звеном объекта управления 4 (контур момента). Таким образом, объект регулирования включает в себя звенья 4, 5, 6. В некоторых случаях объект управления обладает более сложной структурой.

Пусть передаточная функция объекта регулирования (ОР)

$$W_{o.p.x} = \frac{k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n}{(T_\mu p + 1) \prod_{i=1}^l (T_i p + 1)}, \quad (2.20)$$

где T_μ – суммарная некомпенсированная постоянная контура;

T_i – постоянная времени элементов

ОР, k_i – коэффициенты передачи звеньев.

Для компенсации больших и средних постоянных времени звеньев объекта принимают передаточную функцию регулятора вида

$$W_{p.x} = \frac{\prod_{j=1}^l (1 + T_j p)}{K'_1 \cdot K'_2 \cdot \dots \cdot K'_n T_o p}, \quad (2.21)$$

где j – число больших и средних постоянных времени;

T_o – постоянная времени интегрирования контура.

Постоянная времени интегрирования определяет промежуток времени, по истечении которого сигнал на выходе регу-

лятора, нарастая с постоянной скоростью, достигает величины скачка задания на входе регулятора. Изменяя величину T_o , можно существенно влиять на быстродействие контура. Ограниченность ресурсов управления является ограничительным фактором степени компенсации инерционностей.

В результате преобразования структурной схемы подчиненного регулирования, которая начинается с первого внутреннего контура регулирования, на рис. 2.19 - это замкнутый контур из регулятора 3 и звена 4, а также подбора коэффициентов и постоянной времени интегрирования регулятора получим передаточную функцию разомкнутого контура вида

$$W_{раз X} = \frac{1}{T_o p (T_\mu p + 1)}, \quad (2.22)$$

то есть удаётся компенсировать постоянные времени инерционных элементов объекта путём наличия соответствующих форсирующих звеньев в регуляторе.

Введение интегрирующего звена в передаточную функцию разомкнутого контура (2.22) повышает точность регулирования, так как контур приобретает астатизм первого порядка. Исключение частных коэффициентов позволяет показатели регулирования увязать с соотношением постоянных времени инерционных звеньев контура. При этом передаточная функция замкнутого контура принимает вид

$$W_{зам X} = \frac{1}{T_o p (T_\mu + 1) + 1}. \quad (2.23)$$

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_\mu} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_\mu^2} - \frac{1}{T_o T_\mu}} = \frac{1}{T_o} \cdot \left(-\frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - a} \right), \quad (2.24)$$

где $a = \frac{T_o}{T_\mu}$ - отношение постоянных контура регулирования,

Суммарная некомпенсированная постоянная T_μ полностью определяет быстродействие по времени переходного процесса,

которое составляет (6-8) T_μ . Отношение a определяет колебательность и перерегулирование.

Если $a=4$, то переходный процесс имеет апериодический характер.

При $a < 4$ движение электропривода в переходных процессах при скачке задания и нулевых начальных условиях определяется следующим уравнением:

$$x(t) = x_3 \left[1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \cdot \left(\cos \frac{\sqrt{4a-a^2}}{2aT_\mu} \cdot t + \frac{a}{\sqrt{4a-a^2}} \cdot \sin \frac{\sqrt{4a-a^2}}{2aT_\mu} \cdot t \right) \right]. \quad (2.25)$$

Кривая переходного процесса, соответствующая $a=2$, обеспечивает перерегулирование $(\Delta\omega_{\max}/\omega_{уст})=0,043$ при времени регулирования $t_p = 4,7T_\mu$. Такая настройка часто используется в качестве стандартной настройки и называется настройкой на технический оптимум или оптимум по модулю (рис.2.20).

Настройка начинается с первого внутреннего контура регулирования, состоящего из регулятора 3 и звена 4 (рис. 2.19). При настройке всех контуров на технический оптимум ($a=2$) некомпенсированная постоянная времени возрастает в два раза. С ростом некомпенсированной постоянной времени возрастает и длительность переходного процесса.

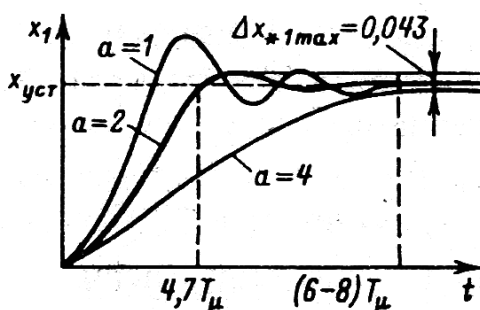
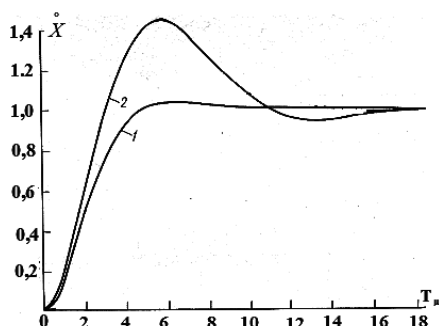


Рис. 2.20. Графики переходных процессов при различных значениях "а"

В ряде случаев, когда требуется более высокая точность регулирования, при аналогичном подходе применяют стандартную настройку на симметричный оптимум. Разомкнутый контур при этом обладает астатизмом второго порядка, что увеличивает точность регулирования, особенно в процессах, близких к статическим. Вместе с тем при этой настройке увеличивается перерегулирование, которое может достигать 56% (рис. 2.21), что во многих случаях неприемлемо.



- 1– оптимум по модулю (технический оптимум);
2– симметричный оптимум.

Рис. 2.21. Нормированные переходные характеристики по задающему воздействию

Сравнивая рис. 2.21 с рис. 2.20, можно установить, что быстродействие и затухание колебаний в системе при этих двух стандартных настройках примерно одинаковы.

Системы подчинённого регулирования имеют следующие достоинства.

1. Простота расчета параметров регулятора каждого контура при настройке по модульному или системному оптимуму.
2. Высокие статические и динамические показатели, обеспечиваемые настройкой по модульному или симметричному оптимумам.

3. Простота ограничения регулируемых координат благодаря ограничению выходного сигнала регулятора, внешнего по отношению к рассматриваемому контуру.

4. Простота настройки. Настройка проводится отдельно по каждой регулируемой координате, начиная с внутреннего контура.

Системы адаптивного управления электроприводами

Часто на решение задач управления электропривода (ЭП) существенное влияние оказывают такие негативные факторы, как изменение в процессе работы привода его параметров и нестабильность параметров внешних воздействий в системе «управляемый преобразователь-двигатель». Нестационарность работы ЭП, как объекта, зависит от способов управления электродвигателями и от свойств механизмов в процессе их эксплуатации.

Изменение параметров ЭП происходит вследствие изменения следующих основных величин: параметров электромагнитных контуров в цепи, передаточных коэффициентов преобразователей, магнитного потока двигателей, моментов инерции механизмов, частот упругих механических колебаний, взаимного изменения механических параметров в многосвязных системах многодвигательных промышленных установок. Кроме того, в процессе эксплуатации ЭП могут наблюдаться значительные изменения по спектральному составу и интенсивности возмущающих и управляющих воздействий, что может приводить к существенному увеличению динамических ошибок системы и к необходимости перенастройки параметров регуляторов для минимизации этих ошибок.

Целью управления электромеханическими системами является обеспечение движения по заданным программным траекториям. Поскольку реальные объекты управления характеризуются изменяющимися в процессе функционирования параметрами, неполной информацией о внешних возмущениях, неоднозначными нелинейностями, то построение программного управления такими классическими методами, как подчиненное управление, требующее жесткого выполнения идеализирован-

ных представлений (стационарность и линейность электро-механических характеристик объектов управления), связано со значительными трудностями и ограничениями.

Перспективным путем повышения качества функционирования электро-механической системы является использование современных принципов *автоматического управления – адаптивного управления.*

Решение задачи адаптивного управления на исполнительном уровне в современных условиях стало возможно на основе сочетания научных результатов в области системного подхода к теории автоматического управления с современными достижениями микроэлектроники и микропроцессорной техники.

Таким образом, при неопределенности информации об изменяющихся параметрах и возмущающих воздействиях, действующих на электро-механическую систему (ЭМС), становится необходимым внедрение адаптивного подхода, способного: обеспечить оптимизацию и работоспособность ЭМС в условиях широкого спектра изменений технологического объекта управления, повысить надежность и стабильность реальной ЭМС, снизить технологические требования к изготовлению узлов устройств управления и сократить время разработок.

Все существующие типы адаптивных систем характеризуются наличием в них процессов перенастройки параметров или структуры регуляторов, позволяющих обеспечить оптимальные условия работы замкнутой системы во всем диапазоне работы.

Системы нечеткого управления

Подход к решению задач адаптивного управления в условиях неопределенной входной информации с позиций технологий искусственного интеллекта основан на принципах автоматизации процедуры выбора оптимальных решений из множества формируемых моделей поведения объекта регулирования и способности обеспечить самоорганизацию всей системы за счет нелинейного сочетания эвристических алгоритмов. Управляющие воздействия в них являются результатом комплекса операций автоматизированного сбора, хранения,

логической обработки информации и принятия решения в условиях частично неопределенной информации об объекте.

Наибольшее распространение среди интеллектуальных технологий формирования адаптивных алгоритмов регулирования в области ЭП получила технология нечеткого управления (Fuzzy-control). Данная технология представляет собой простой и эффективный метод решения задач управления, базирующийся на интуитивно-эмпирическом подходе к описанию свойств неопределенных и нестационарных объектов. *Концепцию управляющих алгоритмов на базе нечеткой логики (Fuzzy-logic) можно рассматривать как формализацию целого ряда технологий в области синтеза систем управления.* Известно, что в традиционных системах управления электроприводами управляющее воздействие является результатом поиска ряда ключевых решений, которые, в свою очередь, определяются по заранее заданному и в той или иной степени формализованному алгоритму. При этом в большинстве случаев поиск таких алгоритмов является сложной математической задачей, требующей к тому же определенных допущений и упрощений. Кроме того, структура самих алгоритмов всегда привязана к параметрам объекта управления, при изменении которых оптимальность законов регулирования теряется. Часто сами математические исследования объекта связаны с трудностями, а иногда и просто невозможны, что соответственно приводит к объективным трудностям при реализации систем управления и регулирования с использованием классических подходов. Используя нечеткие алгоритмы управления, представляется возможным связать между собой входные и выходные координаты объекта без составления его математической модели.

В основу концепций нечеткого управления заложен тот же принцип генерации оптимального решения, психолингвистическими аспектами которого руководствуется человек при принятии решения в конкретной ситуации. Суть этого принципа заключается в следующем: в силу невозможности описания всех потенциально возможных ситуаций из рассматриваемого пространства случаев формируется несколько логических пра-

вил (законов), описывающих лишь характерные точки этого пространства. Формирование решения для каждой конкретной ситуации осуществляется путем комбинации полученных базовых правил. Такой подход к проблеме принятия решения возможен благодаря лингвистической гибкости операторов, составляющих основу логических правил, которые использует человек на этапе принятия оптимального решения. Алгоритмическая реализация подобного метода принятия решения на техническом уровне требует решения задачи математического моделирования принципов абстрактного мышления аналогиями. Инструментарием, в рамках которого решается эта задача, является теория нечеткой логики, базирующаяся на математическом аппарате теории нечетких множеств.

Появление систем управления на базе нечеткой логики явилось принципиально новым словом в области совершенствования цифровых систем управления, направленным на оптимизацию управляющих алгоритмов, а также общее упрощение процессов разработки и настройки систем. В настоящее время нечеткие регуляторы находят широкое применение в электроприводах, где в ряде случаев они способны обеспечить более высокие показатели качества переходных процессов по сравнению с классическими законами.

Анализ перспективных разработок ведущих фирм, институтов и лабораторий мира, использующих данную технологию в системах управления комплексными неопределенными объектами с нестационарными параметрами, показывает, что максимальную эффективность технология нечеткого управления проявляется в комбинации с классическими подходами к реализации алгоритмов регулирования и другими технологиями синтеза закона управления.

ГЛАВА 3. ЗАКОНЫ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

3.1. Общие сведения о частотном управлении

В обзоре способов регулирования асинхронного электропривода при частотном управлении отмечались его положительные экономические показатели, значительный диапазон регулирования. Всё это вызывает необходимость его более глубокого изучения.

Частотное регулирование асинхронного двигателя заложено в самом принципе его действия. Действительно, синхронная скорость магнитного поля машины ω_1 однозначно связана с частотой f_1 источника питания формулой:

$$\omega_1 = 2\pi f_1 / p_n ,$$

где p_n - число пар полюсов двигателя.

Анализ работы многофазного асинхронного двигателя при переменной частоте был проведен академиком М.П.Костенко в 1925 году. Учитывая, что значительное число исполнительных органов имеют механическую характеристику, зависящую от скорости вращения, М.П.Костенко вывел соотношение между напряжением источника U_1 , частотой тока f_1 и характером статического момента механизма. Проведенный анализ на базе упрощенной круговой диаграммы также показал, что при соблюдении выведенного им соотношения имеет постоянство коэффициента мощности, а КПД двигателя оказывается функцией частоты и не зависит от нагрузки, оставаясь (вне зависимости момента от скорости) примерно постоянным для каждой заданной скорости.

Дальнейшее развитие теории частотного управления асинхронными двигателями нашло в трудах А.А. Булгакова, А.А. Эфендизаде, А.С. Сандлера, Р.С. Сарбатова, Р.Т. Шрейнера, А.В. Шубенко, В.А. Мищенко, и др. На новую, более высокую качественную ступень своего развития теория и практика частотного

управления асинхронными двигателями перешла после опубликования в 1971 году работ Blaschke F., Floter W., Ripperger H., положивших начало созданию регулируемых электроприводов с векторным управлением. За ними последовали работы В.Н. Бродовского, Е.С. Иванова, В.В. Рудакова, И.М. Столярова, В.А. Дартау, А.П. Ващенко, Г.Б. Онищенко и многих других, развивающих это направление. По мере рассмотрения особенностей построения систем частотного управления будем более подробно касаться трудов этих и других авторов.

В практике регулируемых асинхронных электроприводов находит применение асинхронный частотно-регулируемый электропривод на базе асинхронных короткозамкнутых двигателей и полупроводниковых преобразователей частоты типа автономных инверторов (ПЧ-АД). Эта система электропривода более универсальна и находит применение во всех областях промышленности и сельского хозяйства.

Поэтому здесь будет уделено основное внимание системе ПЧ-АД на базе короткозамкнутых асинхронных двигателей, поскольку этот тип электропривода интенсивно вытесняет электропривод постоянного тока, работающий в продолжительном режиме с регулированием скорости в относительно широких пределах.

Как уже отмечалось, основоположником частотного регулирования асинхронных электродвигателей является академик М.П. Костенко, который в 1925 году установил соотношение между напряжением U_1 , частотой тока f_1 источника питания и видом механической характеристики рабочей машины $M_c = f(\omega)$ при следующих допущениях:

- 1) падение напряжения в активных сопротивлениях статора пренебрежимо мало;
- 2) магнитная цепь машины не насыщена;
- 3) индуктивность обмоток двигателя постоянна.

В основу закона М.П. Костенко положено сохранение постоянства коэффициента перегрузочной способности λ_1 при регулировании напряжения и частоты, то есть соблюдается условие:

$$\lambda_1 = \frac{M_{ki}}{M_c(\omega_i)} = const, \quad (3.1)$$

где M_{ki} – критический момент асинхронного двигателя при i частоте тока f_{1i} ;

$M_c(\omega_i)$ – статический момент рабочей машины при скорости ω_i , соответствующей частоте f_{1i} .

Известно, что, если пренебречь активным сопротивлением статора, критический момент M_{ki} можно определить по формуле:

$$M_{ki} = \frac{3U_{1i}^2}{2\omega_{1i}(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2})} = \frac{3U_{1i}^2 \cdot p_n}{4\pi f_{1i} \cdot 2\pi f_{1i} L_k} = A \frac{U_{1i}^2}{f_{1i}^2} \quad (3.2)$$

где U_{1i} – фазное напряжение при частоте f_{1i} , В;

ω_{1i} – синхронная скорость двигателя при i частоте, c^{-1} ;

R_1 , X_k – соответственно активное сопротивление статора и реактивное сопротивление короткого замыкания двигателя, Ом;

L_k – индуктивность короткого замыкания двигателя, Гн;

$A=3p/(8\pi^2 L_k)$.

При частоте f_{1j} критический момент составит

$$M_{kj} \cong A \cdot \frac{U_{1j}^2}{f_{1j}^2}. \quad (3.3)$$

Тогда с учетом (3.2) и (3.3) выражение для коэффициента перегрузочной способности можно записать

$$\lambda_1 = \frac{M_{ki}}{M_c(\omega_i)} = \frac{M_{kj}}{M_c(\omega_j)}$$

или

$$\lambda_1 = \frac{A \cdot U_{li}^2}{f_{li}^2 \cdot M_c(\omega_i)} = \frac{A \cdot U_{lj}^2}{f_{lj}^2 \cdot M_c(\omega_j)}$$

Откуда следует искомый закон частотного регулирования

$$\frac{U_{li}}{U_{lj}} = \frac{f_{li}}{f_{lj}} \cdot \sqrt{\frac{M_c(\omega_i)}{M_c(\omega_j)}} \quad (3.4)$$

Если положить, что $f_{ij} = f_{1H}$, то уравнение можно записать в относительных единицах

$$\dot{U}_1 = \dot{f}_{li} \sqrt{\dot{M}_c(\omega)} \quad (3.5)$$

где:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \frac{U_1}{U_{1H}}; \\ \dot{f}_{li} &= \frac{f_{li}}{f_{1H}}; \\ \dot{M}_c &= \frac{M_c(\omega_i)}{M_c(\omega_H)}. \end{aligned}$$

Для многих механизмов зависимость статического момента нагрузки от угловой скорости может быть представлена в виде степенной функции

$$M_c = M_o + (M_{сн} - M_o)(\omega / \omega_H)^q, \quad (3.6)$$

где M_o - момент холостого хода, Н·м;

$M_{сн}$ - момент нагрузки при номинальной (паспортной) скорости ω_H рабочей машины, Н·м;

q - степень, выражающая изменение момента сопротивления от скорости.

Разделив члены уравнения (3.6) на $M_{\text{сн}}$, получим механическую характеристику рабочей машины в относительных единицах. Тогда уравнение (3.5) примет вид

$$U_1 = f_1 \cdot \sqrt{\dot{M}_0 + (1 + \dot{M}_0)(\dot{\omega})^q} \quad (3.7)$$

Полученное уравнение (3.7) можно несколько упростить, если положить, что $\dot{M}_0 \ll 1$, а скорость асинхронного двигателя на линейной части механической характеристики отличается незначительно от синхронной скорости ω_1 , то есть $\omega \approx \omega_1$ и $\dot{\omega} = \dot{f}_1$,

$$U_1 = f_1 \cdot \sqrt{\dot{f}_1^q} \quad (3.8)$$

Таким образом, закон частотного регулирования М.П. Костенко показывает, что оптимальный характер изменения напряжения при регулировании скорости путем варьирования частоты определяется видом механической характеристики рабочей машины. Что это даёт в конечном итоге? Во-первых, удастся сохранять постоянным запас статической устойчивости в принятом диапазоне регулирования. Во-вторых, при снижении нагрузки с уменьшением частоты f_1 удастся уменьшить магнитный поток двигателя, так как момент двигателя пропорционален квадрату магнитного потока в воздушном зазоре. Это позволяет при неизменном запасе устойчивости по перегрузочной способности снизить потери в стали двигателя и повысить экономические показатели электропривода.

Диапазон регулирования скорости вращения ротора ограничен значениями сверху и снизу. Верхняя граница определяется насыщением магнитопровода машины. Поэтому практическое применение закона М.П. Костенко ограничивается нагрузками, не слишком превышающими номинальный момент двигателя. Нижняя граница диапазона регули-

рования обусловлена тем, что при малых частотах напряжения U_1 начинает проявляться влияние активного сопротивления статора R_1 . Как правило, для частот менее 25 Гц принятое допущение о равенстве нулю статорного сопротивления R_1 неверно. Критический момент двигателя существенно снижается, что не позволяет преодолеть момент статического сопротивления на валу.

В зависимости от вида механической характеристики рабочей машины можно получить следующие уравнения, вытекающие из основного закона частотного регулирования М.П. Костенко (3.7):

1. При постоянном моменте нагрузки $M_c = \text{const}$ получаем

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (3.9)$$

Этот закон еще называют номинальным. Напряжение на статоре изменяется пропорционально частоте источника питания.

2. При вентиляторной нагрузке соотношение (3.7) принимает вид

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \text{const} \quad (3.10)$$

3. При нагрузке обратно пропорциональной скорости, получаем

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{const} \quad (3.11)$$

Мощность на валу двигателя $\dot{P}_2 = \dot{M}_c \cdot \dot{\omega} \approx \dot{M}_c \cdot \dot{f}_1$. В табл. 3.1 представлены соотношения моментов, напряжений и мощности для наиболее распространенных видов механических характеристик согласно основному закону М.П. Костенко.

Таблица 3.1

Показатель q	Характер изменения			Механизм
	момента	мощности	напряжения	
0	const	$\overset{\circ}{P}_2 = \overset{\circ}{f}_1$	$\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1$	конвейер
1	$\overset{\circ}{M}_c = \overset{\circ}{f}_1$	$\overset{\circ}{P}_2 = \overset{\circ}{f}_1^2$	$\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1^{3/2}$	генератор
2	$\overset{\circ}{M}_c = \overset{\circ}{f}_1^2$	$\overset{\circ}{P}_2 = \overset{\circ}{f}_1^3$	$\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1^2$	вентилятор
-1	$\overset{\circ}{M}_c = \overset{\circ}{f}_1^{-1}$	const	$\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1^{1/2}$	металло- режущие станки

При анализе влияния параметров источника питания на механические характеристики асинхронного двигателя часто используется векторная диаграмма двигателя (рис.3.1), помогающая раскрыть физические причины формирования механических характеристик при различных законах частотного управления.

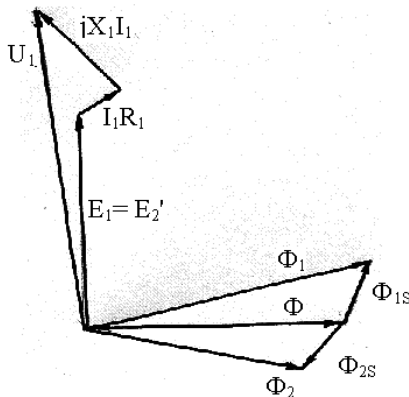


Рис. 3.1. Векторная диаграмма АД для одной фиксированной частоты

На рис.3.1 приведены: U_1 – фазное напряжение; E_1 , E'_2 – соответственно ЭДС статора и ротора, приведенное к обмотке статора; Φ_1 , Φ_2 , Φ – соответственно полный магнитный поток, магнитный поток ротора, рабочий поток в магнитном зазоре; Φ_{16} , Φ_{26} – потоки рассеяния, связанные соответственно с обмотками статора и ротора.

3.2. Пример расчета электропривода переменного тока

Для иллюстрации возможностей основного закона М.П.Костенко при расчете механических характеристик электропривода переменного тока принят двигатель 4А80В6УЗ: трехфазный асинхронный короткозамкнутый двигатель серии 4А; степень защиты IP44 (закрытое исполнение); высота оси вращения 80 мм; длина сердечника статора В; шести полюсный ($2p=6$); для умеренного климата; категория размещения 3.

Паспортные данные двигателя 4А80В6УЗ

Номинальная мощность двигателя $P_{2н}=1,1$ кВт. Зависимость КПД и коэффициента мощности от нагрузки на валу приведена в табл. 3.2.

Таблица 3.2

$P_2/P_{2н} \%$	25	50	75	100	125
КПД, %	53	73,5	75	74	69
cos	0,33	0,52	0,65	0,74	0,78

Сопротивления в относительных единицах:

- контура намагничивания $\dot{X}_\mu = 1,6$;
- обмоток статора в номинальном режиме: $\dot{R}_1 = 0,12$, $\dot{X}_1 = 0,11$;
- обмоток ротора в номинальном режиме: $\dot{R}'_2 = 0,11$, $\dot{X}'_2 = 0,19$;

- обмоток двигателя при коротком замыкании:

$$R_{\text{КП}}^{\circ} = 0,23, \quad X_{\text{КП}}^{\circ} = 0,24;$$

- обмотки ротора в пусковом режиме: $R_{2\Pi}^{\circ} = 0,11$.

$$m_{\text{п}}=2,0; m_{\text{м}}=1,6; m_{\text{к}}=2,2; s_{\text{н}}=8\%; s_{\text{к}}=38\%; i_{\text{н}}=4,0; J_{\text{д.р.}}=0,0046 \text{ кгм}^2; U_{1\text{л}}=220/380 \text{ В}; d=0,25 \text{ мм}; 2p=6; r_{1(20)}=6,26 \text{ Ом};$$

где $m_{\text{п}} = M_{\text{п}}/M_{\text{н}}$, $m_{\text{м}} = M_{\text{мин}}/M_{\text{н}}$, $m_{\text{к}} = M_{\text{к}}/M_{\text{н}}$;

$s_{\text{н}}$, $s_{\text{к}}$ - соответственно номинальное и критическое скольжение;

$i_{\text{н}} = I_{\text{п}}/I_{\text{н}}$; $J_{\text{д.р}}$ – момент инерции ротора;

$U_{1\text{л}}$ – линейное напряжение сети;

d – воздушный зазор;

$r_{1(20)}$ – сопротивление статорной обмотки при температуре 20°C.

Расчет параметров схемы замещения.

Из паспортных данных определим параметры схемы замещения асинхронного двигателя (рис.3.2).

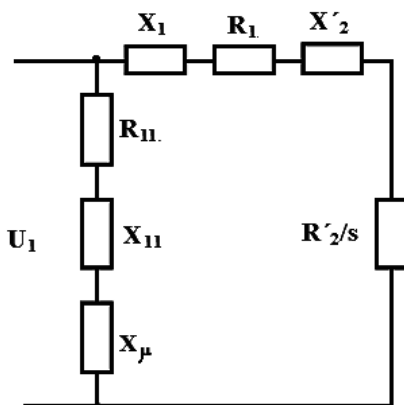


Рис. 3.2. Схема замещения асинхронного двигателя

На рис. 3.2 приведены следующие обозначения:

R_1, X_1 – соответственно активное и индуктивное сопротивления обмотки статора, Ом;

R'_2, X'_2 – соответственно активное и индуктивное сопротивления обмотки ротора, приведенные к параметрам обмотки статора, Ом;

s – скольжение;

X_μ – главное индуктивное сопротивление, Ом;

R_{11}, X_{11} – условные расчетные сопротивления, Ом;

U_1 – фазное напряжение, В.

Находим сопротивления обмотки статора в абсолютных единицах:

$$R_1 = \overset{\circ}{R}_1 \cdot U_{1\phi} / I_{1нф} = 0,12 \cdot 220 / 3 = 8,8 \text{ Ом},$$

$$X_1 = \overset{\circ}{X}_1 \cdot U_{1\phi} / I_{1нф} = 0,11 \cdot 220 / 3 = 8,07 \text{ Ом},$$

где номинальный ток фазы статора

$$I_{1нф} = \frac{P_{2н}}{3U_{1\phi}\eta_n \cos \varphi_n} = \frac{1,1 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0,74 \cdot 0,74} \approx 3 \text{ А}.$$

Тогда приведенные сопротивления ротора равны

$$R'_2 = \overset{\circ}{R}'_2 \cdot U_{1\phi} / I_{1нф} = 0,11 \cdot 220 / 3 \approx 8,10 \text{ Ом}.$$

$$X'_2 = \overset{\circ}{X}'_2 \cdot U_{1\phi} / I_{1нф} = 0,19 \cdot 220 / 3 = 13,93 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление контура намагничивания машины

$$X_\mu = \overset{\circ}{X}_\mu \cdot U_{1\phi} / I_{1нф} = 1,6 \cdot 220 / 3 \approx 117 \text{ Ом}.$$

Активным сопротивлением магнитной цепи машины ввиду малости R_μ можно пренебречь, так как $X_\mu \gg R_\mu$. Активное сопротивление ротора в пусковом режиме

$$R'_{2n} = R'_{2\pi} \cdot U_{1ф}/I_{1нф} = 0,11 \cdot 220/3 = 8,1 \text{ Ом}$$

Находим активное и индуктивное сопротивление короткого замыкания двигателя

$$R_{кп} = R_{кп} \cdot U_{1ф}/I_{1нф} = 0,23 \cdot 220/3 = 16,9 \text{ Ом},$$

$$\text{где } R_{кп} = R_1 + R'_{2n}.$$

$$X_{кп} = X_{кп} \cdot U_{1ф}/I_{1нф} = 0,24 \cdot 220/3 = 17,6 \text{ Ом},$$

$$\text{где } X_{кп} = X_{1н} + X'_{2н},$$

$X_{1н}$ - индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора с учетом насыщения зубцов от полей рассеяния;

$X'_{2н}$ - приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора с учетом насыщения зубцов от полей рассеяния и вытеснения тока в стержнях беличьей клетки.

Расчет естественной механической характеристики асинхронного двигателя

Находим номинальный момент двигателя

$$M_H = 9550 \frac{P_{2H}}{n_1(1-s_H)} = \frac{1,1}{1000(1-0,08)} = 11,4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Синхронная частота вращения магнитного поля статора

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{3} = 1000 \text{ об/мин.}$$

Пусковой момент двигателя

$$M_{\text{п}} = m_{\text{п}} \cdot M_{\text{н}} = 2,0 \cdot 11,4 = 22,8 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Минимальный момент двигателя

$$M_{\text{min}} = m_{\text{м}} \cdot M_{\text{н}} = 1,6 \cdot 11,4 = 18,24 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Максимальный (критический) момент двигателя

$$M_{\text{к}} = m_{\text{к}} \cdot M_{\text{н}} = 2,2 \cdot 11,4 = 25,1 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Синхронная угловая скорость магнитного поля статора

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p_n} = \frac{2\pi \cdot 50}{3} 104,7 \text{ с}^{-1}.$$

Номинальная угловая скорость двигателя

$$\omega_{\text{н}} = \omega_1(1-s_{\text{н}}) = 104,7 \cdot (1-0,08) = 96,3 \text{ с}^{-1}.$$

Критическая угловая скорость

$$\omega_{\text{к}} = \omega_1(1-s_{\text{к}}) = 104,7(1-0,38) = 64,9 \text{ с}^{-1}.$$

Расчет промежуточных точек естественной механической характеристики ведем по уточненной формуле Клосса, поскольку мощность двигателя меньше 100 кВт

$$M = \frac{2M_{\text{к}}(1+a_1s_{\text{к}})}{s/s_{\text{к}} + s_{\text{к}}/s + 2a_1s_{\text{к}}} = \frac{2 \cdot 25,1(1+1,089 \cdot 0,38)}{s/0,38 + 0,38/s + 2 \cdot 1,086 \cdot 0,38},$$

где $a_1=R_1/R'_2=8,8/8,1=1,086$.

$$A = 2M_K(1+a_1s_K) = 2 \cdot 25,1(1+1,086 \cdot 0,38) = 70,92.$$

$$B = \frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2a_1s_K;$$

$$2a_1s_K = 2 \cdot 1,086 \cdot 0,38 = 0,89.$$

Результаты расчета сведены в табл. 3.3, по которым построена естественная механическая характеристика, представленная на рис. 3.3.

Таблица 3.3

s	A/B=M	ω	s	A/B=M	ω
0,04	6,8	100,5	0,42	24,97	60,73
0,08	12,25	96,32	0,50	24,40	52,35
0,12	16,43	92,14	0,60	23,30	41,90
0,16	19,56	87,95	0,70	22,06	31,41
0,20	21,78	83,76	0,80	20,80	20,94
0,24	23,30	79,58	0,85	20,18	15,70
0,28	24,25	75,38	0,90	19,60	10,47
0,32	24,80	71,20	0,95	19,00	5,23
0,36	25,03	67,00	1,00	18,47	0
0,38	25,06	64,90			

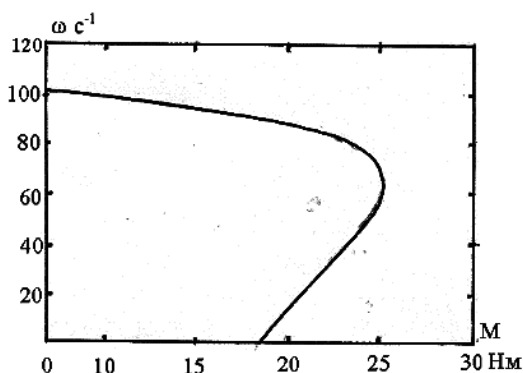


Рис. 3.3. Естественная механическая характеристика АД

Расчеты показывают, что формула Клосса при больших скольжениях недостаточно точно описывает реальную механическую характеристику, поэтому при построении ее необходимо вносить коррекцию в соответствии с паспортными данными. Следует иметь в виду, что минимальный вращающий момент находится в диапазоне скольжений 0,7 – 0,9.

Расчет механической характеристики при частотном регулировании асинхронного двигателя

Находим постоянные коэффициенты уравнений

$$a=R'_2/X_\mu=8,1/117=0,069; \quad d=R_1/X_\mu=8,8/117=0,075.$$

Коэффициент рассеяния обмоток статора

$$\tau_1 = X_1/X_\mu = 8,1/117 = 0,069.$$

Коэффициент рассеяния обмоток ротора

$$\tau_2 = X'_2/X_\mu = 13,9/117 = 0,119.$$

Общий коэффициент рассеяния асинхронной машины τ

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \cdot \tau_2 = 0,069 + 0,119 + 0,069 \cdot 0,119 = 0,196;$$

$$b = R_1(1 + \tau_2) = 8,8(1 + 0,119) = 9,85;$$

$$c = X_\mu \cdot \tau = 117 \cdot 0,196 = 22,93;$$

$$e = 1 + \tau_1.$$

Переходим к определению абсолютного скольжения (S_a), под которым понимают отношение частоты тока ротора (f_2) к номинальной частоте тока статора ($f_{1н}$)

$$S_a = f_2 / f_{1н},$$

но частота тока ротора f_2 равна

$$f_2 = f_1 \cdot s,$$

где $s = f_2 / f_1$ – относительное скольжение,

тогда абсолютное скольжение можно выразить как

$$S_a = f_2 / f_{1н} = f_1 \cdot s / f_{1н} = f_1^0 \cdot s.$$

где $f_1^0 = f_1 / f_{1н}$ – относительная частота источника питания.

Определяем значение критического абсолютного скольжения для разомкнутой системы частотного регулирования.

$$S_{ak} = \pm R'_2 \sqrt{\frac{d^2 + e^2 \cdot f_1^{\circ 2}}{c^2 + c^2 \cdot f_1^{\circ 2}}} \quad (3.12)$$

Результаты расчета, по которым построен график на рис. 3.4, сведены в табл.3.4.

Таблица 3.4

f_1^0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$S_{ак}$	0,104	0,17	0,22	0,26	0,29	0,31	0,32	0,33	0,34	0,35

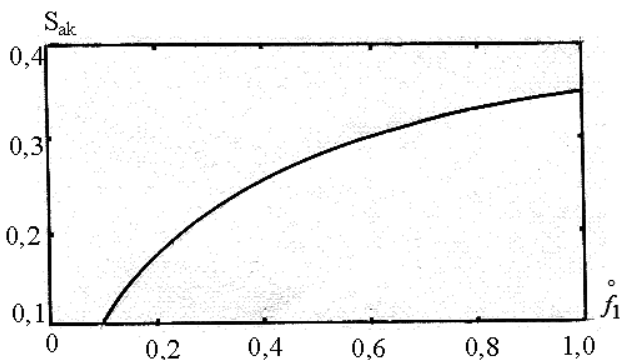


Рис. 3.4. Зависимость S_{ak} от частоты источника

Критическое абсолютное скольжение уменьшается со снижением частоты, а сама зависимость в первом приближении может быть представлена двумя прямыми с различными наклонами и точкой сопряжения при $f_1^0 = 0,55$ (рис. 3.4).

Критический момент асинхронной машины определяется по формуле

$$M_K = \frac{m_1 \cdot U_1^2}{2\omega_H \left[R_1 \cdot f_1^0 \pm \sqrt{(b^2 + c^2 \cdot f_1^0)^2 (d^2 + e^2 \cdot f_1^0)} \right]} \quad (3.13)$$

В формуле (3.13) знак «плюс» в знаменателе относится к критическому моменту в двигательном режиме $M_{кд}$, знак «минус» – в режиме рекуперативного торможения $M_{кт}$.

Критический момент в двигательном режиме

$$M_{кд} = M'_{кд} \cdot U_1^2(f_1^0).$$

Критический момент в режиме рекуперативного торможения

$$M_{\text{кг}} = M'_{\text{кг}} \cdot U_1^2(f_1^0)$$

где $M'_{\text{кд}}$, $M'_{\text{кг}}$ - соответственно критические моменты машины в двигательном режиме и рекуперативном торможении при вариации частоты f_1^0 и напряжении $U_1=1\text{В}$.

Таким образом, критические моменты двигателя в дальнейшем будут определяться законом изменения напряжения при частотном регулировании. Характер зависимостей $M'_{\text{кд}}$ и $M'_{\text{кг}}$ от частоты питающего напряжения f_1^0 представлен на рис.3.5, из которого видно, что при постоянном значении напряжения критические моменты снижаются с ростом частоты тока, а модули критических моментов, значительно отличаясь в области низких частот, начиная с $f_1^0=0,8$, разнятся примерно в два раза.

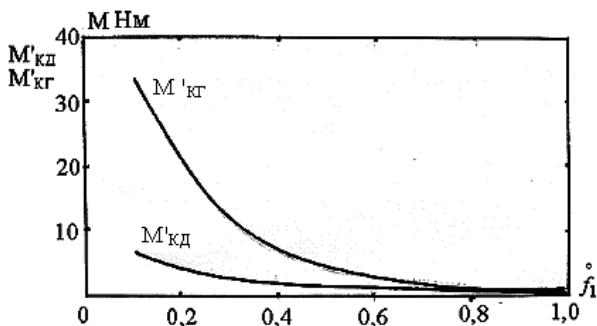


Рис. 3.5. Зависимость $M'_{\text{кд}}$ и $M'_{\text{кг}}$ от частоты f_1^0

Жесткость механических характеристик на рабочем участке можно принять постоянной и равной производной

от момента двигателя по скорости в точке идеального холостого хода ($S_a = 0$).

$$\beta_c = -\frac{m_1 \cdot U_1^2}{\omega_{1n}^2} \cdot \frac{1}{(d^2 + e^2 \cdot f_1^2) R_2'} \quad (3.14)$$

Как следует из (3.14), жесткость механической характеристики в значительной мере определяется величиной приложенного напряжения и частотой тока.

Для рассматриваемого примера жесткость механической характеристики равна

$$\begin{aligned} \beta_c &= -\frac{3 \cdot U_1^2}{104,7^2} \cdot \frac{1}{(0,075^2 + 1,069^2 \cdot f_1^2) \cdot 8,1} = -\frac{3,38 \cdot 10^{-5} U_1^2}{(562,5 + 114276 f_1^2) 10^{-5}} = \\ &= -\frac{U_1^2}{(166,42 + 33809,47 f_1^2)}, \text{ Нмс.} \end{aligned}$$

Таким образом, величины критического момента (3.13) и жесткости механической характеристики (3.14) зависят не только от частоты, но и от напряжения на обмотке статора, следовательно, характер изменения критического момента и жесткости механической характеристики будет зависеть от закона частотного регулирования.

Рассмотрим особенности наиболее часто применяемого *номинального закона частотного регулирования*.

Как свидетельствуют исследования, подтвержденные расчетами, распространенный довольно часто при регулировании ниже основной частоты закон $U_1/f_1 = \text{const}$ может использоваться для двигателей средней и большой мощности в пределах изменения частоты $(0,5 - 1,5) f_{1n}$. При этом $\lambda_1 = (0,8 - 1,1) \cdot \lambda_n$, где λ_n – перегрузочная способность двигателя при f_{1n} и U_{1n} . Для двигателей малой мощности этот закон применим в диапазоне частот $(0,7 - 1,3) f_{1n}$ при тех же условиях по перегрузочной способности.

В частности, для рассматриваемого двигателя $P_{2н}=1,1$ кВт его критический момент при регулировании по номинальному закону изменяется согласно табл.3.5.

Таблица 3.5

f_1^0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
Мкд Н·м	6,19	6,66	9,60	12,00	14,20	15,80	17,10	18,20	19,10	19,90	20,60	21,10
МкГ Н·м	16,60	39,80	48,00	48,40	44,30	43,00	41,80	41,60	38,80	38,60	37,80	37,00

Анализ расчетных данных табл. 3.5 при $f_1^0=1$ показывает, что критический момент двигателя $M_{кд}$ (19,90 Нм) оказывается ниже паспортного значения (25,1 Нм).

Поскольку τ_1 и τ_2 малы, то в случае их пренебрежения критический момент равен

$$M_{кд} = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_{1н} f_1^0} \cdot \frac{1}{\left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2 f_1^2} \right]} \quad (3.15)$$

и при $f_1^0=1$ критический момент принимает значение

$$M_{кд} = \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 104,4} \cdot \frac{1}{[8,67 + \sqrt{8,67^2 + (7,95 + 13,73)^2}]} = 21,65 \text{ Нм.}$$

Если учесть, что индуктивное сопротивление короткого замыкания $x_{кн}=17,35$ Ом, то после подстановки его значения в формулу критического момента получим

$$M_{кд} = \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 104,4} \cdot \frac{1}{[8,67 + \sqrt{8,67^2 + 17,35^2}]} = 24,7 \text{ Н·м.}$$

Последнее значение критического момента меньше на 1,6% паспортного значения критического момента двигателя (25,1 Нм).

Зависимости $M_{кд}$, $M_{кг}$ от частоты f_1^0 при регулировании по номинальному закону показаны на рис. 3.6.

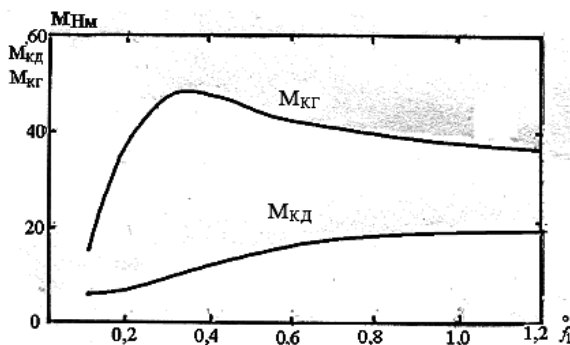


Рис. 3.6. Зависимость $M_{кд}$, $M_{кг}$ от частоты f_1^0 при регулировании по номинальному закону

Расчеты свидетельствуют, что при определении критического момента при регулировании по номинальному закону целесообразно пользоваться индуктивными сопротивлениями с учетом насыщения зубцов от полей рассеяния и вытеснения тока в стержнях беличьей клетки.

Для случая регулирования при постоянной мощности и вентиляторной нагрузке критический момент двигателя (соответственно $M_{кд1}$ и $M_{кд2}$) в зависимости от частоты f_1^0 изменяется согласно рис.3.7 с учетом насыщения зубцов и вытеснения тока в стержнях ротора. Там же приводится зависимость критического момента ($M_{кд3}$) для номинального закона регулирования ($U_1/f_1^0 = 1$).

Расчет критических моментов двигателя выполнялся при $\tau_1 \approx 0$, $\tau_2 \approx 0$ и $x_{кп}=17.35$ Ом по формуле (3.15).

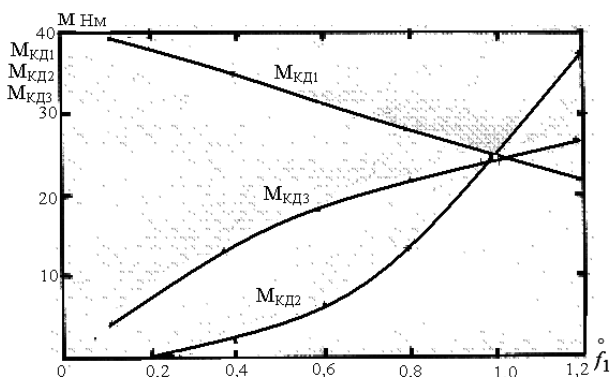


Рис. 3.7. Зависимость критических моментов от частоты f_1 для регулирования при: постоянной мощности ($M_{кд1}$); вентильной нагрузке ($M_{кд2}$); постоянной нагрузке ($M_{кд3}$).

Жесткость механических характеристик для рассмотренных законов частотного регулирования представлена в табл. 3.6. Для их расчета использовалась формула (3.14).

Таблица 3.6

f_1	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
$\beta_c \cdot 10^{-3}$ Нмс	1,98	0,63	0,31	0,18	0,12	0,08	0,06	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02
β_{c1} , Нмс	9,58	6,1	4,5	3,5	2,81	2,35	2,03	1,78	1,51	1,4	1,28	1,22
β_{c2} , Нмс	0,01	0,05	0,12	0,22	0,35	0,51	0,7	0,91	1,14	1,4	1,7	2,1
β_{c3} , Нмс	0,96	1,22	1,35	1,40	1,46	1,41	1,42	1,43	1,41	1,4	1,41	1,46

Из графиков рис.3.8, построенным по данным табл. 3.6, следует, что наибольшей жесткостью обладают механические характеристики при регулировании для случая поддержания постоянной мощности, особенно в области частот менее $0.5f_{1н}$. При постоянном статическом моменте жесткость сохраняется практически на одном уровне, соответствующем номинальной частоте и напряжению, начиная с $f_1^0 > 1$.

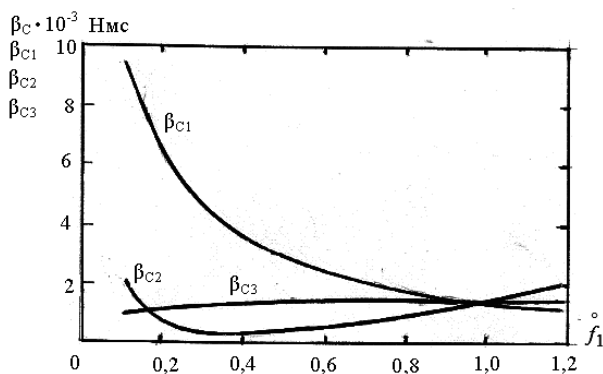


Рис. 3.8. Зависимость жесткости механических характеристик АД от частоты f_1^0 для различных законов частотного управления

На рис. 3.8 обозначены:

$$\beta_{c1} = | - \beta'_c U_{1н}^2 f_1^0 | - \text{при законе постоянной мощности};$$

$$\beta_{c2} = | - \beta_c U_{1н}^2 f_1^0 f_1^0 | - \text{при законе вентиляторной нагрузки};$$

$$\beta_{c3} = | - \beta_c U_{1н}^2 f_1^0 | - \text{при законе постоянного момента}.$$

Расчет искусственных механических характеристик асинхронного двигателя при малых значениях коэффициентов рассеяния допустимо считать по формуле

$$M = \frac{2M_{\kappa\mathcal{D}}(1 + a_1 S_{ak} / \overset{\circ}{f}_1)}{S_a / S_{ak} + S_{ak} / S_a + 2a_1 S_{ak} / \overset{\circ}{f}_1} \quad (3.16)$$

где $M_{\kappa\mathcal{D}}$ - критический момент двигателя для частоты $\overset{\circ}{f}_1$;

S_{ak} - абсолютное критическое скольжение для частоты $\overset{\circ}{f}_1$.

Расчеты номинального момента при $f_{1н}$, $U_{1н}$ свидетельствуют, что найденные значения по упрощенной формуле (3.17), которая следует ниже

$$M = \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot R'_2 \cdot S_a}{\omega_{1H} (2R_1 \cdot R'_2 \cdot \overset{\circ}{f}_1 \cdot S_a + [R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2 \overset{\circ}{f}_1^2] S_a^2 + R_2'^2 \cdot \overset{\circ}{f}_1^2)} \quad (3.17)$$

и уточненной формуле

$$M = \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot R'_2 \cdot S_a}{\omega_{1H} \cdot B_1(\overset{\circ}{f}_1 \cdot S_a)}, \quad (3.18)$$

где

$$B_1(\overset{\circ}{f}_1 \cdot S_a) = (b^2 + c^2 \cdot \overset{\circ}{f}_1^2) S_a^2 + 2R_1 \cdot R'_2 \cdot \overset{\circ}{f}_1 \cdot S_a + (d^2 + e^2 \cdot \overset{\circ}{f}_1^2) R_2'^2$$

отличаются от паспортного значения (11,4 Нм) соответственно на 0.2% (11,348 Нм) и 4.74% (10.86 Нм).

Ниже приводится расчет механических характеристик при нескольких значениях частот питающего напряжения для рассмотренных видов нагрузок.

Регулирование при поддержании постоянной мощности рассмотрим при $f_1^0=0.1; 0.3; 0.6$ (табл. 3.7), для которых соответственно $M_{кд1}=39.6 \text{ Нм}; 36.93 \text{ Нм}; 31.21 \text{ Нм}$.

Таблица 3.7

Механические характеристики при управлении по закону $U_1^0 = (f_1^0)^{1/2}$			
S_a	M	ω	примечания
0,01 0,03 0,05 0,08 0,104	13,23 28,04 35,0 38,94 39,6	9,4 7,3 5,24 2,1 -0,4	$f_1^0=0,1$ $M_{кд1}=39,6 \text{ Нм}$ $S_{ак}=0,104$
0.05 0.104 0.15 0.18 0.22	21.35 31.9 35.5 36.54 36.94	26.17 20.52 15.7 12.56 8.41	$f_1^0=0,3$ $M_{кд1}=36,93 \text{ Нм}$ $S_{ак}=0,22$
0.104 0.15 0.18 0.22 0.28 0.31	21.95 26.54 28.48 30.05 31.11 31.21	51.93 47.12 43.97 39.82 33.52 30.36	$f_1^0=0,6$ $M_{кд1}=31,21 \text{ Нм}$ $S_{ак}=0,31$

Для вентиляторной нагрузки целесообразно построить механические характеристики при $f_1^0=0.6$ и 0.8 (табл. 3.8) с критическими моментами ($M_{кд2}$) соответственно 6.74 Нм и 14.19 Нм .

Таблица 3.8

Механические характеристики при управлении по закону $\ddot{U}_1 = (\dot{f}_1^0)^2$			
Sa	M	ω	примечания
1	2	3	4
0,05 0,104 0,15 0,18 0,22 0,28 0,31	2,81 4,74 5,73 6,15 6,49 6,72 6,74	57,6 51,93 47,12 43,97 39,82 33,52 30,36	$\dot{f}_1^0=0,6$ $M_{кд2}=6,74 \text{ Нм}$ $S_{ак}=0,31$
0,05 0,104 0,15 0,18 0,22 0,28 0,31 0,33	5,38 9,37 11,59 19,55 13,40 14,04 14,14 14,19	78,53 72,87 68,06 64,91 60,76 54,46 51,3 49,21	$\dot{f}_1^0=0,8$ $M_{кд2}=14,19 \text{ Нм}$ $S_{ак}=0,33$

При постоянном статическом моменте для частот $\dot{f}_1^0=0.3$; 0.6; 0.8; критические моменты составляют $M_{кд3}=11.08 \text{ Нм}$; 18.3 Нм; 22.17 Нм.

Таблица 3.9

Механические характеристики при управлении по закону $\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1$			
Sa	M	ω	примечания
1	2	3	4
0.05 0.104 0.15 0.18 0.22	6,4 9,57 10,64 10,96 11,08	26,17 20,52 15,7 12,56 8,41	$\overset{\circ}{f}_1=0,3$ $M_{\text{кд3}}=11,08$ Нм $S_{\text{ак}}=0,22$
0.05 0.104 0.15 0.18 0.22 0,28 0,31	7,82 13,17 15,92 17,09 18,04 18,67 18,73	57,6 51,93 47,12 43,97 39,82 33,52 30,36	$\overset{\circ}{f}_1=0,6$ $M_{\text{кд3}}=18,73$ Нм $S_{\text{ак}}=0,31$
0,05 0.104 0.15 0.18 0.22 0.28 0.31 0,33	8,4 14,65 18,11 19,60 20,54 21,94 22,17 22,17	78,53 72,87 68,06 64,91 60,76 54,46 51,30 49,21	$\overset{\circ}{f}_1=0,8$ $M_{\text{кд3}}=22,17$ Нм $S_{\text{ак}}=0,33$

Из таблиц 3.7...3.9 видно, что абсолютное критическое скольжение не зависит от вида нагрузки и остаётся неизменным для одинаковых частот источника питания обмотки статора. При номинальном законе регулирования ($\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1$) наблюдается снижение критического момента, которое возникает за счет уменьшения магнитного потока в воздушном зазоре из-за падения доли ЭДС по отношению к приложенному

напряжению в связи с возрастанием падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора. Момент же пропорционален квадрату магнитного потока:

$$M = K \cdot \Phi^2 \cdot \frac{R'_2 \cdot S_a}{R_2'^2 + X_2'^2 \cdot S_a^2} \quad (3.19)$$

где $K = m_1 C_1^2 f_{1H}^2 / \omega_{1H}$;

$C_1 = 4.44 K_1 w_1$ - конструктивная постоянная статора;

K_1 - обмоточный коэффициент;

w_1 - число последовательных витков одной фазы.

Магнитный поток в воздушном зазоре для рассмотренных случаев можно определить по формуле

$$\Phi = \frac{U_1}{C_1 \cdot f_{1H}} \cdot \sqrt{\frac{A_1(S_a)}{B_1(f_1 \cdot S_a)}} \quad (3.20)$$

где

$$A_1(S_a) = R_2'^2 + X_2'^2 \cdot S_a^2;$$

$$B_1(f_1 \cdot S_a) = (b^2 + c^2 \cdot f_1^2) S_a^2 + 2R_1 \cdot R_2' \cdot f_1 \cdot S_a + (d^2 + e^2 \cdot f_1^2) R_2'^2$$

Коэффициенты b , c , d , e были найдены ранее в расчете механических характеристик при частотном регулировании

Зависимость магнитного потока и тока намагничивания от абсолютного скольжения при различных законах управления приведена в табл. 3.10.

Таблица 3.10

Зависимость магнитного потока и тока намагничивания от абсолютного скольжения при различных законах управления									
S_a	$A(S_a)$	$B(f, S_a)$	Φ_1	Φ_2	Φ_3	$I_{\mu 1}$	$I_{\mu 2}$	$I_{\mu 3}$	f_1^0
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0.01	63.22	1.229	0.106	0.334	2.1	1.37	4.33	0.14	$f_1^0=0,1$
0.03	63.37	1.584	0.093	0.295	1.9	1.21	3.83	0.12	
0.05	63.67	2.018	0.083	0.262	1.7	1.07	3.38	0.11	
0.08	64.41	2.819	0.071	0.223	1.4	0.91	2.88	0.09	
0.104	65.24	3.588	0.063	0.199	1.25	0.81	2.56	0.08	
0.05	63.67	9.276	0.116	0.212	0.035	1.5	2.74	0.45	$f_1^0=0,3$
0.104	65.24	12.68	0.100	0.183	0.030	1.3	2.37	0.39	
0.15	67.44	16.22	0.090	0.165	0.027	1.17	2.14	0.35	
0.18	69.31	18.85	0.085	0.155	0.025	1.10	2.0	0.33	
0.22	72.33	22.75	0.074	0.144	0.024	1.02	1.86	0.31	
0.05	63.67	31.2	0.126	0.163	0.076	1.64	2.12	0.98	$f_1^0=0,6$
0.104	65.24	37.98	0.116	0.150	0.070	1.50	1.94	0.90	
0.15	67.44	45.05	0.108	0.140	0.065	1.40	1.81	0.84	
0.18	69.31	50.29	0.104	0.134	0.062	1.35	1.74	0.81	
0.22	72.33	58.07	0.099	0.127	0.059	1.28	1.65	0.77	
0.28	77.98	71.40	0.092	0.119	0.055	1.20	1.55	0.72	$f_1^0=0,8$
0.31	81.32	78.82	0.090	0.116	0.054	1.16	1.50	0.70	
0.05	63.67	53.16	0.129	0.144	0.103	1.67	1.87	1.34	
0.104	65.24	62.63	0.120	0.135	0.096	1.56	1.74	1.25	
0.15	67.44	72.65	0.114	0.127	0.091	1.47	1.64	1.18	
0.18	69.31	80.14	0.110	0.123	0.088	1.42	1.59	1.14	$f_1^0=0,8$
0.22	72.33	91.32	0.105	0.117	0.084	1.36	1.52	1.09	
0.28	77.98	110.63	0.099	0.111	0.079	1.28	1.43	1.02	
0.31	81.32	121.43	0.096	0.108	0.077	1.25	1.40	1.00	
0.33	83.73	129.05	0.095	0.106	0.076	1.23	1.38	0.98	

В табл. 3.10 введены обозначения:

Φ_1 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1$;

Φ_2 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = (\overset{\circ}{f}_1)^{1/2}$;

Φ_3 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = (\overset{\circ}{f}_1)^2$.

Графики зависимости магнитного потока от абсолютного скольжения при различных законах управления приведены на рис. 3.9.

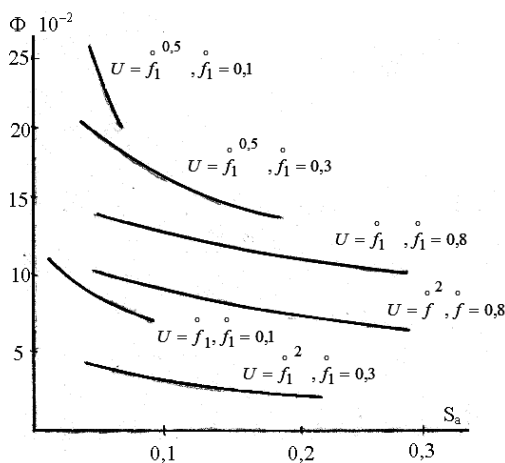


Рис. 3.9. Зависимость магнитного потока Φ от абсолютного скольжения S_a

Φ_1 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = \overset{\circ}{f}_1$;

Φ_2 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = (\overset{\circ}{f}_1)^{1/2}$;

Φ_3 при законе управления $\overset{\circ}{U}_1 = (\overset{\circ}{f}_1)^2$.

3.3. Закон постоянного полного потока, IR – компенсация

Краткие теоретические сведения

Органичный недостаток номинального закона управления напряжением, как уже отмечалось, заключается в уменьшении потока с понижением частоты из-за падения напряжения в активных сопротивлениях статора. Отсюда возникла необходимость поиска такого закона регулирования напряжения, при котором устранилось бы влияние этих сопротивлений на поток двигателя.

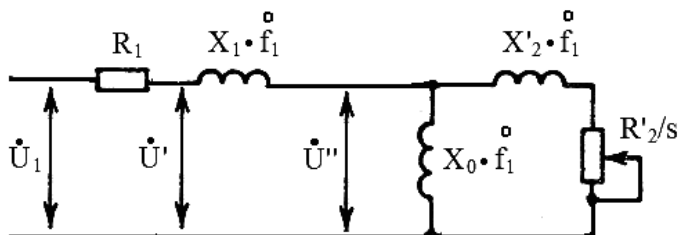


Рис. 3.10. 'Т'-образная схема замещения АД

Для решения поставленной задачи было предложено регулировать напряжение на выводах двигателя таким образом, что бы падение напряжения в активных сопротивлениях обмотки статора точно компенсировалось.

Влияние активного сопротивления R_1 на поток двигателя будет компенсировано, если регулировать пропорционально частоте f_1 внутреннее напряжение $\dot{U}'_1$ эквивалентной схемы замещения (рис. 3.10).

$$\dot{U}'_1 = \left| \dot{U}_1 - \dot{I}_1 R_1 \right| \quad (3.21)$$

При регулировании напряжения по закону IR-компенсации сохраняет постоянное значение полный поток двигателя при всех частотах.

$$\dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi} + \dot{\Phi}_{1s}, \quad (3.22)$$

где Φ – рабочий поток в воздушном зазоре;
 Φ_{1s} – поток рассеяния статора.

Поэтому закон IR-компенсации точнее называть законом регулирования напряжения, обеспечивающим постоянство полного потока двигателя (рис. 3.11).

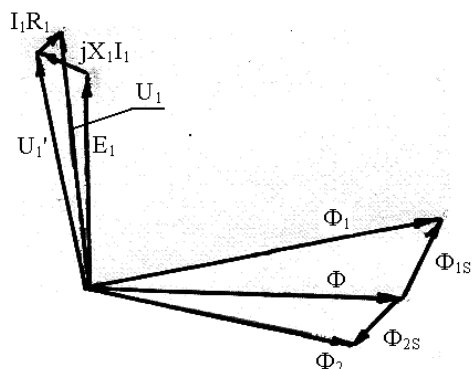


Рис. 3.11. Векторная диаграмма АД для одной фиксированной частоты в режиме IR-компенсации

$$M = 2M_{\max} \frac{1 + as_K}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2as_K}, \quad (3.23)$$

где $a = R_1/R'_2$.

При $a=0$, когда $R_1 \approx 0$, уравнение (3.24) примет вид

$$M = 2M_{\max} \frac{1}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}}. \quad (3.24)$$

Максимальный момент определим по выражению (3.25)

$$M_{\max} = \frac{m_1 \cdot U_{1H}^2}{2 \cdot \omega_{1H} \cdot (R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2})}. \quad (3.25)$$

Подставив в (3.25) U'_{1H} согласно уравнению 3.21 вместо U_{1H} , получим формулу для $M_{\max}$ при IR-компенсации.

$$M_{\max} = \frac{m_1 \cdot U_{1H}'^2}{2\omega_{1H} \cdot X_K}, \quad (3.26)$$

где $X_K = X_1(1+\tau) + X'_2(1+\tau_1)$.

Пример расчета механических характеристик при управлении по постоянному полному потоку

Необходимые данные взяты из ранее проведенных расчетов (см. п. 3.2):

$$\begin{array}{lll} U_{1H} = 220 \text{ В}; & m = 3; & \tau = 0,196; \\ I_H = 3 \text{ А}; & \omega_{1H} = 104,7 \text{ с}^{-1}; & \tau_1 = 0,069; \\ R_1 = 8,8 \text{ Ом}; & X_1 = 8,07 \text{ Ом}; & \tau_2 = 0,119. \\ R'_2 = 8,1 \text{ Ом}; & X'_2 = 13,93 \text{ Ом}; & \end{array}$$

Момент максимальный определим по формуле

$$M_{\max} = \frac{m_1 \cdot U'^2}{2\omega_{H1}} \cdot \frac{1}{X_1 \cdot (1 + \tau) + X'_2 \cdot (1 + \tau_1)} =$$

$$= \frac{3 \cdot 193,6^2}{2104,7} \cdot \frac{1}{8,07 \cdot (1 + 0,196) + 13,93 \cdot (1 + 0,069)} = 21,9 \text{ Нм}$$

где $U' = U_{1H} - I_H R_1 = 220 - 3 \cdot 8,8 = 193,6 \text{ В}$.

Критическое абсолютное скольжение вычислим по формуле

$$S_{ak} = \frac{R'_2 \cdot (1 + \tau_1)}{X_1 \cdot (1 + \tau_2) + X'_2} = \frac{8,1 \cdot (1 + 0,069)}{8,07 \cdot (1 + 0,119) + 13,93} = 0,38.$$

Для расчета механической характеристики при $f_{1H} = 50 \text{ Гц}$ воспользуемся уравнением момента двигателя

$$M = 2 \cdot M_{\max} \frac{1}{\frac{S_a}{S_{ak}} + \frac{S_{ak}}{S_a}}$$

Расчет значений момента M в функции абсолютного скольжения S_a приведен в табл. 3.11

Таблица 3.11

S_a	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
M	0	10,8	18,1	21,3	21,9	21,1	19,8	18,4	17,0	15,7	14,5

Для расчета механических характеристик при прочих частотах, не равных f_{1H} , используют уравнение момента двигателя в виде:

$$M = 2 \cdot M_{\max} \frac{1}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}.$$

Критическое скольжение в этом случае рассчитывается по формуле

$$s_k = S_{ak} / f_1^{\circ}.$$

Расчет значений момента M в функции скольжения s при частотах $f_1=40$ Гц и $f_1=30$ Гц приведен в табл. 3.12.

Таблица 3.12

S	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
M_{40}	0	8,8	15,7	19,8	21,6	21,9	21,3	20,4	19,2	18,1	17
M_{30}	0	6,8	12,6	17,0	19,8	21,3	21,9	21,8	21,3	20,6	19,8

По итогам расчетов табл. 3.12 на рис. 3.12 построены механические характеристики.

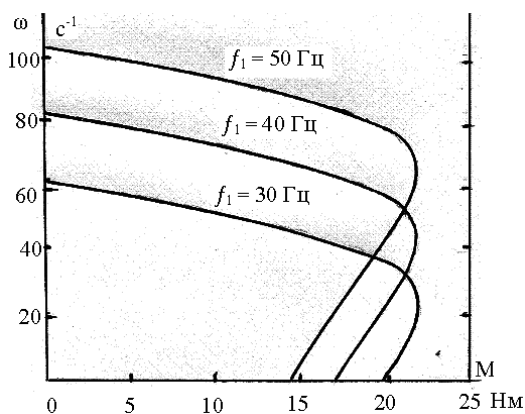


Рис. 3.12. Механические характеристики АД при управлении по постоянному полному потоку

Следует еще раз отметить, что максимальный момент не зависит от изменений частоты. Меняется только критическое скольжение, которое смещается в область больших (низших) значений при понижении (увеличении) частоты f_1 статорного напряжения.

Основным достоинством режима постоянного полного потока является то, что при всех частотах сохраняются такие же условия работы двигателя, как при номинальной частоте. Крутизна механических характеристик остается неизменной для всех частот при любом постоянном значении момента.

Недостаток режима постоянного полного потока заключается в том, что, обеспечивая постоянство полного потока при всех частотах, не устраняется снижение рабочего потока Φ с увеличением нагрузки из-за падения напряжения в индуктивных сопротивлениях, учитывающих потоки рассеяния статора.

3.4. Режим постоянного рабочего потока

Краткие теоретические сведения

Этот режим может быть получен аналогично режиму постоянного полного потока путем компенсации падения напряжения в полных первичных сопротивлениях схемы замещения (см. рис. 3.11) соответствующим повышением напряжения на зажимах двигателя в функции частоты и нагрузки. Иными словами, необходимо регулировать внутреннее напряжение «намагничивающей» ветви схемы замещения пропорционально частоте

$$\dot{U}'' = \left| \dot{U}_1 - I_1 \dot{Z}_1 \right|, \quad (3.27)$$

где Z_1 – полное первичное сопротивление схемы замещения.

Момент двигателя, критический момент двигателя, критическое абсолютное скольжение определяются соответственно по формулам (3.28...3.30)

$$M = 2 \cdot M_{\max} \frac{1}{\frac{S_a}{S_{ak}} + \frac{S_{ak}}{S_a}} \quad (3.28)$$

$$M_{\max} = 0.5 m_1 U_{1H}^2 / \omega_{1H} X'_2 \quad (3.29)$$

$$S_{ak} = R'_2 / X'_2 \quad (3.30)$$

Более подробно применение указанных формул дается в примере расчета механических характеристик АД при управлении по постоянному рабочему потоку. Векторная диаграмма АД для одной фиксированной частоты при регулировании по постоянному рабочему потоку приведена на рис. 3.13

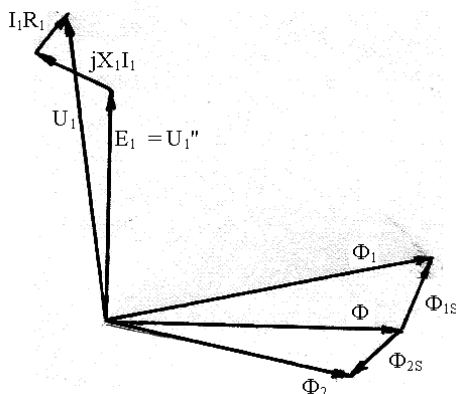


Рис. 3.13. Векторная диаграмма АД для одной фиксированной частоты при регулировании по постоянному рабочему потоку

К *преимуществам* данного метода относится повышение момента двигателя. Максимальный момент по отношению к режиму постоянного полного потока и номинальному закону увеличивается более чем в полтора раза.

Недостатком является ограниченный диапазон регулирования сверху из-за значительного превышения величины статорного напряжения U_1 над номинальным значением $U_{1ном}$ особенно при больших скольжениях. Практическое применение ограничивается допустимым повышением подводимого к двигателю напряжения.

Пример расчета механических характеристик при управлении по постоянному рабочему потоку

Необходимые данные взяты из ранее проведенных выше расчетов:

$$U_n = 220 \text{ В}; \quad \omega_n = 104.7 \text{ с}^{-1}; \quad m = 3. \\ R'_2 = 8.1 \text{ Ом}; \quad X'_2 = 13.93 \text{ Ом};$$

Определим величину максимального момента

$$M_{\max} = \frac{m_1 \cdot U^{*2}}{2\omega_{1n} \cdot X'_2} = \frac{3 \cdot 184.18^2}{2 \cdot 104.7 \cdot 13.93} = 34.9 \text{ Нм}$$

$$U'' = |U_{1n} - I_n \cdot Z_1| = |220 - 3 \cdot 11.94| = 184.18 \text{ В}$$

Критическое абсолютное скольжение выразим из формулы

$$S_{ak} = \frac{R'_2 \cdot (1 + \tau_1)}{X_1 \cdot (1 + \tau_2) + X'_2}$$

после подстановки в неё $X_1 = 0$

$$S_{ak} = \frac{R'_2}{X'_2}.$$

В итоге получим

$$S_{ak} = \frac{R'_2}{X'_2} = \frac{8,1}{13,93} = 0,58$$

Для расчета механической характеристики при $f_{1н} = 50$ Гц воспользуемся уравнением момента двигателя

$$M = M_{\max} \frac{2}{\frac{S_a}{S_{ak}} + \frac{S_{ak}}{S_a}}$$

Расчет момента M в функции абсолютного скольжения S_a приведен в табл. 3.13.

Таблица 3.13

S_a	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
M	0	11,7	21,5	28,5	32,6	34,5	34,9	34,3	33,2	31,8	30,3

Для расчета механических характеристик при прочих частотах, не равных $f_{1н}$, запишем уравнение момента двигателя в виде

$$M = M_{\max} \frac{2}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S}}$$

Критическое скольжение двигателя в этом случае рассчитывается по формуле

$$S_k = S_{ak} / f_1^0$$

Расчет значений момента M в функции скольжения S при частотах $f_1=40$ Гц и $f_1=30$ Гц приведен в табл. 3.14.

Таблица 3.14

S	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
M_{40}	0	9,5	17,9	24,7	29,5	32,6	34,3	34,9	34,9	34,1	33,1
M_{30}	0	7,2	13,8	19,7	24,6	28,5	31,3	33,1	34,3	34,9	34,2

По итогам расчетов табл. 3.14 на рис. 3.14 построены механические характеристики.

Как видно из построенных механических характеристик критическая скорость смещается в область больших скольжений по сравнению с регулированием по закону IR-компенсации. Момент двигателя при управлении по постоянному рабочему потоку возрастает более чем в полтора раза в сравнении с законом IR-компенсации.

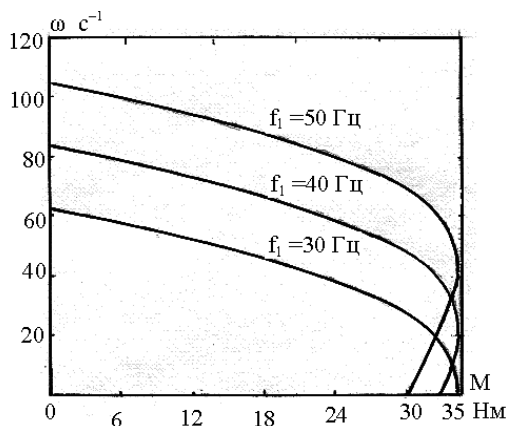


Рис. 3.14. Механические характеристики асинхронного двигателя с учетом компенсации первичных сопротивлений

Критический момент остается постоянным при любой частоте питающего напряжения рассмотренного закона частотного управления.

3.5. Режим постоянного абсолютного скольжения

При регулировании напряжения по основному закону Костенко абсолютное скольжение остается почти неизменным. Значит, если регулировать напряжение так, чтобы абсолютное скольжение оставалось постоянным на всех частотах, то режим работы двигателя будет близок к режиму регулированию по основному закону. Измерение абсолютного скольжения проще, чем измерение момента, поэтому этот метод представляет интерес.

Закон регулирования напряжения при постоянном абсолютном скольжении, то есть при постоянной частоте ротора f_2 можно получить из уравнения электромагнитного момента положив $S_a = \text{const}$. В частности, естественно принять $S_a = s_n$, чтобы иметь номинальный режим при $U_1 = U_{1H}$, $M = M_n$. В результате получим уравнение (3.31):

$$U_1 = U_{1H} \cdot \sqrt{\frac{M}{M_n}} \cdot \sqrt{\frac{(b^2 + c^2 \cdot f_1^2) \cdot (s_n / R_2') + (d^2 + e^2 \cdot f_1^2) \cdot (R_2' / s_n) + 2R_1 \cdot f_1}{(b^2 + c^2) \cdot (s_n / R_2') + (d^2 + e^2) \cdot (R_2' / s_n)}} \quad (3.31)$$

где значения b ; c ; d ; e ; τ_1 ; τ_2 ; τ ; X_0 приведены в примере расчета механических характеристик при частотном регулировании

Поскольку абсолютное скольжение S_a определяется выражением

$$S_a = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot s,$$

то требование выдержки постоянным значение $S_a = \text{const}$ обеспечивается поддержанием на постоянном уровне частоты тока ротора f_2

$$f_2 = f_1 \cdot s = \text{const.}$$

Это означает, что при увеличении (уменьшении) частоты тока статора f_1 необходимо пропорционально уменьшать (увеличивать) скольжение двигателя s

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_c}{\omega_1}, \quad (3.32)$$

обеспечивая, тем самым, регулирование по постоянному абсолютному скольжению.

Действительно, значение синхронной угловой скорости ω_1 зависит от f_1 и равняется константе при рассмотрении одной фиксированной частоты питающего напряжения. Скольжение s согласно (3.32) в этом случае также постоянно, что означает постоянство статической скорости ω_c на валу двигателя. Другими словами, скорость асинхронного двигателя при регулировании по постоянному абсолютному скольжению не зависит от момента нагрузки на валу. Механические характеристики напоминают характеристики синхронного двигателя.

Формирование подобных синхронных характеристик показано на рис. 3.16. При номинальных условиях $M = M_n$, $U_1 = U_{1n}$, $f_1 = f_{1n}$, $\omega_1 = \omega_{1n}$, $\omega_c = \omega_n$ двигатель работает в точке 1 на естественной механической характеристики (ЕМХ).

Если уменьшить момент нагрузки до M_{c1} , то напряжение подводимое к статору U_1 (зависящее согласно выражению 3.31 от момента) так же изменится, что повлечет переход рабочей точки 1 с естественной механической характеристики в точку 2 на искусственную механическую характеристику, обозначенную на рис. 3.15 как ИМХ1. При этом, как ранее было показано, угловая скорость ω_c не из-

менит свое значение. Аналогично можно рассмотреть переход из текущего положения рабочей точки в любую другую при увеличении нагрузки. Геометрическое место всех рабочих точек, как следует из графика, образуют прямую, обозначенную на рисунке как MX1. Механические характеристики MX2 и MX3 получены путем изменения частоты вверх и вниз от номинальной соответственно.

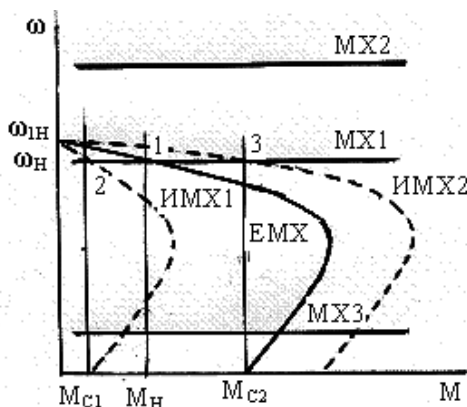


Рис. 3.15. Механические характеристики АД в режиме $S_a = \text{const}$.

Существует ограничение на диапазон изменения нагрузок асинхронного двигателя при регулировании по постоянному абсолютному скольжению. Так, увеличение момента нагрузки вверх от номинального требует увеличения напряжения на клеммах двигателя, что возможно лишь до определенного значения из-за опасности возникновения недопустимых тепловых режимов работы. Работа же двигателя на идеальном холостом ходу невозможна, так как для этого потребуется вывод двигателя на синхронную скорость, чего нельзя сделать, так как двигатель асинхронный.

3.6. Динамические характеристики асинхронного электропривода при частотном управлении

Вследствие нелинейности систем дифференциальных уравнений, описывающих асинхронный двигатель, во многих случаях аналитическое исследование переходных процессов ограничивают электромеханическими процессами, а электромагнитные процессы исследуют с помощью цифрового моделирования.

Частотный пуск при номинальном режиме ($U_1/f_1 = \text{const}$)

Различают два основных режима частотного пуска: «мягкий» и «жесткий».

«Мягкий» режим частотного пуска наблюдается при малых ускорениях вращающегося поля, то есть при малых скоростях нарастания частоты df_1/dt . В этом случае весь процесс пуска происходит при скольжении, меньших опрокидывающего $s < s_k$ и изображающая точка переходит с одной механической характеристики на другую, оставаясь всегда на устойчивой ветви характеристики.

«Жесткий» режим частотного пуска имеет место при больших ускорениях вращающегося поля, когда частотный пуск происходит при $s > s_k$, то есть по неустойчивой ветви характеристик. Предельный случай - пуск прямым включением.

Между этими режимами заключен так называемый *граничный режим пуска*, когда изображающая точка переходит по характеристикам в точках опрокидывающего момента и соответствующего ему $s = s_k$. Граничный режим называют ещё критическим, продолжительность пуска в этом случае будет наименьшей в области переменной частоты. Соответствующий этому режиму закон изменения частоты и ускорение вращающегося магнитного поля называют также критическим.

Переходные процессы описываются в общем случае системой уравнений:

$$M = \varphi(\alpha, S_a); \quad (3.33)$$

$$M = M_c + J_{\Sigma} d\omega / dt \quad (3.34)$$

$$\omega = \omega_{1н} (\alpha - S_a), \quad (3.35)$$

где M – момент двигателя;

$\alpha = f_1 / f_{1н}$ – относительная частота;

$S_a = f_2 / f_{1н} = f_1 s / f_{1н} = \alpha \cdot s$ – абсолютное скольжение;

M_c – момент статический

J_{Σ} – суммарный момент инерции электропривода.

ω – угловая скорость двигателя

В разомкнутой системе управления параметр $\alpha = f_1 / f_{1н}$ является независимой величиной, заданной функцией времени. Уравнение (3.34) после подстановки в него уравнения (3.35) принимает вид:

$$M = M_c + J_{\Sigma} \omega_{1н} d\alpha / dt - J_{\Sigma} \omega_{1н} dS_a / dt \quad (3.36)$$

Из уравнения (3.36) видно, что *динамический момент распадается на две составляющие.*

Первая $J_{\Sigma} \omega_{1н} d\alpha / dt$ обусловлена изменением частоты тока статора, то есть угловой скоростью вращающегося поля. Этот динамический момент развил бы двигатель, если бы его ротор разгонялся с постоянным скольжением, поэтому первую составляющую называют синхронным динамическим моментом.

Вторая $J_{\Sigma} \omega_{1н} (dS_a / dt)$ обусловлена изменением абсолютного скольжения ротора и называется динамическим моментом скольжения.

При пуске с изменением частоты тока синхронный динамический момент направлен против момента двигателя и согласно со статическим моментом, динамический момент скольжения суммируется с моментом двигателя, так как абсолютное скольжение растёт. Синхронный динамический момент при пуске с переменной скоростью увеличивает запас кинетической энергии ротора. Динамический момент скольжения,

появляющийся при скольжении ротора относительно поля статора, снижает темп накопления кинетической энергии ротора.

При «мягком» режиме частотного пуска, когда ускорение вращающегося поля статора не превышает критического значения $\varepsilon_{1к}$, изображающая точка в плоскости (M, S_a) , переходя с одной кривой $\alpha = \text{const}$ к другой, остаётся в окрестностях кривой момента при номинальной частоте. Поэтому момент двигателя можно выразить уравнением

$$M = K_2 S_a \quad (3.37)$$

Коэффициент $K_2 = M_n / s_n$ из механической характеристики при $\alpha = 1$ ($f_{1н} = 50$ Гц).

Подставляя в уравнение (3.37) значение S_a из (3.35), получим механическую характеристику двигателя для мягкого режима частотного управления:

$$M = K_2 (\alpha - \omega / \omega_{1н}) \quad (3.38)$$

Уравнение движения электропривода получим, подставив в уравнение (3.36) выражение момента (3.37).

$$\begin{aligned} K_2 S_a + J \omega_{1н} (dS_a / dt) &= M_c + J_\Sigma \omega_{1н} (d / dt) = \\ &= M_c + J d \omega_1 / dt = M_c + J_\Sigma \varepsilon_1 \end{aligned} \quad (3.39)$$

Время достижения абсолютным скольжением значения S_{ac}

$$t_0 = \frac{S_{ac} \cdot \omega_{1н}}{\varepsilon_1} \quad (3.40)$$

Решение дифференциального уравнения (3.39) имеет вид:

$$S_a = [(M_c + J_\Sigma \cdot \varepsilon_1) / K_2] (1 - e^{-t_{11} / T_{мн}}) + S_{a.нач} e^{-t_{11} / T_{мн}}, \quad (3.41)$$

где $T_{мн} = J_\Sigma \omega_{1н} s_n / M_n$ – электромеханическая постоянная при номинальной частоте $f_{1н}$;

t_{1i} отсчитывается от t_0 , когда $S_a = S_{a.нач}$;

$S_{a.нач}$ – начальная величина абсолютного скольжения, соответствующая моменту трогания $M = M_c$

$$S_{a.нач} = M_c / K_2 = S_{ac}. \quad (3.42)$$

После подстановки значения $S_{a.нач}$ (3.42) в уравнение (3.41) получим:

$$\begin{aligned} S_a &= [(M_c + J_\Sigma \varepsilon_1) / K_2] (1 - e^{-t_{1i}/T_{MH}}) + M_c / K_2 e^{-t_{1i}/T_{MH}} = \\ &= S_{ac} + [J_\Sigma \varepsilon_1 / K_2] (1 - e^{-t_{1i}/T_{MH}}) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Момент двигателя изменяется во времени согласно (3.37) и (3.43)

$$\begin{aligned} M &= K_2 S_a = K_2 S_{ac} + J_\Sigma \varepsilon_1 (1 - e^{-t_{1i}/T_{MH}}) = \\ &= M_c + J_\Sigma \varepsilon_1 (1 - e^{-t_{1i}/T_{MH}}), \end{aligned} \quad (3.44)$$

поскольку $K_2 S_{ac} = M_c$.

Угловая скорость ротора двигателя определяется на основе уравнения момента (3.44) и уравнения движения электропривода (3.34):

$$\omega = \varepsilon_1 [t_{1i} - T_{MH} (1 - e^{-t_{1i}/T_{MH}})]$$

После достижения заданной частоты пуск будет описываться новыми уравнениями:

$$S_a = (M_c / K_2) (1 - e^{-t_{2i}/T_{MH}}) + S_{ар} e^{-t_{2i}/T_{MH}}, \quad (3.45)$$

где t_{2i} следует после t_0 (где t_0 – начало отсчёта), когда достигается граничное абсолютное скольжение, при котором частота $f_{1i} = f_{1зад}$

$$S_{ар} = S_{ас} + J_{\Sigma} (\varepsilon_1 / K_2) (1 - e^{-t_n / T_{МН}}),$$

где t_n – время пуска при изменении частоты,

$$t_n = \omega_{1н} (\alpha_r - \alpha_{нач}) / \varepsilon_1;$$

$(\omega_{1н} \alpha_r)$ и $(\omega_{1н} \alpha_{нач})$ – соответственно граничная и начальная угловые скорости вращающегося поля.

Угловая скорость ротора в этом случае описывается уравнением $\omega = \omega_{1н} (\alpha_r - S_a)$ или с учётом (3.45)

$$\omega = \omega_y - (\omega_y - \omega_r) e^{-t_{2л} / T_{МН}}, \quad (3.46)$$

где $\omega_y = \omega_{1н} (\alpha_r - S_{ас})$ – установившаяся скорость двигателя;
 $\omega_r = \omega_{1н} (\alpha_r - S_{ар})$.

Момент двигателя изменяется во времени согласно (3.36) и (3.45):

$$M = M_c + (M_{rp} - M_c) e^{-t_{2л} / T_{МН}}$$

Примечание: следует иметь в виду, что при достижении $f_{1зад}$ при расчёте переходных процессов следует брать время от новой границы $t_0' = t_{п1}$.

Критический режим пуска можно осуществить, если учесть, что $M = M_k$, $s = s_k$ и

$$\omega = \omega_1 (1 - s_k),$$

тогда уравнение движения электропривода (3.34) примет вид:

$$M_k = M_c + (J_{\Sigma} \omega_{1н} d\alpha / dt) (1 - s_k) \quad (3.47)$$

Отсюда следует, что искомый закон изменения параметра управления определяется нелинейным дифференциальным уравнением

$$d\alpha/dt - [(M_k - M_c) / (J_\Sigma \omega_{1H})](1 - s_k) = 0, \quad (3.48)$$

в котором M_k и s_k являются функциями параметра α .

Пример расчета частотного пуска

В качестве примера рассматривается мягкий режим пуска двигателя асинхронного короткозамкнутого 4А80В6УЗ при условиях:

$$J_\Sigma = 2J_{дв} = 2 \cdot 0,0046 = 0,0092 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$T_{мн} = J_\Sigma \omega_{1H} s_H / M_H = 0,0092 \cdot 104,7 \cdot 0,08 / 11,4 = 0,0068 \text{ с}$$

$$M_c = 0,7 \cdot M_H = 0,7 \cdot 11,4 = 7,98 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{xx} = 0,1 \cdot M_H = 0,1 \cdot 11,4 = 1,14 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Пуск осуществляется в две ступени:

1 ступень – изменение частоты от $f_1^0 = 0$ до $f_1^0 = 0,6$;

2 ступень – изменение частоты от $f_1^0 = 0,6$ до $f_1^0 = 1$.

Выражение для момента двигателя

$$M = K_2 S_a,$$

где K_2 – тангенс угла наклона механической характеристики $M(S_a)$

$$K_2 = M_H / S_H = 11,4 / 0,08 = 142,5 \text{ Нм}.$$

На 1 ступени время пуска $t_{п1}$ принимается из условия допустимого ускорения механической части электропривода. При отсутствии данных время пуска выбирают их диапазона $t_n = (30 \dots 40) T_m$. Принимаем время пуска $t_{п1} = 30 T_{мн}$.

$$t_{п1} = 30 \cdot T_{мн} = 30 \cdot 0,0068 = 0,204 \text{ с},$$

тогда ускорение равно

$$\varepsilon_1 = \omega_{1н} (f_{1зад}^0) / t_{п1} = 104,7 \cdot 0,6 / 0,204 = 307,94 \text{ с}^{-2}.$$

До момента времени t_0 , пока $\omega=0$, момент и абсолютное скольжение составляют:

$$\begin{aligned} M(t_0) &= M_c = 7,98 \text{ Н} \cdot \text{м}; \\ S_a(t_0) &= S_{aнач} = M_c / K_2 = 7,98 / 142,5 = 0,056. \end{aligned}$$

Время t_0 , пока $\omega(t_0)=0$.

$$t_0 = S_{aнач} \cdot \omega_{1н} / \varepsilon_1 = 0,056 \cdot 104,7 / 307,94 = 0,019 \text{ с}.$$

При $t > t_0$ M , S_a и ω начинают меняться по экспоненциальному закону, причем время t_{ii} отсчитывается от t_0 .

Расчет момента, абсолютного скольжения и угловой скорости двигателя выполнялся по формулам:

$$\begin{aligned} M &= M_c + J_{\Sigma} \varepsilon_1 (1 - e^{-t_{ii}/T_{мн}}) = 7,98 + 0,092 \cdot 307,94 (1 - e^{-t_{ii}/0,0068}) = \\ &= 7,98 + 0,092 \cdot 307,94 (1 - e^{-n_{ii}}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_a &= S_{aнач} + (J_{\Sigma} \varepsilon_1 / K_2) (1 - e^{-t_{ii}/T_{мн}}) = \\ &= 0,056 + (0,0092 \cdot 307,94 / 142,5) \cdot (1 - e^{-t_{ii}/0,0068}) = \\ &= 0,056 + 0,02 \cdot (1 - e^{-t_{ii}/0,0068}) = 0,056 + 0,02 \cdot (1 - e^{-n_{ii}}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \omega \varepsilon_1 [t_{ii} - f_1^0] &= 0,6 (1 - e^{-t_{ii}/T_{мн}}) = \varepsilon_1 \cdot n_{ii} \cdot T_{мн} - \varepsilon_1 \cdot T_{мн} (1 - e^{-t_{ii}/T_{мн}}) = \\ &= 307,94 \cdot n_{ii} \cdot 0,0068 - 307,94 \cdot 0,0068 \cdot (1 - e^{-n_{ii}}). \end{aligned}$$

В табл. 3.15 для удобства расчета и построения заносим не время t_{ii} , а значения n_{ii} , где

$$t_{ii} = n_{ii} \cdot T_{мн}.$$

Определяем число электромеханических постоянных времени $T_{\text{мн}}$, приходящихся на время t_0 ,

$$n_0 = t_0 / T_{\text{мн}} = 2,8.$$

Тогда n_{1i} будет равно

$$n_{1i} = (t_{n1} - t_0) / T_{\text{мн}} = (30T_{\text{мн}} - 2,8T_{\text{мн}}) / T_{\text{мн}} = 27,2.$$

Таблица 3.15

n	0	1	2	3	4	5	6	10	20	27,2
M	7,98	9,78	10,43	10,67	10,76	10,79	10,81	10,813	10,813	10,813
S _a	0,056	0,069	0,073	0,075	0,0756	0,0759	0,0759	0,0759	0,076	0,076
ω	0	0,766	2,372	4,285	6,308	8,375	10,455	18,810	39,710	54,860

После достижения заданной частоты $f_1^0 = 0,6$ пуск будет описываться новыми уравнениями для S_a , M , ω :

$$S_a = (M_c / K_2)(1 - e^{-t_{2i}/T_{\text{мн}}}) + S_{\text{ар}} \cdot e^{-t_{2i}/T_{\text{мн}}},$$

где $S_{\text{ар}}$ – граничное абсолютное скольжение, при котором частота достигла заданного уровня, t_{2i} отсчитывается от t'_0 – начало отсчета, $t'_0 = t_{n1} = 0.204$ с, принятого за начала отсчета на втором участке пуска, когда $f_1^0 = 0,6$. Как правило (при экспоненциальном законе) переходный процесс заканчивается за $(3 \dots 4) \cdot T_{\text{мн}}$. Примем $t_{2i} = n_{2i} \cdot T_{\text{мн}}$, где $n_{2i} = 1 \dots 4$;

$$\begin{aligned} S_a &= (7.98/142.5)(1 - e^{-t_{2i}/0.0068}) + S_{\text{ар}} e^{-t_{2i}/0.0068} = \\ &= 0,056(1 - e^{-t_{2i}/0.0068}) + 0,076 e^{-t_{2i}/0.0068} = \\ &= 0,056(1 - e^{-n_{2i}}) + 0,076 e^{-n_{2i}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M &= M_c + (M_{\text{гр}} - M_c) e^{-t_{2i}/T_{\text{мн}}} = \\ &= 7,98 + (10,813 - 7,98) e^{-t_{2i}/0.0068} = 7,98 + 2,833 e^{-n_{2i}}, \end{aligned}$$

где $M_{гр} = 10,813$ Нм – граничный момент, при котором частота достигла заданного значения $f_1^0 = 0,6$;

$$\omega = \omega_y - (\omega_y - \omega_r) e^{-t_{2l}/T_{MH}} = 56,96 - (56,96 - 54,86) e^{-t_{2l}/0,0068} = 56,96 - 2,1 \cdot e^{-n_{2l}},$$

где $\omega_y = \omega_{1H} (f_1^0 - S_a) = 104,7 \cdot (0,6 - 0,056) = 56,96 \text{ с}^{-1}$;
 $\omega_r = 54,86 \text{ с}^{-1}$ (см. табл. 3.15)

Значения абсолютного скольжения S_a , момента M и угловой скорости ω после достижения заданного значения частоты $f_1^0 = 0,6$ приведены в таблице 3.16.

Таблица 3.16

n_{2l}	0	1	2	3	4
S_a	0.076	0,0633	0,0587	0,057	0,0564
M	10,018	9,018	8,362	8,122	7,98
ω	54,86	56,084	56,568	56,75	56,96

Вторая ступень пуска, время пуска t_{n2} .

Чтобы сохранить ускорение на второй ступени, где частота изменяется от $f_{1нач}^0 = 0,6$ до $f_{1H}^0 = 1,0$, равным ускорению на первой ступени, длительность пуска принимаем

$$t_{n2} = 20T_{MH} = 20 \cdot 0,0068 = 0,136 \text{ с.}$$

Проверяем ускорение на второй ступени

$$\varepsilon_2 = \omega_{1H} (f_{1H}^0 - f_{1нач}^0) / t_{n2} = 104,7(1 - 0,6) / 0,136 = 307,9 \text{ с}^{-2} = \varepsilon_1.$$

Уравнения, описывающие изменения абсолютного скольжения S_a , момента M и угловой скорости ω на второй ступени аналогичны первой ступени пуска:

$$\begin{aligned}
 S_a &= S_{ac} + (\varepsilon_2 J_\Sigma / K_2) (1 - e^{-t_{3i}/T_{MH}}) = \\
 &= 0.056 + (0.0092 \cdot 307.9 / 142.5) (1 - e^{-t_{3i}/0.006759}) = \\
 &= 0.056 + 0.02 \cdot (1 - e^{-n_{3i}}); \\
 M &= M_c + J_\Sigma \cdot \varepsilon_2 \cdot (1 - e^{-t_{3i}/T_{MH}}) = \\
 &= 7.98 + 0.092 \cdot 307.9 (1 - e^{-t_{3i}/0.0068}) = 7.98 + 2.833 (1 - e^{-n_{3i}}); \\
 \omega &= \omega_{нач2} + \varepsilon_2 t_{3i} - \varepsilon_2 T_{MH} (1 - e^{-t_{3i}/T_{MH}}) = \\
 &= 56.96 + 307.9 \cdot t_{3i} - 2.79 (1 - e^{-n_{3i}}); \\
 \omega_{нач2} &= \omega_{y1} = 56.96 \text{ с}^{-1} \text{ (см. табл. 3.16)}
 \end{aligned}$$

Результаты расчета приведенных уравнений скольжения S_a , момента M и угловой скорости ω на второй ступени пуска приведены в табл. 3.17.

Таблица 3.17

n_{3i}	1	2	3	4	5	6	10	15	20
S_a	0,056	0,0733	0,075	0,0756	0,07586	0,07595	0,07599	0,07599	0,076
M	9,775	10,43	10,67	10,76	10,79	10,81	10,813	10,813	10,813
ω	57,73	59,33	61,25	63,27	65,34	67,42	75,77	86,22	96,67

При достижении заданной частоты $f_{1H}^0 = 1$ пуск будет описываться другими уравнениями, аналогичными уравнениям, описывающими динамику электропривода первой ступени при достижении частоты $f_1^0 = 0,6$:

$$\begin{aligned}
 S_a &= S_{ac} (1 - e^{-t_{4i}/T_{MH}}) + S_{ар} e^{-t_{4i}/T_{MH}} = \\
 &= 0.056 (1 - e^{-t_{4i}/0.0068}) + 0.076 e^{-t_{4i}/0.0068} = \\
 &= 0.056 (1 - e^{-n_{4i}}) + 0.076 e^{-n_{4i}};
 \end{aligned}$$

$$\text{где } S_{\text{ар}} = S_{\text{ac}} + (\varepsilon_2 J_{\Sigma} K_2)(1 - e^{-t_{4i}/T_{\text{МН}}}) = \\ = 0,056 + (307,9 \cdot 0,0092/142,5)(1 - e^{-n_{4i}}) = 0,076;$$

$$M = M_c + (M_{\text{гр}} - M_c)e^{-t_{4i}/T_{\text{МН}}} = \\ = 7,98 + (10,813 - 7,98)e^{-t_{4i}/0,0068} = 7,98 + 2,833 e^{-n_{4i}}; \\ \omega = \omega_y - (\omega_y - \omega_r)e^{-t_{4i}/T_{\text{МН}}} = 98,84 - 98,8 - 96,76)e^{-t_{4i}/T_{\text{МН}}} = \\ = 98,93 - 2,08 e^{-n_{4i}/T_{\text{МН}}};$$

$$\omega_y = \omega_{1H}(\overset{\circ}{f}_{1H} - S_{\text{ac}}) = 104,7(1 - 0,056) = 98,84 \text{ c}^{-1};$$

$$\omega_r = \omega_{1H}(\overset{\circ}{f}_{1r} - S_{\text{ар}}) = 104,7(1 - 0,076) = 96,76 \text{ c}^{-1}.$$

Результаты расчета искомых параметров сведены в табл. 3.18.

Таблица 3.18

n_{4i}	1	2	3	4	5
S_a	0,0634	0,0587	0,0570	0,0564	0,0561
M	9,02	8,36	8,122	8,033	8,0
ω	98,07	98,56	98,74	98,80	98,83

Характер изменения абсолютного скольжения, момента и скорости двигателя при частотном пуске показан на рис. 3.16.

На рис. 3.16 и рис. 3.17 обозначены: ω_{r1}, ω_{r2} – граничные скорости на первой и второй ступенях соответственно; $\Delta\omega_a$ – динамический перепад скорости; $\Delta\omega_c$ – статический перепад скорости; ω_{c1}, ω_{c2} – угловые скорости, соответствующие M_c на первой и второй ступенях соответственно; ω_{13}, ω_{23} – синхронные угловые скорости двигателя на первой и второй ступенях соответственно; t_{n1} – время изменения $\overset{\circ}{f}_1$ от 0 до 0.6; t_{n2} – время изменения $\overset{\circ}{f}_{1H}$ от 0.6 до 1.

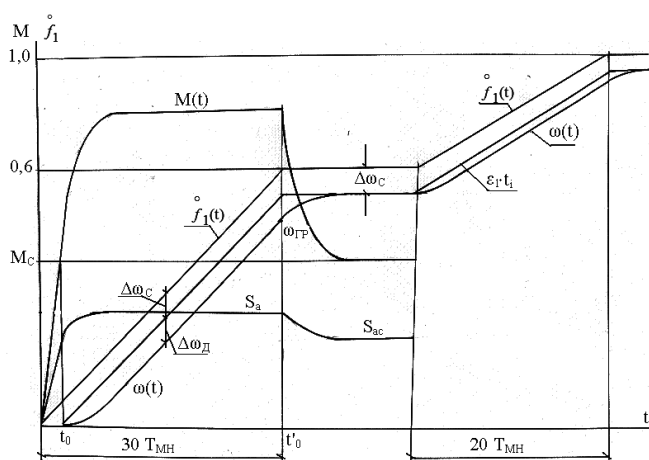


Рис. 3.16. Графики переходных процессов асинхронного двигателя при частотном пуске

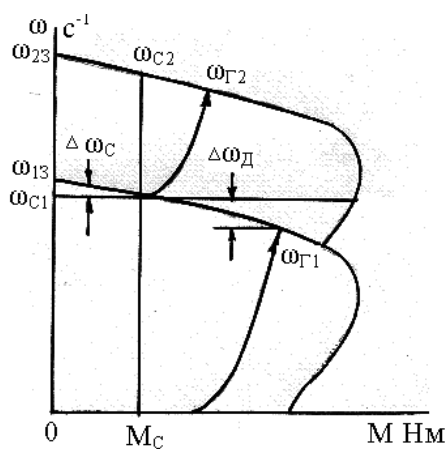


Рис. 3.17. Изменение скорости двигателя в функции момента при частотном пуске

На рис. 3.17 показано изменение скорости ротора на механических характеристиках при двухступенчатом частотном пуске.

Частотное торможение при номинальном режиме ($U/f=const$)

Осуществляется снижением частоты, при этом меняется знак ускорения $d\omega_1/dt = -\varepsilon_1$ и уравнение движения электропривода (3.36) примет вид:

$$\begin{aligned} M &= M_c - J_\Sigma \omega_{1H} \cdot d\alpha/dt - J_\Sigma \omega_{1H} \cdot dS_a/dt = \\ &= M_c - J_\Sigma \cdot \varepsilon_1 - J_\Sigma \omega_{1H} \cdot dS_a/dt \end{aligned} \quad (3.49)$$

то есть изменит направление синхронный динамический момент. В соответствии с (3.49) уравнение абсолютного скольжения (3.43) примет вид:

$$\begin{aligned} S_a &= S_{ac} - (J_\Sigma \cdot \varepsilon_1 / K_2) (1 - e^{-t_i / T_{MH}}) = \\ &= S_{ac} - (T_{MH} \varepsilon_1 / \omega_{1H}) (1 - e^{-t_i / T_{MH}}) \end{aligned} \quad (3.50)$$

Угловая скорость двигателя:

$$\omega = \omega_{нач} - \varepsilon_1 [t_i - T_{MH} (1 - e^{-t_i / T_{MH}})], \quad (3.51)$$

где $\omega_{нач}$ - начальная скорость ротора, c^{-1} .

Момент двигателя с учётом знака ускорения ε_1 изменяется согласно уравнению:

$$M = M_c - J_\Sigma \cdot \varepsilon_1 (1 - e^{-t_i / T_{MH}}) \quad (3.52)$$

В процессе торможения при сравнительно быстром снижении частоты f_1^0 и достаточной величине T_{MH} возможно достижение скоростью ротора скорости поля статора с после-

дующим опережением последнего. В этом случае двигатель входит в режим рекуперативного торможения.

Если торможение идёт до некоторой промежуточной скорости, то с граничного момента, когда частота достигает заданного значения, движение будет описываться другими уравнениями, характерными для постоянного значения $\alpha = f_1^0$. Если ускорение вращающегося поля $\varepsilon_1 = 0$, то уравнение абсолютного скольжения примет вид:

$$S_a = S_{ac} + (S_{ar} - S_{ac})e^{-t_i/T_{MH}}, \quad (3.53)$$

где S_{ar} - параметр абсолютного скольжения в граничной точке, находится из (3.50) подстановкой в него $t_i = t_r = \omega_{1H}(\alpha_r - \alpha_{неч})/\varepsilon_1$.

Уравнение угловой скорости ротора:

$$\omega = \omega_y + (\omega_r - \omega_y) \cdot e^{-t_i/T_{MH}}, \quad (3.54)$$

где ω_y – установившаяся скорость двигателя при заданной частоте поля статора.

$$\omega_y = \omega_{1H}(\alpha_r - S_{ac});$$

$\omega_r = \omega_{1H}(\alpha_r - S_{ar})$ – граничная скорость, при которой двигатель выходит на механическую характеристику при заданной частоте поля статора.

Момент двигателя описывается уравнением:

$$M = M_c + (M_r - M_c) \cdot e^{-t_i/T_{MH}}, \quad (3.55)$$

где M_r – момент двигателя при выходе на граничную скорость.

Граничный момент определяется по (3.37) при $t_i = t_r$.

При торможении до полной остановки в интервале, когда частота и, следовательно, момент обратятся в нуль, происхо-

дит режим свободного выбега. Запасённая кинетическая энергия вращающихся масс тратится на преодоление статического момента. Скорость двигателя изменяется по закону:

$$\omega = t \cdot M_c / J \quad (3.56)$$

Процесс реверса при изменении частоты описывается теми же уравнениями, что и процесс торможения, пока скорость двигателя не достигнет нуля. При $\omega=0$ статический момент меняет знак, и с этой точки переходный процесс будет описываться уравнениями пуска с подстановкой в них соответствующих граничных условий.

Пример расчета частотного торможения

Осуществим частотное торможение двигателя, работающего на естественной механической характеристике при $M_c = 0.7M_n$, до полного останова. Ускорение магнитного поля примем неизменным, равным $\varepsilon_1 = 307,9 \text{ с}^{-1}$. Тогда время торможения определится из уравнения

$$t_r = \omega_{1n} / \varepsilon_1 = 104,7 / 307,9 = 0,34 \text{ с},$$

что составляет $50T_{mn}$. Согласно изложенной теоретической части в п. «Частотное торможение при номинальном режиме» запишем уравнения момента двигателя, абсолютного скольжения и скорости:

$$M = M_c - J_\Sigma \cdot \varepsilon_1 (1 - e^{-t/T_{mn}}) = 7,98 - 0,0092 \cdot 307,9 \cdot (1 - e^{-n_i});$$

$$\begin{aligned} S_a &= S_{ac} - (T_{mn} \varepsilon_1 / \omega_{1n}) (1 - e^{-t/T_{mn}}) = \\ &= 0,056 - (0,0068 \cdot 307,9 / 104,7) \cdot (1 - e^{-n_i}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_{нач} - \varepsilon_1 [t - T_{mn} (1 - e^{-t/T_{mn}})] = \\ &= 98,84 - 307,9 [t - 0,0068 (1 - e^{-n_i})]; \end{aligned}$$

$$\omega_{1i} = \omega_{1n} - \varepsilon_1 \cdot T_{mn} \cdot n_i; \quad \omega_i = \omega_{1i} - \Delta \omega_{1i}.$$

Расчеты параметров по приведенным выше уравнениям сведены в табл. 3.19

Таблица 3.19

n	0	1	2	3	4	5	6	10	20	50
M	7,98	6,19	5,53	5,28	5,20	5,17	5,15	5,147	5,147	5,147
S_a	0,056	0,069	0,073	0,075	0,0756	0,0759	0,0759	0,079	0,076	0,076
$\omega_{н}$	104,7	102,6	100,52	98,43	96,34	94,25	92,16	83,8	62,9	0
ω_i	98,84	98,07	96,46	94,56	92,52	90,45	88,37	80,03	59,13	-3,57
$\Delta\omega_{ii}$	5,86	4,53	4,06	3,87	3,82	3,80	3,79	3,77	3,77	3,57

Зависимости, поясняющие характер переходного процесса при частотном торможении, когда $\varepsilon_1 = -307,9 \text{ с}^{-2}$, приведены на рис. 3.18.

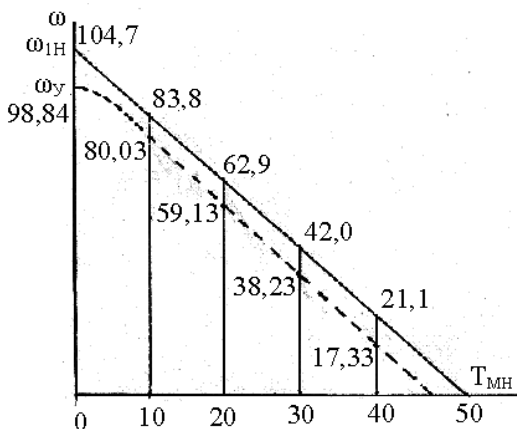


Рис.3.18. Графики переходного процесса при частотном торможении ($\varepsilon_1 = -307,9 \text{ с}^{-2}$)

Выше отмечалось, что в процессе торможения при сравнительно быстром снижении частоты f_1 и достаточной величине T_{MH}

двигатель может входить в режим рекуперативного торможения. Возникает вопрос: когда это возможно? Чтобы ответить на этот вопрос, вернёмся к рассмотрению процесса частотного торможения. Вспомним, что при частотном торможении, когда осуществляется снижение частоты тока на обмотке статора, меняется знак ускорения $d\omega_i/dt = -\mathcal{E}_{1\tau}$, что приводит к изменению направления синхронного динамического момента ($-J_{\Sigma} \cdot \mathcal{E}_{1\tau}$), который станет действовать согласно с моментом двигателя.

Анализ уравнения движения электропривода при частотном торможении (3.49) показывает, что спустя $(3...4) \cdot T_{\text{мн}}$ после начала переходного процесса производная dS_a/dt практически мало отличается от нуля, приближаясь к нулю, то есть динамический момент скольжения практически не оказывает влияния на момент двигателя. На протяжении всего переходного процесса изменения частоты тока на обмотке статора остается действие синхронного динамического момента и решение уравнения (3.49) примет следующий вид:

$$M = M_c - J_{\Sigma} \cdot \mathcal{E}_{1\tau} (1 - e^{-t/T_{\text{мн}}}) \quad (3.57)$$

Согласно уравнению (3.52) спустя $(3...4) \cdot T_{\text{мн}}$ синхронный динамический момент остается неизменным на протяжении переходного процесса. При этом целесообразно принять в качестве $\mathcal{E}_{1\tau}$ допустимое механической частью электропривода ускорение $\mathcal{E}_{1\tau, \text{доп}}$. Тогда для подготовки ответа на поставленный вопрос будут в наличии известные величины: M_c , J_{Σ} , $\mathcal{E}_{1\tau, \text{доп}}$. Остается найти значение момента двигателя для определения особенностей режима торможения:

$$M = M_c - J_{\Sigma} \cdot \mathcal{E}_{1\tau, \text{доп}} \quad (3.58)$$

Анализируя уравнение (3.58), можно заключить, что режим рекуперации наблюдается при отрицательном значении момента двигателя, которое возможно, если $M_c < J_{\Sigma} \cdot \mathcal{E}_{1\tau, \text{доп}}$. При наличии неравенства $M_c > J_{\Sigma} \cdot \mathcal{E}_{1\tau, \text{доп}}$ электропривод работает в двигательном режиме, преодолевая действие статического момента, чтобы выдержать

заданное ускорение в процессе торможения. Граничное состояние режима торможения электропривода имеет место при $M=0$.

Итак, в рассматриваемом примере граничное состояние режима частотного торможения электропривода наблюдается при равенстве:

$$M_c = -J_\Sigma \cdot \varepsilon_{1т.гр} : \quad 7,98 = -0,0092 \cdot \varepsilon_{1т.гр}.$$

Откуда определим $\varepsilon_{1т.гр}$:

$$\varepsilon_{1т.гр} = -M_c / J_\Sigma = -7,98 / 0.0092 = -867,4 \text{ с}^{-2}.$$

Рекуперативный режим частотного торможения рассмотрим при $\varepsilon_{1т.доп} = -900 \text{ с}^{-2}$.

Определим длительность изменения частоты тока от 50 Гц до нуля, когда синхронная скорость снижается по линейному закону от $\omega_{1н} = 104,7 \text{ с}^{-1}$ до нуля:

$$t_t = \omega_{1н} / \varepsilon_{1т.доп} = 104,7 / 900 = 0,1163 \text{ с},$$

что составляет число электромеханических постоянных времени $T_{мн}$

$$n_{it} = t_t / T_{мн} = 0,1163 / 0,0068 = 17,1.$$

Угловая скорость ротора рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_{нч} - \varepsilon_{1т.доп} [t_i - T_{мн} (1 - e^{-t_i/T_{мн}})] = \\ &= 98,84 - 900 [t_i - 0,0068 (1 - e^{-t_i/T_{мн}})] = \\ &= 98,84 - 900 [n_i - 0,0068 (1 - e^{-n_i})]. \end{aligned}$$

Расчетные значения угловой скорости ротора и магнитного поля статора приведены в табл. 3.20. При этом установившаяся скорость при двухступенчатом пуске ω_y , с которой начинается процесс частотного торможения, равна $98,84 \text{ с}^{-1}$.

Таблица 3.20

n_i	0	1	2	3	4	5	6	10	12	15	17,1
ω_{ci}	98,84	96,59	91,89	86,29	80,37	74,32	68,20	43,76	31,52	13,16	0,31
ω_{ii}	104,7	98,58	92,46	86,34	80,22	74,10	67,98	43,50	31,25	12,90	0,05

По данным табл. 3.20 на рис. 3.19 построены графики изменения угловой скорости ротора $\omega(t)$ и магнитного поля статора $\omega_1(t)$ в координатных осях (ω, T_{MH}), где T_{MH} – электромеханическая постоянная времени.

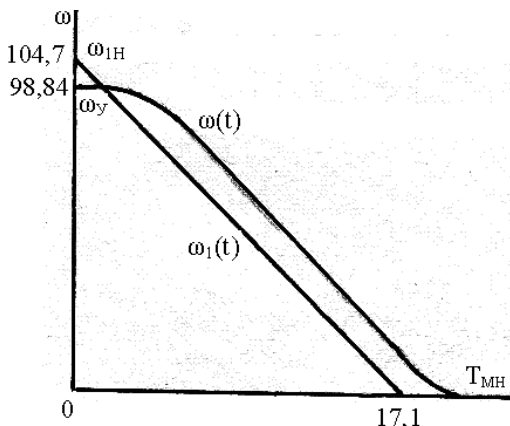


Рис. 3.19. Переходный процесс при частотном торможении, когда $\varepsilon_1 = -900 \text{ с}^{-2}$

Краткие выводы.

– возможность формирования динамики электропривода при частотном пуске и торможении с учетом допустимой нагрузки механической части электропривода обеспечивает плавный пуск и торможение электропривода, исключая, тем самым, поломку механизма и продляя срок его службы.

В настоящее время значительное применение в практике регулирования электропривода переменного тока нашла теория и математический аппарат так называемой обобщенной электрической машины, о которой речь идет в следующей главе данного учебного пособия.

ГЛАВА 4. ОБОБЩЕННАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МАШИНА В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

4.1. Общие сведения об обобщенной электрической машине

Как известно из теории электрических машин, электро-механическое преобразование энергии в преобразователях электромагнитного типа осуществляется благодаря изменению запаса магнитной энергии при изменении механического положения. В большинстве случаев машина с n -фазным статором и m -фазным ротором может быть приведена для изучения ее характеристик к эквивалентной двухфазной машине (рис. 4.1).

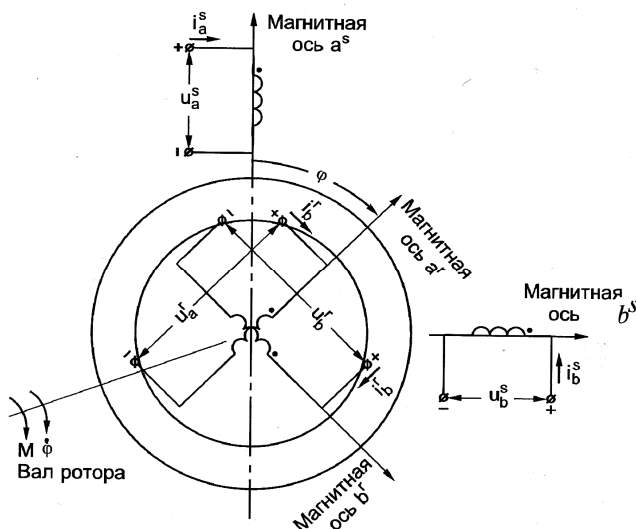


Рис. 4.1. Схематическое изображение двухосной двухполюсной машины

Сведение любой n - m -фазной машины к эквивалентной двухфазной для изучения, явлений, связанных с созданием

вращающего момента, возможно в случае, если полные сопротивления (в относительных единицах) всех статорных (роторных) фаз равны. Подобные машины характеризуются наличием геометрической симметрии, по крайней мере, с одной стороны воздушного зазора. Влиянием пазов пренебрегают, однако учитывают влияние явно полюсной структуры, имеющейся на статоре или роторе (но не на обоих элементах сразу).

Двухфазная машина состоит из четырех групп сосредоточенных катушек, называемых фазовыми зонами, где под фазовыми зонами понимают синусоидально распределенные токовые слои. Две из этих фазовых зон размещены в пазах неподвижной магнитной системы, называемой статором, две другие – в пазах вращающейся магнитной системы, называемой ротором. У машины с явно выраженными полюсами выступы полюсов представляют изменяющейся в функции угла радиальной проводимостью ($\mu_{\text{рад}}$), как это показано на рис. 4.2.

Предполагается, что магнитная структура и расположение фазовых зон в обобщенной физической модели (рис. 4.2), должны удовлетворять следующим условиям.

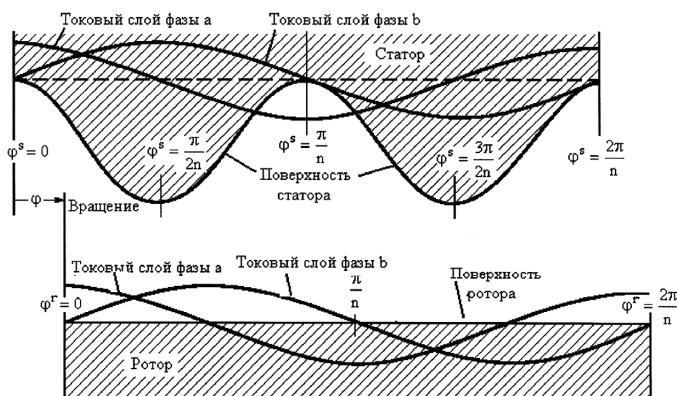


Рис. 4.2. Обобщенная физическая модель двухфазной машины с явно выраженными полюсами на статоре

1. Электрический пространственный угол $\varphi_{эл}$ и механический пространственный угол φ связаны уравнением

$$\varphi_{эл} = p \varphi = n \varphi,$$

где $\varphi_{эл}$ - угол в электрических пространственных радианах;

φ - угол в механических пространственных радианах;

p - число пар полюсов машины;

n - число периодов пространственно распределенного токового слоя.

Полюс может быть определен как область, в которой существует радиальный магнитный поток одного направления, или как половина периода синусоидального токового слоя.

Одно полюсное деление равно одной фазовой зоне и содержит π электрических пространственных радиан.

2. На каждый полюс приходится две фазные зоны на статоре и две на роторе (в соответствии с числом фаз машины). Предполагается, что в обобщенной модели фазная зона создает плотность тока, синусоидально распределенную в пространстве, а витки синусоидально распределены в пространстве.

3. Фазные зоны как статора, так и ротора сдвинуты в пространстве на 90 электрических градусов, то есть магнитные оси фаз зон смещены на $\pi/2$ электрических радиан или на $\pi/2p$ механических радиан.

4. Воздушный зазор является областью пространства между магнитными системами статора и ротора, при этом одна сторона воздушного зазора является магнитно «гладкой», а другая имеет магнитную неравномерность (магнитные выступы), периодически повторяющиеся через π электрических радиан или через π/p механических радиан.

5. Не учитывается магнитная неравномерность в воздушном зазоре, создаваемая пазами для размещения обмоток.

6. Неравномерность воздушного зазора в явно полюсных машинах учитывается в идеализированной модели посредством изменяющейся в пространстве радиальной магнитной проницаемости,

$$\mu_{\text{рад}} = \mu - \mu_2 \cos 2\pi \varphi^s,$$

где μ , μ_2 – соответственно магнитная проницаемость с равномерным зазором и при наличии явно выраженных полюсов;

φ^s – электрический угол, определяющий положение токового слоя на поверхности статора.

7. Считается, что фазные зоны не связаны с коллекторами или контактными кольцами и все их параметры и питание определяются относительно зажимов, неподвижных по отношению к соответствующему элементу магнитной системы. Таким образом, зажимы фазных зон статора неподвижны в пространстве, а зажимы фазных зон ротора неподвижны относительно ротора, но вращаются в пространстве относительно статора.

8. Имеется равное число витков в каждой из двух фазных зон, расположенных на статоре. Роторные фазные зоны тоже имеют одинаковые числа витков.

9. Магнитный материал ротора и статора имеет линейную характеристику намагничивания с очень высокой относительной проницаемостью, что исключает насыщение магнитной системы. В связи с этим все сосредоточенные электрические параметры не зависят от электрических переменных, однако могут быть функциями механических переменных.

10. Запасенная электромагнитная энергия, используемая для описания машины, рассматривается лишь как энергия статического магнитного поля. Энергией электростатического поля ввиду ее малости пренебрегают, что позволяет не учитывать влияние емкостей внутри обмоток и между ними.

Приведенные выше условия двухосной двухполюсной машины были положены в основу математического описания обобщенной электрической машины.

4.2. Математическая модель обобщенной электрической машины

Разработка универсальной векторно-матричной математической модели, получившей название обобщенной электри-

ческой машины, началась в конце 20-х годов и завершилась в конце 40-х годов XX века. Эта модель позволяет описывать электромагнитные процессы в идеализированной электрической машине с помощью аппарата линейной алгебры.

Модель способна с определенной степенью точности имитировать любую электрическую машину. Данное утверждение базируется на возможности приведения электрической машины с n -фазной обмоткой статора и m -фазной обмоткой ротора к двухфазной модели:

- при питании обмоток статора от двух источников переменного синусоидального тока, смещенных по фазе на 90° , в рабочем зазоре создается круговое вращающееся магнитное поле;

- если одну из обмоток ротора подключить к источнику постоянного тока, то мы получим модель синхронной машины;

- если обе обмотки ротора замкнуть накоротко, то образуется модель асинхронной короткозамкнутой машины, при этом в обмотках ротора наводятся токи с частотой $f_2 = f_1 s$, где s – скольжение асинхронного двигателя;

- если подать на одну из обмоток обобщенной машины переменное напряжение и затормозить ротор ($\omega_r = 0$), то можно получить модель трансформатора;

- наконец, если одну из обмоток статора подключить к источнику постоянного тока, а обмотки ротора подключить к двум источникам переменного синусоидального тока с частотой, равной частоте вращения ротора, и фазовым смещением в 90° , чтобы поле ротора вращалось в направлении противоположном направлению вращения его вала, то мы получим модель машины постоянного тока. В этой модели поле ротора формируется источниками питания переменного тока с управляемой частотой, роль которых в реальной машине играет источник постоянного тока и коллектор.

Основные упрощения модели обобщенной электрической машины

Одним из главных недостатков упрощения модели является *линейность кривой намагничивания* стали машины. Как прави-

ло, в реальных машинах рабочая точка выбирается в начале нелинейного участка характеристики намагничивания и в процессе работы, особенно в динамических режимах, может смещаться в сторону глубокого насыщения, что приводит к изменению собственных, взаимных и индуктивностей рассеяния. При этом динамика приобретает иной характер, главным образом уменьшается время переходного процесса, поэтому представляется целесообразным учет нелинейности кривой намагничивания, вводя соответствующие функции индуктивностей.

Пренебрежение изменением активного сопротивления также дает достаточно большую погрешность. Применительно к асинхронному двигателю с короткозамкнутым ротором переменная величина активного сопротивления обмоток может быть обусловлена изменением их температуры и эффектом вытеснения тока, причем, с учетом времени протекания электромагнитных переходных процессов первым фактором можно пренебречь. Необходимо отметить, что при явлении вытеснения тока в пазах электрической машины изменяется также индуктивное сопротивление рассеяния. Как следствие рассматриваемого эффекта главным образом уменьшается время пуска двигателя.

Большое влияние на процессы в реальной электрической машине оказывает наличие высших гармоник магнитного поля в воздушном зазоре. Это могут быть искажения синусоидального поля, вызванные как конструктивными особенностями, так и внешними воздействиями. К первым можно отнести нерациональное размещение обмоток, вызывающее приближение формы МДС к прямоугольной или влияние пазов на распределение магнитного поля. Кроме того, высшие гармоники могут проявляться из-за нелинейности кривой намагничивания стали. Внешними воздействиями, которые способны вызвать несинусоидальность поля являются: несинусоидальное питающее напряжение, ударное изменение механического момента, меньшее воздействие оказывает тепловой удар в силу большой постоянной времени.

В обобщенной машине не учитываются существующие в реальности вихревые токи. Особенно заметное влияние они оказывают при высоких частотах тока в роторе.

Таким образом, обобщенная электрическая машина является упрощенной моделью реальной машины, в которой обмотки уложены в пазах статора и ротора, что вызывает несинусоидальность МДС обмоток и неравномерность воздушного зазора.

В обобщенной электрической машине сосредоточенные в пазах проводники с током в целях упрощения математического описания протекающих процессов заменяются синусоидальными токовыми слоями, эквивалентными первым гармоникам МДС соответствующих реальных обмоток, при этом неравномерность зазора не учитывается.

Приведенные выше утверждения хотя и существенно упрощают расчет процессов в обобщенной электрической машине, однако снижают точность этих расчетов.

Математическое описание обобщенной электрической машины

В силу симметрии многофазной машины и эквивалентной ей двухфазной полные сопротивления обмоток фаз статора и ротора обобщенной машины соответственно равны.

Принадлежность переменной той или иной обмотки определяется индексами, которыми обозначены оси, связанные с обмотками обобщенной машины, с указанием отношения к статору (1) или ротору (2). Система координат, жестко связанная с неподвижным статором, обозначена (α, β) , с ротором – (d, q) .

Информация об обобщенной электрической машине (рис. 4.3) как объекте управления заложена в дифференциальных уравнениях, описывающих динамические режимы его работы. При этом используются *следующие допущения*: фазные обмотки симметричны; воздушный зазор между ротором и статором равномерен, потери в стали и зубцовые явления отсутствуют; намагничивающая цепь линейна; намагничивающие силы каждой обмотки и магнитная индукция в воздушном за-

зоре распределены по окружности статора (ротора) синусоидально; параметры ротора приведены к цепи статора.

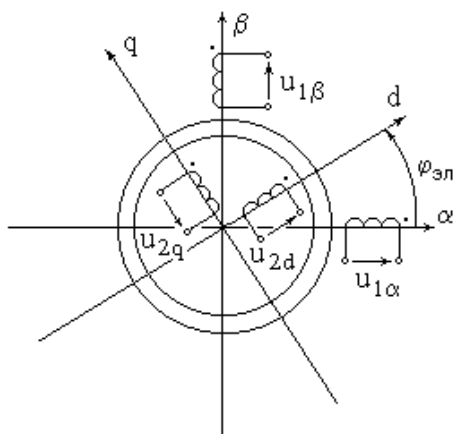


Рис. 4.3. Схема обобщенной двухполюсной машины.

Динамика обобщенной машины описывается четырьмя уравнениями электрического равновесия в цепях ее обмоток и уравнением электромеханического преобразования энергии, которое выражает электромагнитный момент машины M как функцию электрических и механических координат системы.

Уравнения Кирхгофа, выраженные через потокосцепление ψ , имеют вид:

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 \cdot i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \\ u_{1\beta} &= R_1 \cdot i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \\ u_{2d} &= R'_2 \cdot i_{2d} + \frac{d\psi_{2d}}{dt} , \\ u_{2q} &= R'_2 \cdot i_{2q} + \frac{d\psi_{2q}}{dt} \end{aligned} \quad (4.1)$$

где R_1 и R'_2 – активное сопротивление фазы статора и приведенное активное сопротивление фазы ротора.

В обобщенной форме уравнения (4.1) можно переписать в виде:

$$u_i = R_i i_i + d\psi_i/dt. \quad (4.2)$$

Потокосцепление каждой обмотки определяется результирующим действием всех токов обмоток машины:

$$\begin{aligned} \psi_{1\alpha} &= L_{1\alpha,1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{1\alpha,1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{1\alpha,2d} \cdot i_{2d} + L_{1\alpha,2q} \cdot i_{2q}, \\ \psi_{1\beta} &= L_{1\beta,1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{1\beta,1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{1\beta,2d} \cdot i_{2d} + L_{1\beta,2q} \cdot i_{2q}, \\ \psi_{2d} &= L_{2d,1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{2d,1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{2d,2d} \cdot i_{2d} + L_{2d,2q} \cdot i_{2q}, \\ \psi_{2q} &= L_{2q,1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{2q,1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{2q,2d} \cdot i_{2d} + L_{2q,2q} \cdot i_{2q}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

В обобщенной форме уравнения (4.3) примут вид:

$$\Psi_i = \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} \cdot i_j \quad (4.4)$$

При работе машины взаимное положение обмоток статора и ротора изменяется, поэтому собственные и взаимные индуктивности обмоток в общем случае являются функцией электрического угла поворота ротора $L_{ij} = f(\varphi_{эл})$. Для симметричной неявнополюсной машины собственные индуктивности обмоток статора и ротора не зависят от положения ротора: $L_{1\alpha,1\alpha} = L_{1\beta,1\beta} = L_1 = \text{const}$; $L_{2d,2d} = L_{2q,2q} = L_2 = \text{const}$, а взаимные индуктивности между обмотками статора и ротора равны нулю: $L_{1\alpha,1\beta} = L_{1\beta,1\alpha} = L_{2d,2q} = L_{2q,2d} = 0$, так как магнитные оси этих обмоток сдвинуты в пространстве на угол $\varphi_{эл} = 90^\circ$. Взаимные индуктивности обмоток статора и ро-

тора с учетом принятых на рис. 4.3 направлений токов и знака для угла поворота можно записать:

$$\begin{aligned} L_{1\alpha,2d} &= L_{2d,1\alpha} = L_{12} \cos \varphi_{эл}; \\ L_{1\alpha,2q} &= L_{2q,1\alpha} = L_{12} \cos(\varphi_{эл} + 90) = -L_{12} \sin \varphi_{эл} \quad (4.5) \\ L_{1\beta,2q} &= L_{2q,1\beta} = L_{12} \cos \varphi_{эл}; \\ L_{1\beta,2d} &= L_{2d,1\beta} = L_{12} \sin \varphi_{эл}. \end{aligned}$$

С учетом (4.4) уравнения электрического равновесия можно представить в виде

$$u_i = R_i i_i + \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} \cdot i_j, \quad (4.6)$$

где $L_{i,j}$ определяются по (4.5).

С помощью (4.4) электромагнитный момент машины может быть выражен через токи обмоток

$$M = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \cdot \sum_{j=1}^{2q} i_j \cdot \frac{dL_{i,j}}{d\varphi}. \quad (4.7)$$

Уравнения электрического равновесия (4.6) и уравнение электромагнитного момента (4.7) представляют собой математическое описание динамических процессов преобразования энергии во вращающихся электрических машинах и образуют систему уравнений, выраженных через действительные переменные двухфазной модели. Эти уравнения устанавливают взаимосвязь между процессами в механической и электрической частях электромеханической системы, так называемую электромеханическую связь.

В соответствии с (4.5) индуктивности $L_{i,j}$ зависят от электрического угла поворота ротора $\varphi_{эл}$, а, следовательно, и от времени t . Поэтому, выполнив дифференцирование в (4.6), можно эти уравнения представить в виде:

$$u_i = R_i i_i + \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} \cdot \frac{di_j}{dt} + \omega \sum_{j=1}^{2q} i_j \cdot \frac{dL_{i,j}}{d\varphi}, \quad (4.8)$$

где ω – угловая скорость ротора машины.

Первый член уравнения (4.8) представляет собой падение напряжения на активном сопротивлении соответствующей обмотки, **второй** – результирующую ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции, вызванную изменением токов в обмотках, а **третий член** отражает взаимодействие механической и электромеханической частей электропривода, так как представляет собой результирующую ЭДС e_i , наведенную в обмотке в результате механического движения ротора машины:

$$e_i = \omega \sum_{j=1}^{2q} i_j \times \frac{dL_{i,j}}{d\varphi}. \quad (4.9)$$

Наличие в (4.8) ЭДС e_i , зависящих от скорости ротора двигателя, приводит к тому, что изменения скорости, вызванные процессами в механической части, вызывают изменение токов i_i , потребляемых обмотками машины. Так как токи i_i зависят от скорости ротора машины благодаря электромеханической связи, то и ее электромагнитный момент, определяемый (4.7), также является функцией скорости.

Электромеханическая связь объединяет механическую связь электропривода и электромеханический преобразователь в единую электромеханическую систему. Благодаря наличию этой связи электромагнитный момент двигателя реагирует на процессы, протекающие в механической части, и, в свою очередь, оказывает влияние на эти процессы. Как следствие, электромеханическая часть определяет важные физи-

ческие свойства разомкнутых и замкнутых электромеханических систем, и ее характеристики являются эффективным инструментом для изучения этих свойств и создания электроприводов, обладающих требуемыми качествами.

Электромагнитный момент машины переменного тока

Согласно теории асинхронных электрических машин электромагнитный момент равен

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= \frac{m}{2} p_n \cdot L_m |I_r| \cdot I_{s2}^{(1)} = \frac{m}{2} p_n \cdot |\psi_0| \cdot I_{s2}^{(2)} = \\ &= \frac{m}{2} p_n \cdot \frac{L_m}{L_r} |\psi_r| \cdot I_{s2}^{(3)}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

где m – число фаз машины;

p_n – число пар полюсов;

L_m – взаимная индуктивность обмотки статора и ротора (индуктивность намагничивающего контура);

L_r – собственная индуктивность обмотки ротора;

ψ_0 – вектор главного потокосцепления;

ψ_r – вектор потокосцепления ротора;

$\dot{I}_r$ – вектор тока ротора;

$I_{s2}^{(i)}$ – проекция вектора тока статора $\dot{I}_s$ на оси ординат систем координат с опорными векторами $\dot{I}, \dot{\psi}_0, \dot{\psi}_r$;

$i=1, 2, 3$, где цифры соответствуют опорным векторам.

Заметим, что три вектора являются попарно независимыми, так как каждый из них выражается через два других:

$$\begin{aligned} \psi_r &= \frac{L_r}{L_m} \psi_0 - L_{\sigma} I_s; \\ \psi_0 &= \frac{L_m}{L_r} \psi_r - L_{\sigma} I_s; \\ L_{\sigma} &= L_r - L_m \end{aligned} \quad (4.11)$$

Сказанное позволяет интерпретировать машину переменного тока как эквивалентную машину постоянного тока (рис. 4.4).

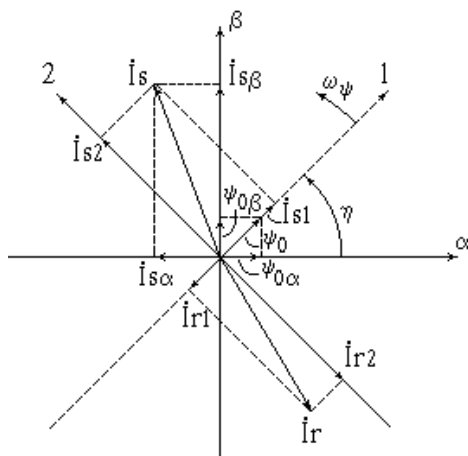


Рис. 4.4. Векторная диаграмма обобщенных векторов $\dot{i}_s, \dot{\psi}_0$

Сопоставим ротор асинхронной машины с якорем машины постоянного тока, а статорную обмотку – с обмотками возбуждения машины постоянного тока. Тогда составляющая тока статора, синфазная главному потокосцеплению может интерпретироваться как ток возбуждения машины постоянного тока, составляющая тока статора, сдвинутая на угол $\pi/2$, как ток компенсационной обмотки, составляющая тока ротора, сдвинутая на угол $\pi/2$ относительно $\dot{\psi}_0$, как поперечная составляющая поля якоря, и составляющая, синфазная главному потокосцеплению, как размагничивающая продольная составляющая якоря. Все векторные соотношения представлены на рис. 4.4. На диаграмме видно, что главное потокосцепление $\dot{\psi}_0$ создается векторной суммой тока статора $\dot{i}_s$ и тока ротора $\dot{i}_r$ и, следовательно, в системе координат, связанной с вектором главного потокосцепления, состав-

ляющие векторов $\dot{I}_s$ и $\dot{I}_r$ на ось ординат 2 равны и имеют разные знаки $I_{s2} = -I_{r2}$, а составляющие I_{s1} и I_{r1} определяют модуль главного потокосцепления $|\psi_0| = L_m(I_{s1} + I_{r1})$; там же видно, что составляющая I_{r1} является размагничивающей составляющей.

Основными особенностями, отличающими описанную интерпретацию асинхронной машины от машины постоянного тока являются:

а) отдельно эквивалентной обмотки возбуждения и компенсации поперечной реакции якоря на статоре асинхронной машины нет, эти обмотки как бы совмещены;

б) ось (1), связанная с главным потокосцеплением, вращается относительно статора; оси 1 и 2 вращаются относительно неподвижной системы координат (α, β) .

Эти особенности формирования момента машины диктуют главные задачи, подлежащие рассмотрению при аппаратной реализации системы векторного управления.

Такой задачей является измерение вектора главного потокосцепления. Решение ее следует из представления вектора в виде

$$\dot{\psi}_0 = |\psi_0| (\cos \eta + j \sin \eta), \quad (4.12)$$

где угол η является электрическим углом, отсчитываемым от оси (магнитная ось фазы А) до соответствующего мгновенному значению положения вектора главного потокосцепления, или, учитывая интерпретацию этого вектора, связанного с волной напряженности магнитного поля, до максимума напряженности магнитного поля в зазоре. Угол η измерить затруднительно, но можно получить составляющие $|\psi_0| \cos \eta$ и $|\psi_0| \sin \eta$, установив, например, датчики Холла на ось α и на ось β , сдвинутую на угол $\pi/(2p)$ в расточке статора.

На рис. 4.4 приведены разложения вектора $\dot{I}_s$ по осям (α, β) , и (1,2). Составляющие вектора $\dot{I}_s$ в системе координат (α, β) :

$$I_{s\alpha} = I_A - 1/2(I_B + I_C); \quad I_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}}(I_B - I_C), \quad (4.13)$$

где I_A, I_B, I_C – мгновенные токи фаз статора.

В систему координат (1,2) проекции вектора пересчитываются с помощью уравнений:

$$I_{s1} = I_{s\alpha} \cdot \dot{I}_S \cos\eta + I_{s\beta} \cdot \sin\eta; \quad (4.14)$$

$$I_{s2} = -I_{s\alpha} \cdot \sin\eta + I_{s\beta} \cdot \cos\eta \quad (4.15)$$

Заметим, что проекции вектора тока статора в системе координат (1,2) представляются сигналами постоянного тока и не зависят от частоты питания машины. Учитывая интерпретацию составляющих тока статора, система управления может строиться аналогично системам управления машинами постоянного тока – управления моментной составляющей тока статора I_{s2} с целью формирования электромагнитного момента машины и квадратурной составляющей тока I_{s1} , определяющей модуль главного потокосцепления, и управления модулем главного потокосцепления.

Как известно, полная управляемость электропривода обеспечивается, если обеспечивается управление электромагнитным моментом двигателя. Для этого требуется независимо управлять координатами векторов, входящих в выбранное уравнение электромагнитного момента. Выбор уравнения для построения системы управления играет большую роль, т.к. многие величины, в особенности у короткозамкнутых двигателей, не могут быть измерены. Кроме того, этот выбор существенно влияет на сложность передаточных функций системы, иногда в несколько раз увеличивая порядок уравнений.

Однако при любом выборе общий принцип моделирования и построения системы управления АДКЗ заключается в том, что для этого используется система координат, постоянно ориентированная по направлению какого-либо вектора,

определяющего электромагнитный момент. Тогда проекция этого вектора на другую ось координат и соответствующее ей слагаемое в выражении для электромагнитного момента будут равны нулю, и формально оно принимает вид, идентичный выражению для электромагнитного момента двигателя постоянного тока, который пропорционален по величине току якоря и основному магнитному потоку. Выбор вектора, по направлению которого ориентируется координатная система, произволен и определяется только простотой и возможностью реализации модели АДКЗ.

Трехфазно-двухфазное преобразование

Принимая во внимание, что большинство машин переменного тока выпускаются трехфазными, возникает настоятельная необходимость в правилах преобразования их к двухфазным, которые положены в основу теории обобщенной электрической машины. Кроме того, в процессе векторного управления асинхронными двигателями осуществляются не только подобные преобразования, но переход от двухфазной машины к трехфазной.

Рассмотрим симметричную систему трехфазных обмоток статора (или ротора) асинхронного двигателя. Все обмотки совершенно одинаковы по своим параметрам, но сдвинуты в пространстве на угол 120° . Обмотки статора питаются трехфазной системой токов, сдвинутых по фазе на 120° .

Необходимо определить общий принцип подобных преобразований при переходе от трехфазной системы к ортогональной двухфазной, свойственной для обобщенной электрической машины.

В случае преобразования параметров из симметричной трехфазной системы в двухфазную целесообразно представлять эти параметры в векторной форме. Тогда проекции реальных переменных x_{1a} , x_{1b} , x_{1c} на оси α , β позволят получить искомые значения $x_{1\alpha}$, $x_{1\beta}$.

$$x_{1\alpha} = k_c \cdot (x_{1a} - \frac{1}{2} \cdot x_{1b} - \frac{1}{2} \cdot x_{1c}), \quad (4.16)$$

$$x_{1\beta} = k_c \cdot (\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_{1b} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_{1c}), \quad (4.17)$$

где k_c — согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого осуществляется из условия инвариантности мощности.

Для симметричной трехфазной системы после подстановки значений тригонометрических функций преобразованные параметры будут равны

$$x_{1\alpha} = \frac{3}{2} \cdot k_c \cdot x_{1a}, \quad x_{1\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_c \cdot (x_{1b} - x_{1c}). \quad (4.18)$$

Переменные x_{2d} , x_{2q} для роторной цепи машины определяются аналогично по (4.16) и (4.17) при соответствующей замене индексов.

Согласующий коэффициент k_c определим из условия инвариантности мощности при преобразовании переменных, выразив суммарную мгновенную мощность, потребляемую обмотками статора трёхфазной электрической машины, через переменные эквивалентной двухфазной электрической машины:

$$u_{1a} \cdot i_{1a} + u_{1b} \cdot i_{1b} + u_{1c} \cdot i_{1c} = u_{1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + u_{1\beta} \cdot i_{1\beta} \quad (4.19)$$

Подставив в уравнение (4.19) значения параметров согласно (4.18) получим, что для выполнения условия инвариантности мощности согласующий коэффициент имеет значение $k_c = \sqrt{2/3}$, а связь между амплитудами переменной двухфазной модели и трёхфазной реальной машины при этом выражается формулами:

$$x_{1\max(2\phi)} = (3/2)k_c \cdot x_{1\max(3\phi)}; \quad (4.20)$$

$$x_{1\max(3\phi)} = k_c x_{1\max(2\phi)} \quad (4.21)$$

Обратное двухфазно-трехфазное преобразование рассмотрим на примере потокосцеплений, достаточно часто используемых в формулах электромеханического преобразования, осуществляемого с помощью изображающего вектора, основанного на мгновенных значениях фазных потокосцеплений, согласно (4.22):

$$\begin{aligned} \psi_A(t) &= \psi_m \cos \omega t; \\ \psi_B(t) &= \psi_m \cos(\omega t - (2/3)\pi) = - (1/2) \psi_m \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \psi_m \sin \omega t; \\ \psi_C(t) &= \psi_m \cos(\omega t + (2/3)\pi) = - (1/2) \psi_m \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \psi_m \sin \omega t. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Формулы (4.22) описывают изменение фазных потокосцеплений во времени, но не в пространстве. В пространственной векторной диаграмме потокосцепление каждой обмотки представляется вектором, направленным по её оси. Найдем проекции векторов фазных потокосцеплений на оси α и β в произвольный момент времени.

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= \psi_A - \cos \frac{\pi}{3} (\psi_B - \psi_C) = \psi_A - \frac{1}{2} (\psi_B + \psi_C), \\ \psi_\beta &= \cos \frac{\pi}{6} (\psi_B - \psi_C) = \frac{\sqrt{3}}{2} (\psi_B - \psi_C). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Формулы (4.23) и представляют собой трехфазно-двухфазное преобразование, позволяющее реальный трехфазный асинхронный электродвигатель заменить эквивалентной системой двух ортогональных обмоток с потокосцеплениями ψ_α и ψ_β . Подставляя мгновенные значения потокосцеплений (4.22) в систему (4.23), получим

$$\psi_\alpha = \frac{3}{2} \psi_m \cos \omega t, \quad \psi_\beta = \frac{3}{2} \psi_m \sin \omega t.$$

Найдем результирующий пространственный вектор, представляющий собой векторную сумму потокоцеплений Ψ_α и Ψ_β

$$\Psi_\Sigma = \Psi_\alpha + j \Psi_\beta$$

Модуль результирующего вектора равен

$$|\Psi_\Sigma| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} = 3\Psi_m/2, \quad (4.24)$$

его аргумент равен $\varphi = \Omega \cdot t$.

В двухполюсной обобщенной машине при числе пар полюсов, равном единице ($p_n=1$) угловая скорость Ω результирующего вектора Ψ_Σ численно равна угловой частоте переменного тока. В реальной многополюсной машине поле вращается медленнее и $\Omega = \omega/p_n$, что необходимо учитывать при расчете реальных характеристик электродвигателя.

Результирующий вектор однозначно определяет потокоцепления в каждой обмотке статора (в этом случае его называют *изображающим вектором*), при этом в 1,5 раза превышает амплитудное значение потокоцепления отдельных фаз. Это означает, что в двухфазной эквивалентной модели потокоцепление каждой фазы следует увеличить также в 1,5 раза по сравнению с потокоцеплениями трехфазного электродвигателя.

Если необходимо от эквивалентной системы обмоток и потокоцеплений перейти к реальной, то достаточно спроектировать результирующий (изображающий) вектор на оси обмоток А, В и С.

Обратное двухфазно-трехфазное преобразование осуществляется с помощью изображающего вектора по (4.22). Изображающий вектор равен амплитуде фазных потокоцеплений $|\Psi| = \Psi_m$, а его проекции на оси обмоток будут равны мгновенным значениям этих потокоцеплений. В трехфазной системе изображающий вектор совпадает с результирующим по направлению, но отличается от него по

величине. Результирующий и изображающий векторы отличаются по модулю $\Psi_{\Sigma} = 1,5\Psi$.

В некоторых случаях необходимо определить значения фазных потокосцеплений по проекциям изображающего вектора на ортогональные оси координат:

$$\Psi_{\alpha} = \Psi_m \cos \omega t; \quad \Psi_{\beta} = \Psi_m \sin \omega t.$$

где Ψ_m - модуль изображающего вектора.

Подставляя эти значения и учитывая, что изображающий вектор равен амплитуде фазного потокосцепления, получим

$$\Psi_A = \Psi_{\alpha}; \quad \Psi_B = -\frac{1}{2}\Psi_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\beta}; \quad \Psi_C = -\frac{1}{2}\Psi_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\beta}. \quad (4.25)$$

Формулы (4.25) представляют собой обратное двухфазно-трехфазное преобразование вектора потокосцепления.

Все сказанное относительно результирующего и изображающего вектора потокосцепления может быть распространено и на другие векторы трехфазной системы (векторы тока, ЭДС, напряжения). Формулы, приведенные в этом разделе с точностью до обозначений, справедливы для всех этих векторов.

Анализ уравнений движения обобщенной электрической машины

Уравнения электромеханического преобразования энергии представляют собой систему из пяти уравнений и дают ценные сведения относительно влияния параметров в процессе преобразования. Уравнения электромеханического преобразования энергии не имеют решения, если любой из параметров, входящих в уравнения, равен нулю или бесконечности. Если активные или индуктивные сопротивления равны бесконечности, то токи равны нулю и машина не развивает электромагнитного момента $M_{эм}$. При моменте инер-

ции $J = \infty$ электропривод (ЭП) разгоняется бесконечно долго. При $J = 0$ машина не может достигнуть установившейся скорости, так как ротор реагирует на все изменения произведений токов, создающих момент, и непрерывно реверсируется. При равенстве взаимной индуктивности нулю магнитная связь между обмотками отсутствует и $M_{эм} = 0$. Если в контурах, где замыкаются токи, отсутствует активное сопротивление, устройство работает как накопитель энергии. Постоянные времени равны бесконечности, между токами нет сдвига по фазе и $M_{эм} = 0$.

В уравнениях движения обобщенной машины пять независимых переменных (четыре напряжения и статический момент M_c) и пять зависимых переменных (токи в четырех обмотках и частота вращения). Коэффициенты перед зависимыми переменными (активные сопротивления, индуктивности, взаимные индуктивности и момент инерции) называются параметрами электропривода и могут быть постоянными, периодическими и нелинейными.

Эти пять уравнений образуют довольно сложную систему нелинейных дифференциальных уравнений. Нелинейность уравнений связана с наличием произведений независимых переменных или их функций. В уравнении электрического равновесия произведения образованы функцией тока, умноженной на некоторую функцию угла φ . Если угол φ перемещения вала является функцией времени, то уравнения электрического равновесия становятся линейными дифференциальными уравнениями с коэффициентами, зависящими от времени.

Электромагнитный момент $M_{эм}$ создается токами, проходящими в обмотках статора и ротора, и равен произведению токов во всех четырех обмотках, при этом необходим сдвиг по фазе между токами статора и ротора. Если в роторе и статоре обобщенной машины проходят только активные составляющие переменного тока, то электромагнитный момент $M_{эм}$ равен нулю, так как отсутствует связь между обмотками, существующая благодаря реактивным токам, создающим маг-

нитное поле. Уравнение момента может быть упрощено при различных ограничениях, накладываемых на токи. Подобная методика изучения обобщенной электрической машины при различных допущениях является особенно полезной при определении ряда важных ее характеристик.

И подводя итоги математического описания процессов преобразования энергии в обобщенной электрической машине, можно заключить, что наличие в нём нелинейных дифференциальных уравнений, снижает практическую ценность полученного математического описания, сводя к минимуму преимущества обобщённой машины. Со всей очевидностью встаёт вопрос об упорядочении его путём линейных преобразований исходной системы уравнений. Наиболее рациональными в этом случае являются координатные преобразования исходных уравнений, которые достигаются путём замены действительных переменных новыми при условии сохранения адекватности математического описания физическому объекту. Последнее возможно в случае преобразования уравнений при соблюдении требования инвариантности мощности, с учетом непрерывного преобразования энергии, к числу которых относится создание электрической машиной среднего момента.

4.3. Координатные преобразования уравнений обобщенной электрической машины

Прежде чем непосредственно осуществлять координатные преобразования исходных уравнений обобщённой машины, рассмотрим общие правила координатных преобразований. Отметим, что неподвижные оси координат, связанные с обмотками статора, в дальнейшем будем обозначать α (фаза a) и β (фаза b), а оси координат, вращающиеся относительно неподвижных $\alpha\beta$ и связанные с обмотками ротора, обозначим d (фаза a) и q (фаза b), как это показано на рис. 4.5.

параметры реального объекта приводятся к новой системе координат, например, U, V (рис.4.6), и обратное, когда параметры объекта из системы координат U, V приводятся к исходной системе $\alpha\beta - dq$.

Рассмотрим прямое преобразование координат на примере вектора X^s с проекциями на оси α и β соответственно X_α^s, X_β^s . Отрезки X_α^s, X_β^s проецируем на оси U и V . На рис.4.6 показаны проекции X_α^s на ось U (X_U^s) и ось V (X_V^s).

Аналогичные процедуры выполняются относительно отрезка X_β^s .

Прямое преобразование координат параметров обобщенной машины к осям U, V даёт следующие выражения для статора:

$$\begin{aligned} X_u^s &= X_\alpha^s \cdot \cos\omega_k t + X_\beta^s \cdot \sin\omega_k t. \\ X_v^s &= -X_\alpha^s \sin\omega_k t + X_\beta^s \cos\omega_k t. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Для параметров ротора прямое преобразование:

$$\begin{aligned} X_u^r &= X_d^r \cos(\omega_k - \omega_{эл})t + X_q^r \sin(\omega_k - \omega_{эл})t. \\ X_v^r &= -X_d^r \sin(\omega_k - \omega_{эл})t + X_q^r \cos(\omega_k - \omega_{эл})t \end{aligned} \quad (4.27)$$

В случае обратного преобразования координат для параметров статора можно записать, как это следует из рис.4.6:

$$\begin{aligned} X_\alpha^s &= X_u^s \cos\omega_k t - X_v^s \sin\omega_k t; \\ X_\beta^s &= X_u^s \sin\omega_k t + X_v^s \cos\omega_k t. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Для параметров ротора обратное преобразование координат:

$$X_d^r = X_u^r \cos(\omega_k - \omega_{эл})t - X_v^r \sin(\omega_k - \omega_{эл})t.$$

$$X_q^r = X_u^r \sin(\omega_k - \omega_{эл})t + X_v^r \cos(\omega_k - \omega_{эл})t \quad (4.29)$$

Приведение параметров обмоток статора и ротора из системы $\alpha\beta$ — dq к системе координат U,V можно интерпретировать как размещение по две обмотки на каждой оси U и V (рис.4.7).

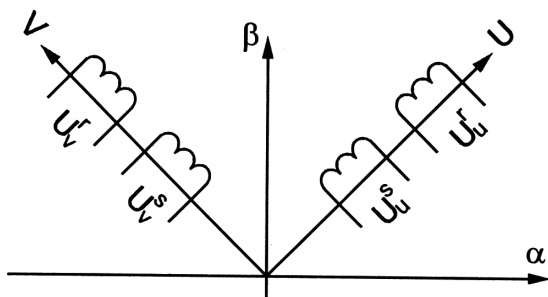


Рис. 4.7. Интерпретация прямого преобразования координат к осям U,V

Выведенные уравнения применяют для приведения параметров обмоток статора и ротора к новой системе координат или переходу от неё к исходной системе координат.

Рассмотрим правила преобразования координат к уравнениям обобщенной электрической машины на примере обратного преобразования координат.

Напомним, что в исходной системе координат $\alpha\beta$ — dq для создания кругового поля требуется соблюдение таких условий, как:

- 1) сдвиг статора в пространстве на электрический угол 90 градусов;
- 2) сдвиг токов в обмотках статора по времени на угол 90 градусов;
- 3) равенство магнитодвижущих сил обмоток.

Реализация второго условия возможна, когда напряжения $U_{\alpha}^S, U_{\beta}^S$ изменяются по зависимостям, представленным на рис. 4.8:

$$U_{\alpha}^S = -U_m^S \sin(\omega_{0эл} t), \quad U_{\beta}^S = U_m^S \cos(\omega_{0эл} t).$$

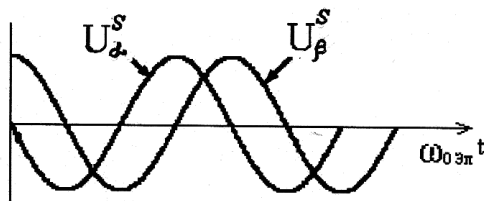


Рис. 4.8. Графики напряжений в обмотках статора обобщенной электрической машины

Для обмоток ротора напряжения в системе координат $\alpha\beta - dq$ имеют вид (с учетом сдвига по фазе напряжений статорных и роторных обмоток):

$$U_d^r = U_m^r \cos(\omega_{0эл} - \omega_{эл})t; \quad U_q^r = U_m^r \sin(\omega_{0эл} - \omega_{эл})t.$$

Аргумент $(\omega_{0эл} - \omega_{эл})t$ обусловлен требованием непрерывного преобразования энергии в ОЭМ, согласно которому разность частот токов статора и ротора должна равняться скорости ротора относительно статора в электрических пространственных радианах в секунду.

Действительно, разность скоростей

$$\omega_{0эл} - \omega_{эл} = \omega_{0эл} - \omega_{0эл}(1 - S) = \omega_{0эл}S = 2\pi f^S S = 2\pi f^r,$$

а поскольку

$$\omega_{0эл} - \omega_{эл} = 2\pi f^r, \quad \text{то} \quad 2\pi f^S - 2\pi f^r = 2\pi(f^S - f^r) = \omega_{эл},$$

то напряжение на обмотке статора U_{α}^S согласно правилу обратного преобразования можно представить как

$$U_{\alpha}^S = U_u^S \cos \omega_k t - U_v^S \sin \omega_k t = R_{\alpha}^S i_{\alpha}^S + p \Psi_{\alpha}^S. \quad (4.30)$$

В уравнении 4.30 ток i_{α}^S следует также выразить через токи i_u^S и i_v^S

$$i_{\alpha}^S = i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t. \quad (4.31)$$

Потокосцепление Ψ_{α}^S по аналогии с 4.30 можно записать

$$\Psi_{\alpha}^S = \Psi_u^S \cos \omega_k t - \Psi_v^S \sin \omega_k t. \quad (4.32)$$

После подстановки значений i_{α}^S (4.31), Ψ_{α}^S (4.32) в уравнение (4.30) получим выражение

$$U_{\alpha}^S = R_{\alpha}^S (i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t) + p (\Psi_u^S \cos \omega_k t - \Psi_v^S \sin \omega_k t). \quad (4.33)$$

В уравнении (4.33) от второго слагаемого возьмем производную и подставим её в уравнение (4.33). В результате получим уравнение, описывающее напряжение U_{α}^S ,

$$U_{\alpha}^S = R_{\alpha}^S (i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t) + (\cos \omega_k t \cdot p \Psi_u^S - \sin \omega_k t \cdot p \Psi_v^S) - \omega_k (\Psi_u^S \sin \omega_k t + \Psi_v^S \cos \omega_k t). \quad (4.34)$$

Подобные координатные преобразования выполним по отношению к напряжению U_{β}^S

$$\begin{aligned}
U_{\beta}^s &= U_u^s \sin \omega_k t + U_v^s \cos \omega_k t = R_{\beta}^s i_{\beta}^s + p \Psi_{\beta}^s = \\
&= R_{\beta}^s (i_u^s \sin \omega_k t + i_v^s \cos \omega_k t) + (\sin \omega_k t \cdot p \Psi_u^s + \cos \omega_k t \cdot p \Psi_v^s) + \\
&\quad + \omega_k (\Psi_u^s \cos \omega_k t - \Psi_v^s \sin \omega_k t).
\end{aligned} \tag{4.35}$$

Дальнейшее преобразование сводится к умножению уравнения (4.34) на $\cos \omega_k t$ и уравнения (4.35) на $\sin \omega_k t$ с последующим их суммированием

$$\begin{aligned}
U_{\alpha}^s \cdot \cos \omega_k t + U_{\beta}^s \cdot \sin \omega_k t &= R_{\alpha}^s (i_u^s \cos^2 \omega_k t - i_v^s \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t) + \\
&+ (\cos^2 \omega_k t \cdot p \Psi_u^s - \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t \cdot p \Psi_v^s) - \omega_k (\Psi_u^s \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t + \\
&\quad + \Psi_v^s \cos^2 \omega_k t) + R_{\beta}^s (i_u^s \sin^2 \omega_k t + i_v^s \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t) + \\
&+ (\sin^2 \omega_k t \cdot p \Psi_u^s + \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t \cdot p \Psi_v^s) + \omega_k (\Psi_u^s \sin \omega_k t \cdot \cos \omega_k t - \\
&\quad - \Psi_v^s \sin^2 \omega_k t) = R_{\alpha}^s i_u^s + p \Psi_u^s - \omega_k \Psi_v^s.
\end{aligned} \tag{4.36}$$

В выражении (4.36) принято, что $R_{\alpha}^s = R_{\beta}^s$, поскольку обмотки одинаковые.

Сравнивая левую часть выражения (4.36) с уравнением прямого преобразования координат, можно отметить, что оно соответствует напряжению U_u^S , записанному в осях α, β

$$U_u^s = U_{\alpha}^s \cos \omega_k t + U_{\beta}^s \sin \omega_k t.$$

Следовательно, уравнение (4.36) можно представить в виде

$$U_u^s = R_{\alpha}^s i_u^s + p \Psi_u^s - \omega_k \Psi_v^s.$$

Применяя правила обратных координатных преобразова-

ний к напряжениям U_β^S , U_d^r , U_q^r , можно вывести уравнения для U_v^S , U_u^r , U_v^r , как это было выполнено для U_u^S :

$$\begin{aligned}U_v^S &= R_\beta^S i_v^S + p \Psi_v^S + \Psi_u^S \omega_k, \\U_u^r &= R_d^S i_u^r + p \Psi_u^S - \Psi_v^r (\omega_k - \omega_{эл}), \\U_v^r &= R_q^r i_v^r + p \Psi_v^r + \Psi_u^r (\omega_k - \omega_{эл}).\end{aligned}$$

Выразим потокосцепления через параметры машины и токи в её обмотках. Например, потокосцепление для фазы 'а' статора

$$\Psi_\alpha^S = [(L_\mu^S + L_{\mu 2}^S) i_\alpha^S + (L_\mu^{sr} + L_{\mu 2}^{sr}) i_d^r \cos \omega_{эл} t - (L_\mu^{sr} + L_{\mu 2}^{sr}) i_q^r \sin \omega_{эл} t].$$

Применим к Ψ_α^S обратное координатное преобразование:

$$\begin{aligned}\Psi_\alpha^S &= \Psi_u^S \cos \omega_k t - \Psi_v^S \sin \omega_k t, \\i_\alpha^S &= i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t, \\i_d^r &= i_u^r \cos(\omega_k - \omega_{эл}) t - i_v^r \sin(\omega_k - \omega_{эл}) t, \\i_q^r &= i_u^r \sin(\omega_k - \omega_{эл}) t + i_v^r \cos(\omega_k - \omega_{эл}) t.\end{aligned}$$

Подставим значения токов i_α^S , i_d^r , i_q^r в уравнение потокосцепления Ψ_α^S и выполним преобразование для каждого слагаемого:

$$\begin{aligned}\Psi_\alpha^S &= (L_\mu^S + L_{\mu 2}^S)(i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t) + \\&+ (L_\mu^{sr} + L_{\mu 2}^{sr}) \cos \omega_{эл} t \cdot [i_u^r \cos(\omega_k - \omega_{эл}) t - i_v^r \sin(\omega_k - \omega_{эл}) t] - \\&- (L_\mu^{sr} + L_{\mu 2}^{sr}) \sin \omega_{эл} t \cdot [i_u^r \sin(\omega_k - \omega_{эл}) t + i_v^r \cos(\omega_k - \omega_{эл}) t].\end{aligned}$$

После преобразований уравнение потокосцепления Ψ_a^S в итоге предстанет как

$$\Psi_a^S = (L_\mu^S + L_{\mu 2}^S)(i_u^S \cos \omega_k t - i_v^S \sin \omega_k t) + (L_\mu^{Sr} + L_{\mu 2}^{Sr})(i_u^r \cos \omega_k t - i_v^r \sin \omega_k t).$$

Для потокосцепления Ψ_β^S в результате координатных преобразований получим уравнение

$$\Psi_\beta^S = (L_\mu^S - L_{\mu 2}^S)(i_u^S \sin \omega_k t + i_v^S \cos \omega_k t) + (L_\mu^{Sr} - L_{\mu 2}^{Sr}) \times \\ \times (i_u^r \sin \omega_k t + i_v^r \cos \omega_k t).$$

После аналогичных преобразований с потокосцеплениями и, применив правила обратного преобразования по отношению к напряжению U_α^S , в конечном итоге получим выражение для напряжения на обмотке статора по оси U

$$U_u^S = R_\alpha^S i_u^S + p \Psi_u^S - \omega_k \Psi_v^S. \quad (4.37)$$

Применяя правила обратных координатных преобразований к напряжениям U_β^S , U_d^r, U_q^r , можно вывести уравнения для U_V^S, U_U^r и U_U^r , как это было выполнено для U_U^S .

$$U_v^S = R_\beta^S i_v^S + p \Psi_v^S + \Psi_u^S \omega_k. \quad (4.38)$$

$$U_u^r = R_d^S i_u^r + p \Psi_u^S - \Psi_v^r (\omega_k - \omega_{эл}). \quad (4.39)$$

$$U_v^r = R_q^r i_v^r + p \Psi_v^r + \Psi_u^r \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \quad (4.40)$$

В результате получим, что электромагнитный момент обобщенной электрической машины будет равен

$$\begin{aligned}
M &= n(\Psi_u^s \cdot i_v^s - \Psi_v^s \cdot i_u^s) = n(\Psi_v^r \cdot i_u^r - \Psi_u^r \cdot i_v^r) = \\
&= n \cdot \frac{L_\mu^{sr}(\Psi_v^s \cdot \Psi_u^r - \Psi_u^s \cdot \Psi_v^r)}{(L_\mu^s \cdot L_\mu^r - L_\mu^{sr} \cdot L_\mu^{sr})}.
\end{aligned} \tag{4.41}$$

В формуле электромагнитного момента параметр n обозначает число периодов пространственно распределенного токового слоя в модели обобщенной электрической машины, равное числу пар полюсов p_n машины (см. рис. 4.2).

Уравнения электрического равновесия для U_u^s, U_v^s и U_u^r, U_v^r и электромагнитного момента M в осях U, V не имеют периодической составляющей, обусловленной вращением осей d и q со скоростью $\omega_{эл}$ или осей U, V со скоростью ω_k . В уравнениях электрического равновесия в осях U, V появились члены, зависящие от угловых скоростей $\omega_{эл}$ и ω_k , которые определяют наведённую в обмотках электродвижущую силу при вращении координатных систем относительно осей статора α, β .

Возможность вращения осей U, V с произвольной скоростью ω_k позволяет выявить её влияние на уравнения электро-механического преобразования энергии с целью их линеаризации. Проанализируем влияние отдельных значений скорости ω_k на вид уравнений электрического равновесия в осях U, V .

Если вращать координатные оси со скоростью $\omega_k = 0$, что равносильно приведению параметров к осям α, β , то уравнения электрического равновесия для обмоток машины можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
U_u^s &= R_u^s \cdot i_u^s + p\Psi_u^s; \\
U_v^s &= R_v^s \cdot i_v^s + p\Psi_v^s; \\
U_u^r &= R_u^r \cdot i_u^r + p\Psi_u^r + \Psi_v^r \cdot \omega_{эл}; \\
U_v^r &= R_v^r \cdot i_v^r + p\Psi_v^r - \Psi_u^r \cdot \omega_{эл}.
\end{aligned}$$

Как и следовало ожидать, в уравнениях $U_u^s U_v^s$ пропадают члены, характеризующие ЭДС, наведённую потокосцеплениями Ψ_u^s, Ψ_v^s , так как они остаются неподвижными в системе координатных осей α, β .

Дальнейший анализ уравнений электрического равновесия показывает, что в случае вращения осей U, V со скоростью $\omega_k = 0$ токи в обмотках имеют одинаковую частоту, равную частоте тока статора, а то, что ротор реальной машины вращается, в уравнениях напряжений U_v^r и U_u^r учитывается наличием ЭДС, наведенной в обмотках ротора от потокосцеплений Ψ_v^r и Ψ_u^r . Приведение к неподвижным осям α, β равносильно проецированию напряжений и токов ротора на оси статора, как это показано на рис. 4.9.

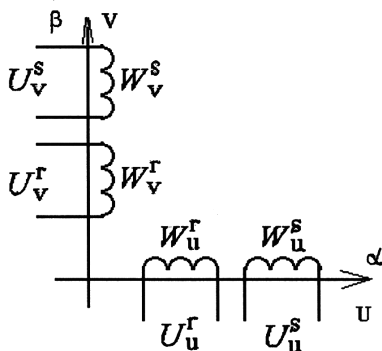


Рис.4.9. Схема обобщенной электрической машины в осях U, V при $\omega_k=0$

Электромагнитный момент обобщенной электрической машины с равномерным воздушным зазором, выраженный через токи или потокосцепления в осях U, V , не имеет значения угловой скорости ω_k , поскольку в этих координатных осях обмотки неподвижны относительно друг друга, поэтому при $\omega_k=0$ будет также выражаться уравнением (4.41).

При вращении осей U, V со скоростью $\omega_k = \omega_{эл}$, что соответствует преобразованиям переменных к осям d, q , которые жёстко связаны с осями ротора, уравнения электрического равновесия предстанут в ином виде:

$$U_u^S = R_u^S \cdot i_u^S + p\Psi_u^S + \Psi_v^S \cdot \omega_{эл},$$

$$U_v^S = R_v^S \cdot i_v^S + p\Psi_v^S - \Psi_u^S \cdot \omega_{эл},$$

$$U_u^r = R_u^r \cdot i_u^r + p\Psi_u^r,$$

$$U_v^r = R_v^r \cdot i_v^r + p\Psi_v^r.$$

Отсутствие ЭДС, наведённой в обмотках ротора, обусловлено тем, что потокосцепления Ψ_u^r и Ψ_v^r связаны с обмотками ротора, неподвижными относительно осей d и q , а токи в обмотках статора i_v^S, i_u^S , входящие в формулы потокосцеплений Ψ_u^r и Ψ_v^r , имеют одинаковую с токами ротора частоту, равную $\omega_r = \omega_{0эл} - \omega_{эл}$.

Электромагнитный момент электрической машины с приведёнными параметрами к осям U, V , вращающимся со скоростью $\omega_k = \omega_{эл}$, рассчитывается по формуле (4.41).

На рис. 4.10 показана схема обобщённой электрической машины с приведёнными параметрами к осям U, V , вращающимся со скоростью $\omega_k = \omega_{эл}$.

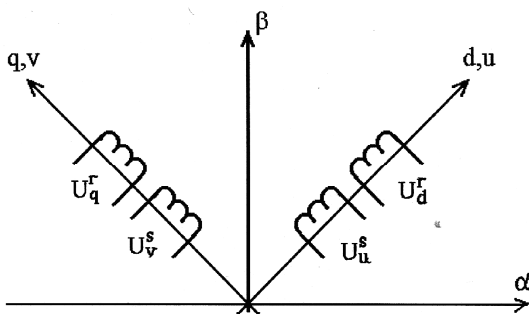


Рис. 4.10. Схема обобщенной электрической машины в осях U, V при $\omega_k = \omega_{эл}$

Осуществим координатные преобразования к осям U, V при скорости вращения координатной системы $\omega_k = \omega_{0эл}$.

Для случая, когда $\omega_k = \omega_{0эл}$, то есть оси U, V вращаются с синхронной скоростью, уравнения электрического равновесия имеют вид:

$$U_u^s = R_u^s \cdot i_u^s + p\Psi_u^s + \Psi_v^s \cdot \omega_{0эл}; \quad (4.42)$$

$$U_v^s = R_v^s \cdot i_v^s + p\Psi_v^s + \Psi_u^s \cdot \omega_{0эл}; \quad (4.43)$$

$$U_u^r = R_u^r \cdot i_u^r + p\Psi_u^r - \Psi_v^r \cdot (\omega_{0эл} - \omega_{эл}); \quad (4.44)$$

$$U_v^r = R_v^r \cdot i_v^r + p\Psi_v^r - \Psi_u^r \cdot (\omega_{0эл} - \omega_{эл}). \quad (4.45)$$

Систему координат U, V , вращающуюся с синхронной скоростью часто обозначают через X, Y .

При сохранении начальных условий питания обмоток обобщенной машины получим, что напряжения на обмотках машины в системе координат U, V при вращении со скоростью $\omega_k = \omega_{0эл}$ напряжения, приложенные к обмоткам равны:

$$\begin{aligned} U_U^s &= 0; \\ U_V^s &= U_m^s; \\ U_U^r &= U_m^r; \\ U_V^r &= 0. \end{aligned}$$

Из полученных результатов следует, что к обмотке W_U^r (рис. 4.11) приложено напряжение постоянного тока, вторая обмотка W_V^r оказывается обесточенной. Поскольку обмотки W_U^s и W_V^r оказались обесточенными, то токи в этих обмотках i_U^s и i_V^r равны нулю. Тогда электромагнитный момент вращения машины будет равен

$$\begin{aligned}
 M &= n \cdot [\Psi_U^S \cdot i_V^S - \Psi_V^S \cdot i_U^S] = n \cdot \Psi_U^S \cdot i_V^S = \\
 &= n \cdot [L_\mu^S \cdot i_U^S + L_\mu^r \cdot i_U^r] \cdot i_V^S = L_\mu^{Sr} \cdot i_U^r \cdot i_V^S.
 \end{aligned}
 \quad (4.46)$$

Схема обобщенной электрической машины в осях U, V при $\omega_k = \omega_{0эл}$ приведена на рис. 4.11.

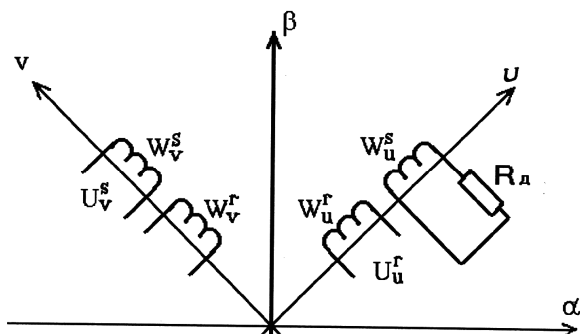


Рис. 4.11. Схема обобщенной электрической машины в осях U, V при $\omega_k = \omega_{0эл}$

Анализ этих уравнений свидетельствует о том, что они соответствуют уравнениям электрического равновесия и момента двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ). Обмотка W_V^S , расположенная на статоре, аналогична обмотке возбуждения (вспомним рис. 4.4).

$$U_V^S = U_B, \quad i_V^S = i_B, \quad R_V^S = R_B, \quad L_\mu^S = L_B.$$

Обмотка W_U^r , вращающаяся в системе α, β , и d, q со скоростью $\omega_{эл}$, будучи приведенной к осям U, V, вращающимся со скоростью $\omega_k = \omega_{0эл}$, представляет собой обмотку якоря, где

$$U_V^r = U_{я};$$

$$\begin{aligned}i_U^r &= i_{\text{я}} ; \\ R_U &= R_{\text{я}} ; \\ L_{\mu}^r &= L_{\text{я}} ; \\ L_{\mu}^{Sr} &= L_{12} .\end{aligned}$$

Тогда уравнения электрического равновесия примут следующий вид:

$$\begin{aligned}U_{\text{в}} &= U_{\text{в}}^s = i_{\text{в}} \cdot R_{\text{в}} + L_{\text{в}} \frac{di_{\text{в}}}{dt} . \\ U_{\text{я}} &= U_{\text{я}}^r = i_{\text{я}} \cdot R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + L_{12} \cdot i_{\text{в}} \omega_{\text{эл}} .\end{aligned}$$

В уравнениях *первые члены* выражают падение напряжения на активных сопротивлениях обмоток, *вторые* - ЭДС самоиндукции обмоток и *третий член* отражает ЭДС, наведенную в обмотке якоря при его вращении со скоростью $\omega_{\text{эл}}$ в магнитном поле, создаваемом током $i_{\text{в}}$.

Электромагнитный момент двигателя определяется по выражению

$$M = p_{\text{п}} [\Psi_{1\text{u}} i_{1\text{v}} - \Psi_{1\text{v}} i_{1\text{u}}] = p_{\text{п}} [L_{12} i_{\text{в}} i_{\text{я}}] = p_{\text{п}} L_{12} i_{\text{в}} i_{\text{я}} .$$

Если необходимо учесть влияние вихревых токов, что свойственно для двигателей большой мощности, то для этих целей можно задействовать обмотку W_U^S , замкнув последнюю на добавочное сопротивление $R_{\text{д}}$, как это показано на рис. 4.11. Применяющиеся в двигателе обмотка дополнительных полюсов и компенсационная обмотка имеют вспомогательное значение и учитываются в уравнении электрического равновесия якоря своими параметрами (активным сопротивлением и индуктивностями обмоток).

Таким образом, из обобщенной электрической машины в координатной системе U, V при вращении её со скоростью $\omega_{\text{к}} = \omega_{\text{эл}}$ и принятых начальных условиях:

$$U_{\alpha}^s = -U_m^s \cdot \sin \omega_{\text{эл}} t, \quad U_{\beta}^s = U_m^s \cdot \cos \omega_{\text{эл}} t,$$

$$U_d^r = U_m^r \cdot \cos(\omega_{\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})t, \quad U_q^r = U_m^r \sin(\omega_{\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})t,$$

получена модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

В результате координатных преобразований уравнений обобщенной электрической машины, представленной в исходной координатной системе $(\alpha, \beta) - (d, q)$ и питании обмоток статора напряжением с частотой тока, равной $\omega_{\text{эл}}$, а обмоток ротора с частотой тока, равной $(\omega_{\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})$, было установлено, что периодические коэффициенты в уравнениях электрического равновесия исчезают только при вращении координатных осей U, V , когда периодическая составляющая меняется со скоростью $\omega_k = \omega_{\text{эл}}$.

Однако моделью ДПТ НВ не ограничиваются возможности координатных преобразований при вращении координатных осей со скоростью $\omega_k = \omega_{\text{эл}}$, в чем можно убедиться при создании условий, аналогичных двухфазной асинхронной машине с короткозамкнутым ротором в осях $(\alpha, \beta) - (d, q)$, у которой на обмотки статора подаются переменные напряжения, с частотой тока $\omega_{\text{эл}}$, а обмотки ротора замкнуты (рис. 4.12).

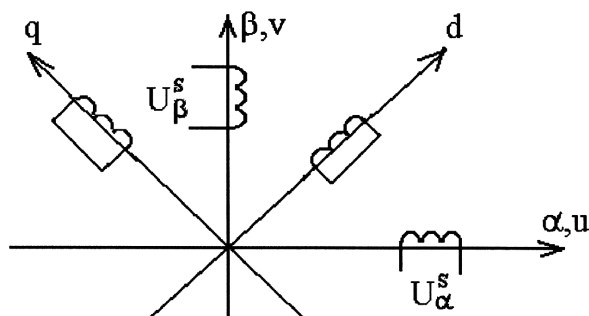


Рис.4.12. Схема двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.

К обмоткам статора следует подвести переменное напряжение с угловой частотой:

$$U_{\alpha}^s = -U_{1\max} \cdot \sin \omega_{\text{эл}} t, \quad (4.47)$$

$$U_{\beta}^s = U_{1\max} \cdot \cos \omega_{\text{эл}} t. \quad (4.48)$$

В обмотках ротора наводится ЭДС с частотой токов $\omega^r = \omega_{\text{эл}} \cdot S$.

Уравнения электрического равновесия для двухфазной асинхронной машины (или обобщенной электрической машины с короткозамкнутыми обмотками ротора) в случае прямого координатного преобразования к осям U, V имеют вид:

$$U_u^s = -U_{1\max} \cdot \sin \omega_{\text{эл}} t \cdot \cos \omega_k t + U_{1\max} \cdot \cos \omega_{\text{эл}} t \cdot \sin \omega_k t, \quad (4.49)$$

$$U_v^s = U_{1\max} \cdot \sin \omega_{\text{эл}} t \cdot \sin \omega_k t + U_{1\max} \cdot \cos \omega_{\text{эл}} t \cdot \cos \omega_k t \quad (4.50)$$

и при вращении осей U, V со скоростью $\omega_k = \omega_{\text{эл}}$ напряжения U_U^s и U_V^s будут равны:

$$U_U^s = 0, \quad U_V^s = U_{1\max}.$$

Отсюда можно заключить, что для принятых условий в результате преобразования уравнений электрического равновесия в осях координат U, V , вращающихся со скоростью $\omega_k = \omega_{\text{эл}}$, получим математическое описание двухфазного асинхронного двигателя, у которого напряжение U_U^s и ток i_U^s равны нулю, а напряжение $U_V^s = U_m^s$. Уравнения электрического равновесия для обмоток ротора в осях U, V примут вид:

$$U_u^r = 0 = R_u^r \cdot i_u^r + p\Psi_u^r - \Psi_v^r \cdot (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \quad (4.51)$$

$$U_v^r = 0 = R_v^r \cdot i_v^r + p\Psi_v^r - \Psi_u^r \cdot (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \quad (4.52)$$

Напомним, что потокосцепления обмоток ротора равны:

$$\Psi_u^r = L_u^r \cdot i_u^r + L_\mu^{sr} \cdot i_u^s; \quad \Psi_v^r = L_v^r \cdot i_v^r + L_\mu^{sr} \cdot i_v^s, \quad (4.53)$$

а с учетом того, что $i_u^s = 0$, потокосцепление $\Psi_u^r = L_u^r \cdot i_u^r$.

После подстановки в уравнения электрического равновесия обмоток ротора при вращения системы осей U, V со скоростью $\omega_k = \omega_{\text{оэл}}$ получим:

$$U_u^r = R_u^r \cdot i_u^r + p\Psi_u^r - \Psi_v^r \cdot (\omega_{\text{оэл}} - \omega_{\text{эл}}), \quad (4.54)$$

$$U_v^r = R_v^r \cdot i_v^r + p\Psi_v^r + \Psi_u^r \cdot (\omega_{\text{оэл}} - \omega_{\text{эл}}). \quad (4.55)$$

Замечаем, что ЭДС вращения имеет частоту $\omega^r = \omega_{\text{оэл}}$ $s = \omega_{\text{оэл}} - \omega_{\text{эл}}$, как это и требуется для создания среднего момента электрической машины, то есть непрерывного преобразования энергии в машине.

Электромагнитный момент обобщенной электрической машины в этом случае равен

$$M = nL_\mu^{sr} \cdot (i_v^s \cdot i_u^r - i_u^s \cdot i_v^r) = nL_\mu^{sr} \cdot i_v^s \cdot i_u^r. \quad (4.56)$$

В установившемся режиме, когда оператор $d/dt=0$, напряжение в обмотках ротора:

$$U_u^r = 0 = R_u^r \cdot i_u^r - (L_v^r \cdot i_v^r + L_\mu^{sr} \cdot i_v^s) \omega_{\text{оэл}}, \quad (4.57)$$

$$U_v^r = 0 = R_v^r \cdot i_v^r + L_u^r \cdot i_u^r \cdot \omega_{\text{оэл}}, \quad (4.58)$$

тогда значения токов в обмотках двигателя по оси V :

$$i_v^r = -\frac{i_u^r \cdot L_u^r \cdot \omega_{\text{оэл}} \cdot s}{R_v^r}; \quad i_v^s = \frac{U_v^s}{R_v^s} = \frac{U_{1\text{max}}}{R_v^s}.$$

Ток в обмотке W_U^r определим, решив уравнение электрического равновесия U_U^r , относительно тока i_U^r

$$i_U^r = \frac{L_\mu^{sr} U_{1\max} \cdot \omega_{\text{эЛ}} \cdot s \cdot R_v^r}{(R_u^r \cdot R_v^r + L_u^r \cdot L_v^r \omega_{\text{эЛ}}^2 \cdot s^2) R_v^r}.$$

После подстановки токов, уравнение электромагнитного момента машины:

$$\begin{aligned} M &= n L_\mu^{sr} \cdot i_v^s \cdot i_u^r = n L_\mu^{sr} \frac{U_{1\max} \cdot L_\mu^{sr} \cdot U_{1\max} \cdot \omega_{\text{эЛ}} \cdot s \cdot R_v^r}{R_v^s (R_u^r \cdot R_v^r + L_u^r \cdot L_v^r \omega_{\text{эЛ}}^2 \cdot s^2) R_v^r} = \\ &= n \frac{(L_\mu^{sr})^2}{(R_v^s)^2} \cdot \frac{U_{1\max}^2 \cdot R_v^s \cdot \omega_{\text{эЛ}} \cdot s}{(R_u^r \cdot R_v^r + L_u^r \cdot L_v^r \omega_{\text{эЛ}}^2 \cdot s^2)}. \end{aligned} \quad (4.59)$$

Поскольку в обобщенной электрической машине:

$$R_u^r = R_v^r = R_2, \quad L_u^r = L_v^r = L_2, \quad L_\mu^{sr} = L_{12}, \quad R_v^s = R_1,$$

то электромагнитный момент можно записать как:

$$\begin{aligned} M &= n \frac{L_{12}^2}{R_1^2} \cdot \frac{U_{1\max}^2 \cdot R_2' \cdot \omega_{\text{эЛ}} \cdot s}{(R_2'^2 + L_2^2 \cdot \omega_{\text{эЛ}}^2 \cdot s^2)} = n \frac{(L_{12}^2)^2}{(R_1^2)^2} \cdot \frac{U_{1\max}^2 \cdot \omega_{\text{эЛ}} \cdot R_2' \cdot \omega_{\text{эЛ}}}{s \cdot [(\frac{R_2'}{s})^2 + (L_2 \omega_{\text{эЛ}})^2] \omega_{\text{эЛ}}} = \\ &= n \frac{X_\mu^2 \cdot R_2'}{R_1^2 \cdot \omega_{\text{эЛ}}} \cdot \frac{R_2'}{[(\frac{R_2'}{s})^2 + X_2'^2] \cdot s}, \end{aligned} \quad (4.60)$$

где $X_\mu = L_{12} \cdot \omega_{\text{эЛ}}$ – реактивное сопротивление контура намагничивания, Ом;

$X_2' = L_2 \cdot \omega_{\text{эЛ}}$ – реактивное сопротивление обмотки ротора, приведённое к обмотке статора, Ом;

R_2' – активное сопротивление обмотки ротора, приведён-

ное к обмотке статора, Ом.

Согласно приведённому математическому описанию асинхронный двухфазный двигатель можно представить схемой обобщённой электрической машины в осях U, V (рис. 4.12), у которой обмотки W_U^r и W_V^r замкнуты ($U_u^r = 0, U_v^r = 0$), на обмотку W_V^s подано постоянное напряжение U_m^s , а вторая обмотка статора W_U^s обесточена ($i_U^s = 0; U_U^s = 0$). Обмотки статора вращаются с синхронной скоростью $\omega_{\text{син}}$, при этом напряжения на обмотках ротора равняются нулю ($U_u^r = 0, U_v^r = 0$). В случае фазного ротора в его обмотки при необходимости включают добавочное сопротивление резисторов.

Подводя итоги координатным преобразованиям, можно отметить, что преимущества математического описания процесса преобразования энергии в обобщенной электрической машине, которые терялись из-за наличия нелинейных дифференциальных уравнений, полностью проявились благодаря координатным преобразованиям исходных уравнений. В основу таких преобразований положен принцип соблюдения требования инвариантности мощности при непрерывном преобразовании энергии с учетом создания электрической машиной среднего момента.

Универсальным средством для реализации этой цели является **применение прямого преобразования координат**, когда параметры реального объекта приводятся к новой системе координат U, V и обратное, когда параметры объекта из системы координат U, V приводятся к исходной системе $(\alpha, \beta) - (d, q)$.

Возможность вращения осей U, V с произвольной скоростью ω_k позволяет линеаризовать исходные уравнения электромеханического преобразования энергии в обобщенной электрической машине, упростить уравнения и применить теорию электромеханического преобразования энергии для математического описания электрических машин:

- когда оси U, V вращаются с синхронной скоростью $\omega_k = \omega_{\text{оэл}}$, из уравнений электрического равновесия следует, что напряжения на обмотках статора $U_U^s = 0$, $U_V^s = U_{1\text{max}}$, а к обмотке ротора W_U^r приложено напряжение постоянного тока $U_U^r = U_m^r$, вторая обмотка W_V^r оказывается обесточенной, то есть уравнения электрического равновесия двухфазной асинхронной машины в случае прямого координатного преобразования к осям U, V , когда обмотки статора вращаются с синхронной скоростью $\omega_{\text{оэл}}$, принимают вид уравнений двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Этим широко пользуются при векторном управлении машиной переменного тока.

Проведённый анализ координатных преобразований показывает, что параметрами напряжения, подаваемого на обмотки обобщенной машины можно варьировать, соблюдая, однако условия непрерывного преобразования энергии. Положительные результаты координатных преобразований исходных уравнений математического описания физических объектов нашли широкое применение при исследовании средствами моделирования современных электротехнических устройств, к числу которых относится современный электропривод.

ГЛАВА 5. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБОБЩЕННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

5.1. Программное обеспечение для моделирования технических объектов

Как известно, качественное моделирование технических объектов с целью исследования их свойств лишь частично зависит от самой вычислительной машины, и определяется также используемым программным обеспечением, для которого характерно многообразие различных программных продуктов, что затрудняет дать однозначные рекомендации по использованию тех или иных программных средств в каждом конкретном случае.

Выбирая программное обеспечение, пригодное для исследования физических процессов в сложных технических объектах, приходится сталкиваться с проблемой его эффективного применения для решения поставленной задачи. Этот вопрос возникает потому, что применяющиеся для этих целей пакеты программ обладают примерно равными возможностями и требуют примерно одинаковые ресурсы компьютера. В настоящее время на рынке программных средств, обеспечивающих проведение учебно-исследовательской и научной работы наблюдается ряд направлений в создании и применении программных систем. Наряду с программными средствами, предназначенными для работы в узкой области науки, существуют мощные программные комплексы, направленные на расчет всего спектра математических моделей различной степени сложности. Среди такого рода программных продуктов следует выделить следующие направления:

- математические пакеты программ, CAE–системы (MatLab, MathCad, Maple, Mathematica);
- пакеты схемотехнического моделирования, CAP–системы (MicroCap, Apple, DesignLab, OrCad, APLAC 7.0, Electronics WorkDench, System View).

Рассмотрим подробнее CAE–системы, представляющие собой математические пакеты программ, патриархом которых можно назвать Derive. Это была DOS-программа с набо-

ром функций, реализующих численные методы и построения графики. В настоящее время к численным методам добавились символьные методы вычислений, которые позволяют решать задачи в аналитическом виде. Все современные САЕ-программы имеют встроенные функции символьных вычислений. В настоящее время разработчики этих математических пакетов стремятся предложить продукт общего назначения. Для этого системы аналитических вычислений оснащаются развитыми средствами визуализации и насыщаются эффективными процедурами численного решения, а вычислительные пакеты дополняются компонентами компьютерной алгебры. В результате MatLab (фирма Math Works Inc.) и MathCAD (фирма MathSoft Inc.) содержат математический аппарат аналитических вычислений, разработанный фирмой Maple Software Inc. для пакета программ Maple. Развитая система команд, удобный интерфейс и широкие возможности позволяют эффективно применять Maple для решения проблем математического моделирования.

Maple состоит из ядра процедур, в высшей степени оптимизированных; библиотеки, написанной на Maple-языке, и интерфейса. Ядро выполняет большинство базисных операций. Библиотека содержит множество команд процедур, выполняемых в режиме интерпретации. Программируя собственные процедуры, пользователь может пополнять ими стандартный набор процедур и, таким образом, расширять возможности пакета программ Maple. Интерфейс Maple в настоящее время разнится в зависимости от используемой техники. Этот интерфейс основан на концепции рабочего поля (worksheet) или документа, содержащего строки ввода, вывода и текст, а также графику. Работа в Maple проходит в режиме сессии (session), когда пользователь вводит предложения (команды, выражения, процедуры и др.), которые воспринимаются Maple. Если ввод предложения завершается разделителем, то в строке под предложением сразу будет отклик: результат исполнения команды или сообщение об ошибке. Разделитель ":" используется для «отложенного» ввода. Нажатие кнопки Enter запускает исполнение предло-

жения. Если введено законченное предложение, то следует выполнение, в противном случае Maple будет ожидать завершения предложения. Обнаружив ошибку, Maple печатает на следующей строке сообщение о ней. По умолчанию результаты сеанса сохраняются в файле с расширением 'ms'. Если задан режим сохранения состояния сеанса (session), то в файле с расширением 'm' будут записаны текущие назначения. Математическое ядро Maple легло в основу системы MatLab, хотя рождение системы MatLab относится к концу 70-х годов двадцатого столетия, когда первая версия этой системы была использована в Университете Нью-Мехико и Старфордском университете для преподавания курса теории матриц, линейной алгебры и численного анализа.

Матрицы, дифференциальные уравнения, массивы данных, графики - это общие объекты и конструкции, используемые в системе MatLab. Именно эта фундаментальная основа обеспечивает программе непревзойденную мощь и доступность. Система MatLab - это одновременно и операционная среда, и язык программирования. Одна из наиболее сильных сторон системы состоит в том, что на языке MatLab могут быть написаны программы для многократного использования. Пользователь может сам написать специализированные функции и программы, которые оформляются в виде М-файлов. По мере увеличения количества созданных программ возникают проблемы их классификации и тогда можно попытаться собрать родственные функции в специальные папки. Это приводит к концепции пакетов прикладных программ (ППП), которые представляют собой коллекции М-файлов для решения определенной задачи или проблемы. В действительности ППП - это нечто большее, чем просто набор полезных функций. Часто это результат работы многих исследователей по всему миру, которые объединяются в зависимости от области применения - теория управления, обработка сигналов, идентификация и т. п. Именно поэтому пакеты прикладных программ - MatLab Application Toolboxes, входящие в состав семейства продуктов MatLab, позволяют находиться на уровне самых современных мировых достижений.

В их числе находится программа Simulink - интерактивная система для имитации динамических объектов, поставляемая фирмой MathWorks вместе с программой MatLab.

Программа Simulink позволяет представить исследуемую динамическую систему при помощи соединенных между собой функциональных блоков, а затем исследовать ее поведение в динамике. При этом могут быть использованы как блоки, входящие в библиотеку блоков пакета Simulink, так и созданные пользователями (имеется возможность обновлять библиотеку благодаря открытости программного кода функций и компонентов MatLab, что является отличительной чертой программы).

Наиболее известные области применения системы MatLab:

- математика и вычисления;
- разработка алгоритмов;
- вычислительный эксперимент и имитационное моделирование;
- анализ данных, исследование и визуализация результатов;
- научная и инженерная графика;
- разработка приложений, включая графический интерфейс пользователя.
- разработка приложений.

Третьим представителем САЕ-систем является MathCad. Условия возникновения MathCad были общими для всех программ такого класса, когда специалистам в области технических наук для выполнения расчетов на персональном компьютере (ПК) необходимо было становиться программистами, порою довольно посредственными. Такая порочная практика стала исчезать лишь после появления интегрированных математических систем для научно-технических расчетов. Современные версии MathCad реализуют удобное и наглядное визуально-ориентированное программирование сложнейших задач. К важным средствам новых версий MathCad относятся: настройка под любой тип печатающих устройств, богатый набор шрифтов, возможность использования всех инструментов Windows, в том числе многооконный интерфейс. В последнюю версию включены эффективные средства оформления документов в цвете, возможность создания анимацион-

ных графиков и звукового сопровождения. Используется также OLE-технология, позволяющая осуществлять перенос объектов из различных приложений. Одним из важных и отличительных свойств MathCad является ее справочная система и в сочетании с возможностью вставки файлов из таких систем как Visio, AutoCAD, Pcad, TurboCad и др. позволяет готовить документы, содержащие, наряду с расчетной частью, высококачественные иллюстрации. Таким образом, анализ возможностей пакета MathCad свидетельствует о том, что MathCad - это по существу мощная математическая САПР, позволяющая готовить на высочайшем полиграфическом уровне любые относящиеся к науке и технике материалы.

Четвертым представителем САЕ-систем можно назвать математический пакет Mathematica, разработанный компанией Wolfram Research Inc., основанной известным математиком и физиком Стефаном Вольфрамом, одним из создателей теории сложных систем. Первая версии программы, появившаяся в 1998 г., стала новым словом в автоматизации математических расчетов. Mathematica отличается охватом широкого круга задач, так как ее разработчики задались целью объединить все известные математические методы, использующиеся для решения научных задач в унифицированном и согласованном виде, включая аналитические и численные расчеты. За основу был взят специально разработанный язык символьного программирования, который способен оперировать очень широким спектром различных объектов с применением небольшого числа базисных конструкций. Несмотря на универсальность в расчетах, программа не приобрела популярности, так как для работы с ней требовалась многолетняя документация. Только после выхода в свет второй версии с множеством подсказок, всплывающих меню и упрощенным интерфейсом программа нашла свое применение. Mathematica является важным инструментом при разработке программного обеспечения, она может быть модернизирована самим пользователем, так как относится к открытым программным продуктам. Умение проводить аналитические расчеты - одно из главных достоинств этой программы, автома-

тизирующей математические расчеты. Mathematica умеет преобразовывать и упрощать алгебраические выражения, дифференцировать и вычислять определенные и неопределенные интегралы, вычислять конечные и бесконечные суммы и произведения, решать алгебраические и дифференциальные уравнения. Появилась возможность задавать область изменения параметров в подынтегральных выражениях, что позволяет интегрировать многие выражения, которые в общем случае не имеют первообразной. Современная версия Mathematica содержит 11 стандартных пакетов, значительно расширяющих функциональные возможности в таких областях как алгебра, аналитические и численные расчеты, дискретная математика. За кажущейся простотой интерфейса скрываются более 700 математических, языковых и других символов. Существует возможность создания гипертекстовых связей. Программа позволяет применять различные стили для оформления документа на экране и вывода его на печать. В отношении графики и звука Mathematica позволяет строить двух- и трехмерные графики различных типов в виде точек и линий на плоскости, поверхностей, а также контурные и градиентные. Входной язык программирования математического пакета Mathematica содержит большое количество конструкций, позволяющих для каждой конкретной задачи выбрать оптимальный метод программирования.

Рассмотренные программы обладают специфическими особенностями, направленными либо в сторону дизайна разрабатываемых проектов, либо в сторону усложнения математического аппарата. Но существуют и общие возможности, которыми обладают рассмотренные математические пакеты программ:

- вычисления любой степени сложности (численные, аналитические);
- научная и инженерная графика;
- вычислительный эксперимент, имитационное моделирование;
- анализ данных, исследование и визуализация результатов;
- визуально-ориентированное программирование.

Это основные возможности, которыми в большей или меньшей степени обладают рассматриваемые пакеты программ.

Перейдем к анализу пакетов схемотехнического моделирования, то есть к САР-системам, предназначенным для схемотехнического моделирования электронных устройств. В отличие от предыдущего пакета программ, САР-системы проводят работу не с математическим описанием напрямую, а работают через визуальное представление математически описываемых объектов.

DesignLab и OrCad предназначены для моделирования электронных схем. Они являются узко специализированными, годятся для решения ограниченного круга задач электромеханики и не позволяют охватить весь спектр вопросов моделирования электромеханических устройств и систем (ЭМУ и С). Поэтому применение таких программ для моделирования ЭМУ и С требует доработки применяемых методик построения имитационных моделей. Суть доработки заключается в том, что сам электромеханический преобразователь представляет собой неоднородную в физическом отношении систему. Поэтому на этапе моделирования необходимо рассматривать электромеханический преобразователь в виде совокупности подсистем: электрической, магнитной и механической. При этом электрическая и магнитная подсистемы представляются в виде эквивалентных электрических. Это базируется на принципе электромагнитных и электромеханических аналогий. Таким образом, виртуальная модель становится однородной и представляет собой электрическую схему замещения. Взаимодействие подсистем устанавливается посредством специального набора элементов, например, в DesignLab или OrCad управляемыми источниками тока и напряжения.

Программа APLAC 7.0 - предназначена для проектирования и моделирования электрических схем и систем во временной и частотной областях. В их состав могут входить как цифровые, так и аналоговые компоненты, в том числе устройства диапазона СВЧ. Выполняются следующие виды расчетов: режим по постоянному току, частотные характеристики, спектральная плотность и коэффициент шума, чувствительность и параметрическая оптимизация, переходные процессы, стати-

стический анализ по методу Монте-Карло. Так же APLAC содержит большое количество библиотек элементов, принципиальных схем и блоков, облегчающих моделирование.

Electronics WorkBench - в отличие от других программ схемотехнического моделирования на экране отображаются измерительные приборы с органами управления, максимально приближенными к реальности. Пользователь освобождается от изучения довольно абстрактных правил составления задания на моделирование. Достаточно на схему поместить двухканальный осциллограф и генератор сигналов - и программа сама сообразит, что нужно анализировать переходные процессы.

System View - программа представляет собой совершенный конструктор, с помощью которого из стандартных «кубиков» строится функциональная схема. Из каталога библиотеки выбирается нужный функциональный модуль, который мышкой переносится на схему, и затем производится автоматический синтез или задание вручную его параметров. После соединения всех функциональных модулей и подключения измерительных устройств, задаются системные параметры и выполняется моделирование.

О возможностях применения программного продукта MicroCap для моделирования электропривода будет рассказано позднее на конкретном примере обобщенной электрической машины.

Рассмотренные пакеты программ, несмотря на то, что каждый обладает своей направленностью, однако имеют общие свойства:

- проектирование систем путем набора компонентов из стандартных библиотек при возможности расширения компонентного ряда;
- построение различной степени сложности характеристик.

Применительно к электроприводу пакеты программ CAP-систем позволяют проанализировать его поведение в различных режимах работы, но по аналогии с CAE-системами обладают весьма сложным интерфейсом. Системы CAE и CAP схожи еще и в том, что позволяют работать со своими моделями только под своей средой программирования, что не всегда удобно.

Для решения задач, целью которых ставится расчет сложных технических систем, к которым относится и автоматизированный электропривод, все рассмотренные пакеты математических программ применимы. Однако возникают некоторые сложности при моделировании электропривода, поэтому требуется собирать новые схемы, объединять их в макромодел и только после этого проводить исследование объекта моделирования и построение его характеристик, что вызывает дополнительные затраты времени. В свою очередь, огромные функциональные возможности данных пакетов для моделирования электроприводов используются явно недостаточно.

Из этого довольно краткого обзора программных продуктов видно, что эффективное их использование возможно лишь при учете особенностей моделируемого объекта и возможностей систем моделирования, особенно при исследовании сложных электромеханических устройств и систем, к числу которых относится автоматизированный электропривод.

Электромеханические системы, как было отмечено выше, содержат в своем составе блоки различной физической природы: электрические, магнитные и механические. Математическое описание их представляет систему нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка. Функциональные связи описываются алгебраическими линейными, нелинейными либо трансцендентными уравнениями. В контурах управления содержатся цифровые переключающие элементы, меняющие либо топологию схемы, либо скачком параметры.

Проектирование и исследование таких систем как асинхронный электропривод с векторным управлением представляет собой достаточно сложную задачу. Действительно, комплексный анализ системы с учетом свойств собственно векторных преобразований, полупроводникового преобразователя, электрической машины и различных датчиков требует проведения серьезных расчетов. В условиях современного развития вычислительной техники решение данной задачи существенно упрощается и во многом сводится к корректному составлению описывающих систему дифференциальных уравнений и определению начальных условий расчета. Расчет на

современной цифровой вычислительной технике характеризуется высокой скоростью и позволяет резко увеличить число проработанных вариантов построения и настройки объекта.

В связи с этим при моделировании электромеханических систем стоят следующие задачи:

- выбор программного продукта и способа имитационного моделирования;
- адаптация математической модели к выбранному программному продукту;
- схмотехническая реализация законов управления;
- оценка сходимости вычислительного процесса (устойчивости модели) и времени расчета.

Ниже будут рассмотрены возможности отдельных представителей систем CAE и CAP для моделирования автоматизированных электроприводов на базе обобщенной электрической машины.

5.2. Применение программы схмотехнического моделирования CAP–системы для моделирования обобщенной электрической машины

Возможность применения программы Micro–Cap V, первоначально предназначенной для расчета радиоэлектронных цепей, для моделирования электропривода обусловлена наличием в нём встроенных компонентов laplace sources (лапласовских источников), которые описываются уравнениями, аналогичными элементам структуры электропривода. К числу наиболее приемлемых компонентов для моделирования структурных схем электропривода следует отнести: лапласовский источник напряжения, управляемый напряжением (LFVofV), моделирующий звено, представленное передаточной функцией в лапласовской форме записи; источник напряжения (VofV), позволяющий моделировать пропорциональный коэффициент передачи (усилительное звено); табличный источник напряжения (NTVofV) описывающий функциональную зависимость посредством кусочно-линейной аппроксимацией; функциональный источник напряжения

(NFV), имитирующий функцию пользователя, которая определяет вид зависимости выходного напряжения от входного. Следует иметь ввиду, что в Micro-Cap V оператор дифференцирования обозначается символом «s».

Лапласовский источник напряжения (LFVofV) запрашивает в качестве параметра управляемый источник напряжения в виде передаточной функции в лапласовской форме записи. При подаче напряжения на вход источника управляющего напряжения на его выходе будет напряжение, равное значению функции, вводимой в строке LAPLACE, в зависимости от величины сигнала на входе. Источник напряжения, управляемый напряжением (VofV), запрашивает коэффициент пропорциональности между входным и выходным напряжением.

Табличный источник напряжения, управляемый напряжением (NTVofV), при вводе в схему запрашивает список координат точек, описывающих функциональную зависимость выходного напряжения от входного (в общем случае она имеет вид ломаной линии). Функциональный источник напряжения (NFV) запрашивает функцию, которая будет определять вид зависимости выходного напряжения от входного. В роли аргументов в данной функции могут выступать мгновенные значения электрических координат в схеме (напряжения).

Так как структурные схемы электропривода состоят из типовых элементов, то вполне естественным является использование этих звеньев, вводя каждый раз лишь величины изменяемых параметров. Micro-Cap V предоставляет возможность пользователю создавать собственные элементы, которые описываются как «Macros». Для этого нужно создать файл схемы, описывающей свойства нового элемента, и сохранить его под именем создаваемого элемента. Элемент может иметь постоянные значения параметров и параметры, которые можно изменять (список изменяемых параметров приводится в операторе (PARAMETERS(...))). В редакторе формы (Shape editor) следует создать форму, под которой новый элемент будет включаться в схему, а в редакторе компонентов - элемент под тем же именем, что и файл, указав исполь-

зуюмую форму и увязав выводы (PIN) графического изображения и выводы (PIN) в схеме.

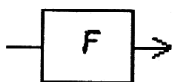
Макрокомпоненты для моделирования в программе Micro-Cap V

Программный продукт Micro-Cap V изначально предназначен для моделирования радиоэлектронных цепей. Используя предоставляемую данной программой возможность создания макрокомпонентов, Micro-Cap V удалось приспособить для расчета структурных моделей с целью получения графиков переходных процессов основных координат в одномассовых и двухмассовых электромеханических системах и их анализа.

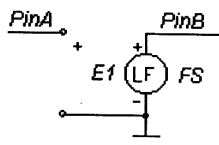
Для моделирования обобщённой электрической машины необходимо создать макрокомпоненты, представленные ниже.

Звено лапласовской функции (F)

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения



PARAMETERS(FS)

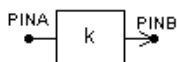
Рис. 5.1. Звено лапласовской функции (F)

Данный компонент (рис. 5.1) используется для описания звеньев, передаточная функция которых содержит оператор Лапласа $p=s=d/dt$. В случае обобщённой электрической машины - это звенья $L1/p$ и $L2/p$. Данные передаточные функции можно вводить в таблицу запроса, появляющуюся при вводе макрокомпонента в схему в формате $F(L1/s)$, где F – имя

файла, описывающего компонент или в формате x , где x – переменная, значение которой присваивается посредством оператора DEFINE (формат записи .DEFINE x F(L1/p), где F – имя файла, описывающего компонент).

Усилительное звено (K1)

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

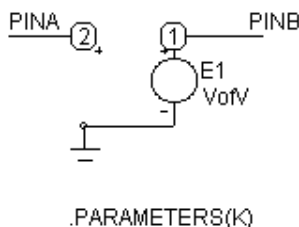
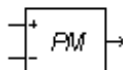


Рис. 5.2. Усилительное звено (K1)

Данный компонент (K1) используется для описания звеньев, передаточная функция которых представляет собой коэффициент передачи выходного сигнала по отношению ко входному. Это звенья $R1$, $1/L1$, $L12$, $L12/L2$, $R2$, $1/L2$, $L12/L1$, $p_n \cdot L_{12}$. Данные передаточные функции можно вводить в таблицу запроса, появляющуюся при вводе макрокомпонента в схему в формате $K1(R1)$, где K1 – имя файла, описывающего компонент или в формате x , где x – переменная, значение которой присваивается посредством оператора DEFINE (формат записи .DEFINE x K1(R1), где K1 – имя файла, описывающего компонент, причем x не может иметь вид математической формулы).

Компонент PM

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

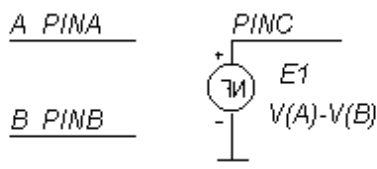
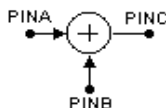


Рис. 5.3. Компонент PM

Компонент PM вычисляет алгебраическую разность сигналов, поступающих на его входы.

Сумматор (SUMM)

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

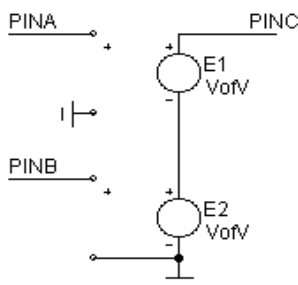


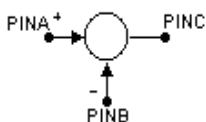
Рис. 5.4. Сумматор (SUMM)

Данный компонент (SUMM) используется для выполнения суммирования сигналов, поступающих на его входы. При вводе

в схему параметров не запрашивает, но при описании самого макрокомпонента при вводе источников E1 и E2 в строке VALUE нужно указать коэффициенты пропорциональности, равные 1.

Вычитатель (MIN)

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

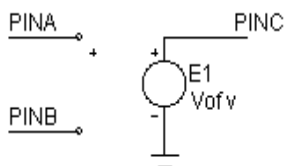


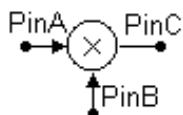
Рис. 5.5. Вычитатель (MIN)

Данный компонент (MIN) используется для вычисления алгебраической разности между сигналами, поступающих на его входы. При вводе в схему параметров не запрашивает, но при описании самого макрокомпонента при вводе источника E1 в строке VALUE нужно указать коэффициент пропорциональности, равный 1.

Перемножитель (MUL)

Данный компонент (MUL) используется для вычисления произведения сигналов, поступающих на его входы. При вводе в схему параметров не запрашивает, но при описании самого макрокомпонента при вводе источника E1 в строке VALUE нужно указать виды сигналов и математическую функцию, определяющую вид зависимости выходного напряжения от входного (в данном случае производится вычисление произведения мгновенных значений потенциалов выводов A и B).

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

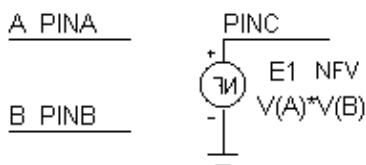
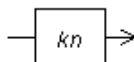


Рис. 5.6. Перемножитель (MUL)

Для реализации возможности учета нелинейности был создан макрокомпонент KN, условное графическое обозначение и схема замещения которого представлены на рис. 5.7.

Компонент KN

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

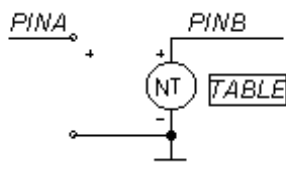


Рис. 5.7. Компонент KN

Табличный источник в схеме замещения описан списком координат точек, принадлежащих кривой зависимости взаимной индуктивности от тока намагничивания $L_{\mu}=f(I_{\mu})$ в относительных единицах, представленной на рис. 5.8.

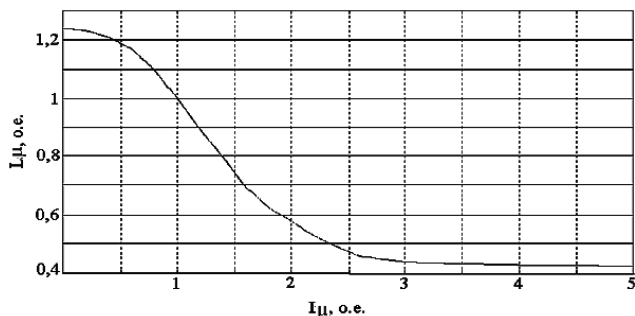
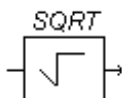


Рис.5.8. Зависимость $L_{\mu}=f(I_{\mu})$

Чтобы учесть нелинейность кривой намагничивания стали, а также других факторов при расчете динамических свойств электропривода, были разработаны макрокомпоненты F, SQRT, PM, U2, PP, U, MPM, UR, MPP, K2, условные графические обозначения и электрические схемы замещения которых приведены ниже.

Компонент SQRT

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

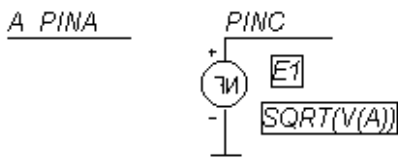
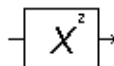


Рис. 5.9. Компонент SQRT

Компонент SQRT извлекает квадратный корень из сигнала, поступающего на его вход, и результат передает на выход.

Компонент X^2

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

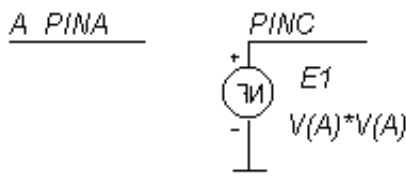
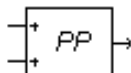


Рис. 5.10. Компонент X^2

На выходе компонента X^2 получается квадрат сигнала, поступающего на вход.

Компонент PP

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

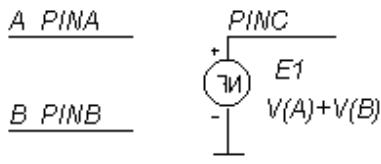
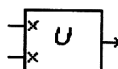


Рис.5.11. Компонент PP

Компонент PP вычисляет алгебраическую сумму сигналов, поступающих на его входы.

Компонент U

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

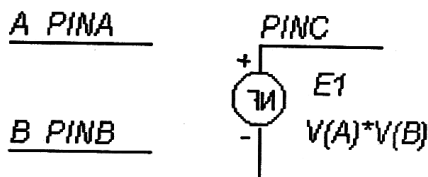
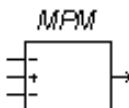


Рис. 5.12. Компонент U

На выходе компонента U получается произведение сигналов, поступающих на входы.

Компонент MPM

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

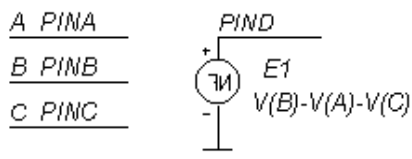
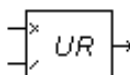


Рис. 5.13. Компонент MPM

Компонент MPM алгебраически вычитает сигналы, приходящие на входы A и C, из сигнала, поступающего на вход B.

Компонент UR

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

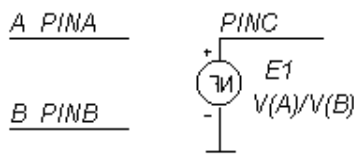
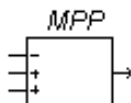


Рис. 5.14. Компонент UR

Компонент UR производит деление сигнала на входе A на сигнал, приходящий на вход B.

Компонент MPP

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

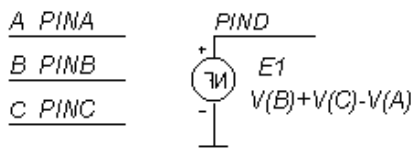
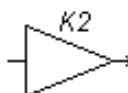


Рис. 5.15. Компонент MPP

Компонент MPP производит вычитание сигнала, приходящего на вход A, из алгебраической суммы сигналов, поступающих на входы B и C.

Компонент K2

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

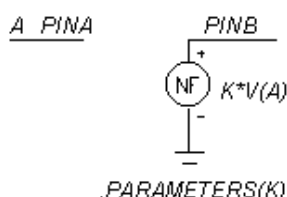
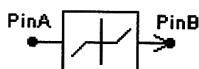


Рис. 5.16. Компонент K2

Компонент K2 производит масштабирование сигнала, поступающего на его вход.

Компонент звено нечувствительности (SUB)

условное графическое
обозначение



электрическая схема
замещения

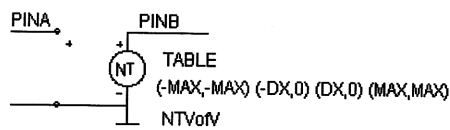


Рис. 5.17. Компонент звено нечувствительности (SUB)

Указанный компонент используется для описания звеньев, передаточная функция которых имеет кусочно-линейную передаточную характеристику (рис. 5.18)

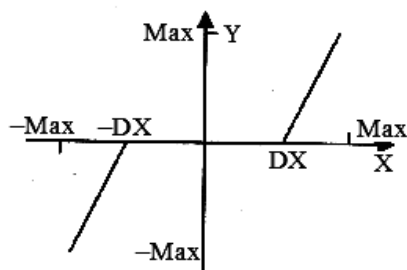


Рис. 5.18. Кусочно-линейная передаточная характеристика

5.3. Моделирование асинхронного двигателя на базе уравнений обобщенной электрической машины в пакете САР-системы

Важным этапом при синтезе и анализе систем электропривода является разработка модели электрической машины, отвечающей задачам управления.

В учебной литературе условно принимают, что параметрам обмоток статора присваивается индекс 1, обмоток статора – индекс 2, а взаимная индуктивность между обмотками имеет индекс 12. Тогда в координатных осях U , V уравнения электрического равновесия и электромагнитного момента для обобщенной электрической машины с равномерным воздушным зазором, что характерно для асинхронного двигателя, могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{1v} = (R_1 + p \cdot L_1) \cdot i_{1v} + p \cdot L_{12} \cdot i_{2v} + L_1 \cdot \omega_k \cdot i_{1u} + L_{12} \cdot \omega_k \cdot i_{2u} \\ U_{1u} = (R_1 + p \cdot L_1) \cdot i_{1u} + p \cdot L_{12} \cdot i_{2u} - L_1 \cdot \omega_k \cdot i_{1v} - L_{12} \cdot \omega_k \cdot i_{2v} \\ U_{2u} = (R_2 + p \cdot L_2) \cdot i_{2u} + p \cdot L_{12} \cdot i_{1u} - L_{12} \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot i_{1v} - L_2 \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot i_{2v}, \\ U_{2v} = (R_2 + p \cdot L_2) \cdot i_{2v} + p \cdot L_{12} \cdot i_{1v} + L_{12} \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot i_{1u} + L_2 \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot i_{2u} \\ M = p_n \cdot L_{12} \cdot (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}) \end{cases} \quad (5.1)$$

где R_1 , R_2 – активное сопротивление статора и ротора соответственно;

L_1 , L_2 – полные индуктивности статора и ротора соответственно;

L_{12} – индуктивность контура намагничивания;
 ω_k – угловая скорость вращения координат;
 $\omega_{эл} = p_n \cdot \omega_p$ – угловая скорость перемещения ротора двигателя в электрических градусах;
 p – оператор дифференцирования;
 p_n – количество пар полюсов.

При этом используются известные допущения: фазные обмотки симметричны, воздушный зазор равномерен, потери в стали и зубцовые явления отсутствуют, намагничивающая цепь линейна, намагничивающая сила каждой обмотки и магнитная индукция в воздушном зазоре распределены по окружности статора (ротора) синусоидально, параметры ротора приведены к цепи статора.

Уравнения электрического равновесия в цепях обмоток статора имеют одинаковый общий вид, поэтому модели обеих обмоток статора имеют идентичную структуру. То же самое можно сказать о моделях обмоток ротора. Для получения представления о функционировании созданной структурной модели достаточно рассмотреть схемное описание одного уравнения электрического равновесия в цепи обмотки статора, одного уравнения электрического равновесия в цепи обмотки ротора и уравнения, описывающего взаимосвязь между механическими и электрическими координатами обобщённой электрической машины. Рассмотрим схемное описание уравнения электрического равновесия в цепи обмотки U_{1u}

$$U_{1u} = (R_1 + p \cdot L_1) \cdot i_{1u} + p \cdot L_{12} \cdot i_{2u} - L_1 \cdot \omega_k \cdot i_{1v} - L_{12} \cdot \omega_k \cdot i_{2v}. \quad (5.2)$$

Модель составлена для уравнения (5.2), преобразованного к форме (5.2') и приведена на рис. 5.19.

$$i_{1u} \cdot p \cdot L_1 = U_{1u} - p \cdot L_{12} \cdot i_{2u} + \omega_k \cdot (L_1 \cdot i_{1v} + L_{12} \cdot i_{2v}) - i_{1u} \cdot R_1. \quad (5.2')$$

Компонент x_1 (импульсный источник напряжения) моделирует напряжение питания U_{1u} обмотки статора. Замена синусу-

соидального напряжения питания постоянным напряжением обусловлена координатными преобразованиями при $\omega_k = \omega_{\text{опл}}$, то есть переходом к осям X,Y. Применение в модели в качестве напряжения питания импульсного источника напряжения позволяет исследовать процессы, протекающие в обобщённой электрической машине в различных режимах работы.

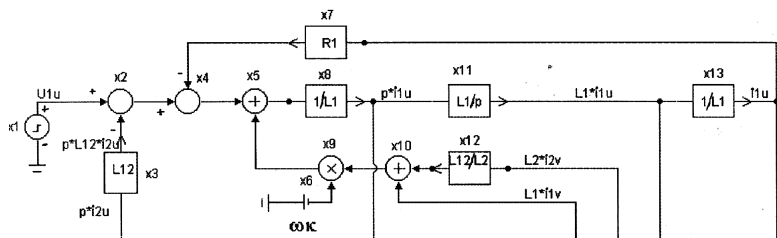


Рис. 5.19. Структурная модель обмотки статора

На выходе компонента x3 получаем сигнал, равный $pL_{12} \cdot i_{2u}$, который образуется из сигнала $p \cdot i_{2u}$, приходящего из канала, питающегося напряжением U_{2u} . В действительности $U_{1v} = U_{2u} = U_{2v} = 0$, что вызвано координатными преобразованиями переменных обобщённой электрической машины к координатным осям x,y.

Компонент x7 производит масштабирование сигнала i_{1u} в зависимости от величины сопротивления обмотки статора обобщённой электрической машины. Сигнал на его выходе равняется произведению: $i_{1u} \cdot R_1$.

Компонент x12 производит масштабирование сигнала $L_2 \cdot i_{2v}$, приходящего из канала, питающегося напряжением U_{2v} , в зависимости от величины взаимной индуктивности обобщённой электрической машины.

Компонент x10 производит операцию сложения сигналов $(L_1 \cdot i_{1v} + L_{12} \cdot i_{2v})$, приходящих из других ветвей схемы, а затем эта сумма умножается компонентом x9 на постоянную величину ω_k , моделируемую источником постоянного напряжения.

Компоненты x2, x4, x5 осуществляют алгебраические действия с переменными правой части уравнения (5.2), поступаю-

щими на их входы, в результате чего на выходе компонента х5 получается сигнал, равный левой части уравнения (5.2') $i_{1u} \cdot p \cdot L_1$.

Компоненты х8, х11, х13 необходимы для функционирования всей структурной модели обобщённой электрической машины.

Компонент х8 масштабирует сигнал, поступающий с выхода компонента х5, для получения сигнала $i_{1u} \cdot p$, который требуется в канале, питающемся напряжением U_{2u} .

Компонент х11 служит для получения сигнала $i_{1u} \cdot L$, который требуется в канале, питающихся напряжением U_{1v} и U_{2v} .

Компонент х13 масштабирует сигнал, поступающий с выхода компонента х11, для получения сигнала i_{1u} , который требуется в канале, моделирующем взаимосвязь между электрическими и механическими координатами системы уравнений (5.1).

Рассмотрим схемное описание уравнения электрического равновесия в цепи обмотки U_{2u}

$$U_{2u} = (R_2 + p \cdot L_2) \cdot i_{2u} + p \cdot L_{12} \cdot i_{1u} - L_{12} \cdot (\omega_k - \omega_{3л}) \cdot i_{1v} - L_2 \cdot (\omega_k - \omega_{3л}) \cdot i_{2v}. \quad (5.3)$$

Модель составлена для уравнения (5.3), преобразованного к форме (5.3'), и представлена на рис.5.20.

$$p \cdot L_2 \cdot i_{2u} = U_{2u} - p \cdot L_{12} \cdot i_{1u} - (L_{12} \cdot i_{1v} + L_2 \cdot i_{2v}) \cdot (\omega_{3л} - \omega_k) - i_{2u} \cdot R_2 \quad (5.3')$$

Напряжение питания обмотки ротора $U_{2u} = 0$ моделируется компонентом «земля».

На выходе компонента х15 получаем сигнал, равный $p \cdot i_{1u} \cdot L_1$, который получается из сигнала $p \cdot i_{1u}$, приходящего из канала, питающегося напряжением U_{1u} .

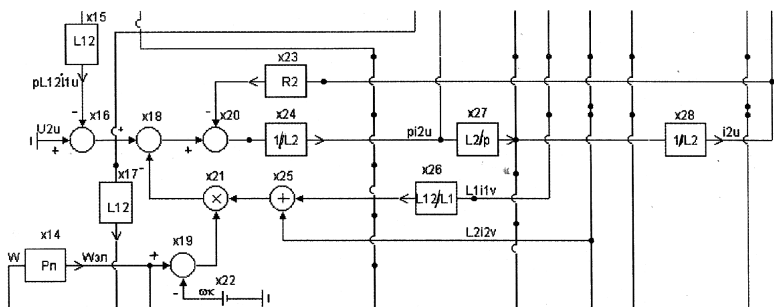


Рис. 5.20. Структурная модель обмотки ротора

Компонент x26 производит масштабирование сигнала $i_{1v}L_1$ приходящего из канала, питающегося напряжением U_{1v} , в зависимости от величины взаимной индуктивности обобщённой электрической машины.

Компонент x14 преобразует механическую скорость ω обобщённой электрической машины в электрическую $\omega_{эл}$, выполняя ее масштабирование в зависимости от числа пар полюсов.

Компонент x22 - источник постоянного напряжения моделирует величину ω_k (при выражении всех переменных системы в осях x, y $\omega_k = \omega_{оэл}$, где $\omega_{оэл}$ – синхронная скорость магнитного поля машины).

Компонент x19 вычисляет разность сигналов $\omega_{эл}$ и ω_k , поступающих на его входы с выходов компонентов x14 и x22.

Компонент x25 производит операцию сложения сигналов $(L_1 \cdot i_{1v} + L_{12} \cdot i_{2v})$, приходящих из других ветвей схемы, а затем эта сумма умножается компонентом x21 на разность $(\omega_{эл} - \omega_k)$ поступающую на него с выхода компонента x19.

Компонент x23 производит масштабирование сигнала i_{2u} в зависимости от величины сопротивления обмотки ротора обобщённой электрической машины. Сигнал на его выходе равняется произведению: $i_{2u} \cdot R_2$.

Компоненты x16, x18, x20 осуществляют алгебраические действия с переменными правой части уравнения (5.3), по-

ступающими на их входы, в результате чего на выходе компонента x20 получается сигнал, равный $p \cdot i_{2u} \cdot L_2$.

Компоненты x24, x27, x28 необходимы для функционирования всей структурной модели обобщённой электрической машины.

Компонент x24 масштабирует сигнал, поступающий с выхода компонента x20, для получения сигнала $i_{2u} \cdot p$, который требуется в канале, питающемся напряжением U_{1u} .

Компонент x27 служит для получения сигнала $i_{2u} \cdot L_2$, который требуется в каналах, питающихся напряжением U_{1v} и U_{2v} .

Компонент x28 масштабирует сигнал, поступающий с выхода компонента x27, для получения сигнала i_{2u} , который требуется в канале, моделирующем взаимосвязь между электрическими и механическими координатами системы уравнений (5.1).

Рассмотрим схемное описание уравнения (5.4), связывающего механические и электрические координаты обобщённой электрической машины, представленное на рис.5.21.

$$M = p_n \cdot L_{12} \cdot (i_{1v} \cdot i_{2u} - i_{1u} \cdot i_{2v}). \quad (5.4)$$

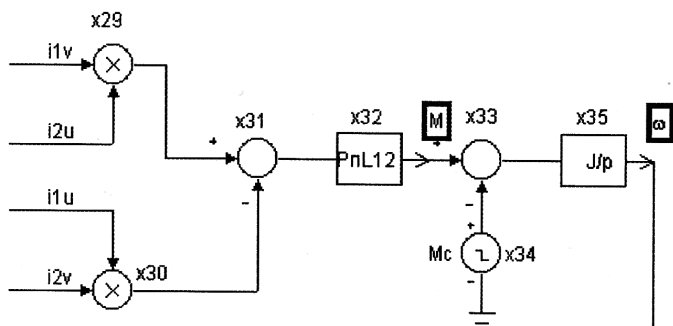


Рис. 5.21. Структурная модель канала, связывающего механические и электрические координаты обобщённой электрической машины

Компонент x29 перемножает сигналы i_{1v} и i_{2u} , поступающие на его входы из каналов, питающихся напряжениями U_{1v} и U_{2u} соответственно.

Компонент x30 перемножает сигналы i_{1u} и i_{2v} , поступающие на его входы из каналов, питающихся напряжениями U_{1u} и U_{2v} соответственно.

Компонент x31 вычисляет алгебраическую разность сигналов, поступающих на его входы $i_{1v} \cdot i_{2u} - i_{1u} \cdot i_{2v}$.

Компонент x32 масштабирует сигнал в зависимости от числа пар полюсов и взаимной индуктивности электрической машины. Сигнал на его выходе соответствует электромагнитному моменту обобщённой электрической машины, то есть левой части уравнения (5.4).

Компонент x34 - импульсный источник напряжения в совокупности с компонентом x33 моделирует момент нагрузки обобщённой электрической машины.

На выходе компонента x35 получается значение скорости вращения ротора обобщённой электрической машины ω . Данная переменная необходима для функционирования каналов, моделирующих уравнения электрического равновесия в цепях обмоток ротора обобщённой электрической машины.

При проектировании электрических машин для снижения массы машины рабочая точка выбирается на нелинейном участке характеристики намагничивания. При изменении напряжения, частоты и нагрузки насыщение изменяется, а это влияет на характеристики машины. В переходных и установившихся режимах необходимо учитывать характер изменения во времени индуктивностей и взаимных индуктивностей.

По важности и числу выполненных работ переходные процессы делятся на процессы при пуске, торможении, реверсе, повторном включении и изменении нагрузки.

Исследовать динамику электрической машины - значит, ответить на вопрос, как влияют параметры и изменения независимых переменных на переходные процессы, а также выбрать с учетом условий, в которых будет работать электрическая машина, оптимальные параметры и характер изменения независимых переменных.

Во многих случаях характер переходных процессов определяет выбор установленной мощности оборудования, массы и электромагнитных нагрузок электрических машин, например приводов с ударной нагрузкой, с тяжелыми условиями пуска и т. д.

При пуске асинхронного двигателя из-за наличия переменных составляющих в амплитудах токов статора и ротора, а соответственно и тока намагничивания, магнитная цепь электрической машины может входить в состояние глубокого насыщения. Индуктивности контура намагничивания и рассеяния обмоток насыщенного двигателя существенно отличаются от индуктивностей номинального режима и с увеличением насыщения индуктивность снижается. В первом приближении можно считать, что поток рассеяния замыкается по воздуху и индуктивности рассеяния статора и ротора не зависят от насыщения.

Кривую зависимости индуктивности от тока намагничивания получим по зависимостям, представленным на рис.5.22. По кривой 2 для каждого значения тока намагничивания находим значение ЭДС холостого тока, которое равно (в относительных единицах) значению потокосцепления в воздушном зазоре. Зная величину потокосцепления, соответствующую определенному значению тока i_μ , находим обратную величину индуктивности $1/L_\mu$ (в отн. ед.) по кривой 1.

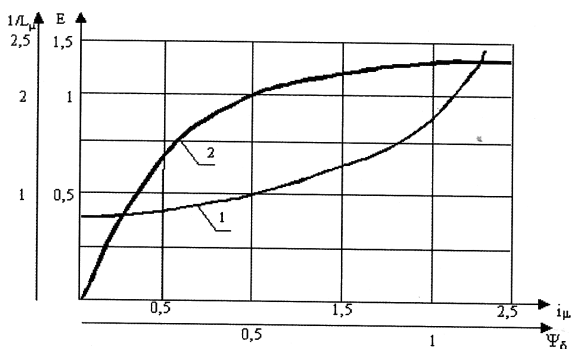


Рис. 5.22. Универсальные кривые намагничивания для АД

- 1 - зависимость обратной величины индуктивности контура намагничивания от потокоцепления в воздушном зазоре
- 2 - зависимость ЭДС от тока намагничивания

Приближенная зависимость $L_{\mu}=f(I_{\mu})$ была приведена на рис. 5.8. Определить ток намагничивания можно через сложения проекций токов статора и ротора на оси U, V .

Так как

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$$

то из векторной диаграммы, представленной на рис.5.23, видно, что:

$$\dot{I}_{\mu v} = \dot{I}_{1v} - \dot{I}_{2v} \quad (5.5)$$

$$\dot{I}_{\mu u} = \dot{I}_{1u} - \dot{I}_{2u} \quad (5.6)$$

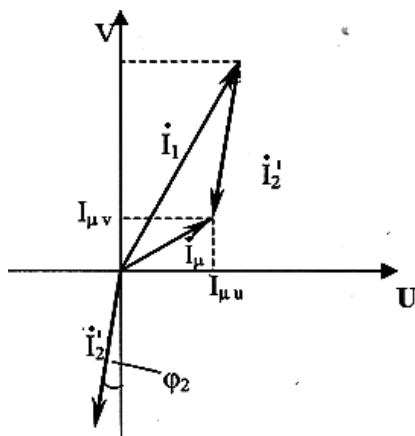


Рис. 5.23. Векторная диаграмма токов в осях U и V

Модуль тока намагничивания из уравнений (5.5), (5.6) определяется по формуле

$$I_{\mu} = \sqrt{(I_{1u} - I_{2u})^2 + (I_{1v} - I_{2v})^2}. \quad (5.7)$$

Уравнения асинхронной машины с учетом насыщения магнитной цепи записываются в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{1v} = (R_1 + pL_1(I_{\mu}))i_{1v} + pL_{12}(I_{\mu})i_{2v} + L_1(I_{\mu})\omega_k i_{1u} + L_{12}(I_{\mu})\omega_k i_{2u}, \\ U_{1u} = (R_1 + pL_1(I_{\mu}))i_{1u} + pL_{12}(I_{\mu})i_{2u} - L_1(I_{\mu})\omega_k i_{1v} - L_{12}(I_{\mu})\omega_k i_{2v}, \\ U_{2u} = (R_2 + pL_2(I_{\mu}))i_{2u} + pL_{12}(I_{\mu})i_{1u} - L_{12}(I_{\mu})(\omega_k - \omega_{эл})i_{1v} - L_2(I_{\mu})(\omega_k - \omega_{эл})i_{2v}, \\ U_{2v} = (R_2 + pL_2(I_{\mu}))i_{2v} + pL_{12}(I_{\mu})i_{1v} + L_{12}(I_{\mu})(\omega_k - \omega_{эл})i_{1u} + L_2(I_{\mu})(\omega_k - \omega_{эл})i_{2u}, \\ M = p_n L_{12}(I_{\mu})(i_{1v}i_{2u} - i_{1u}i_{2v}). \end{cases} \quad (5.8)$$

Канал, моделирующий зависимость взаимной индуктивности L_{12} от тока намагничивания I_{μ} , характер которой для обобщённой электрической машины показан на рис. 5.22, и реализующий уравнение (5.7), приведён на рис. 5.24.

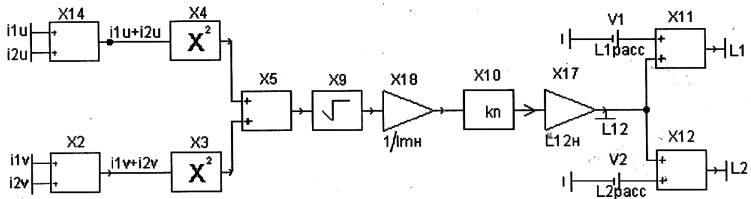


Рис. 5.24. Структурная схема, моделирующая зависимость взаимной индуктивности от тока намагничивания обобщённой электрической машины $L_{12}(I_{\mu})$

Токи i_{1v} и i_{2v} , i_{1u} и i_{2u} , поступают на входы компонентов x14 и x2 с выходов каналов, моделирующих уравнения электрического равновесия в цепях соответствующих обмоток статора и ротора обобщённой электрической машины.

Суммы токов $(i_{1u} + i_{2u})$ и $(i_{1v} + i_{2v})$ поступают на входы компонентов x4 и x3 соответственно, сигналы на выходах которых равняются квадратам сигналов, поступивших на вход.

Компонент x5 вычисляет сумму $(i_{1u} + i_{2u})^2 + (i_{1v} + i_{2v})^2$, которая затем поступает на вход компонента x9, извлекающего квадратный корень. Сигнал на выходе компонента x9 равен модулю тока намагничивания, то есть левой части уравнения (5.7).

Компонент x18 переводит ток намагничивания в относительные единицы. Сигнал с его выхода поступает на вход компонента x10, который моделирует зависимость, представленную на рис.5.22. Сигнал взаимной индуктивности намагничивания обобщённой электрической машины в относительных единицах с выхода компонента x10 поступает на вход компонента x17, который преобразует сигнал в абсолютные единицы измерения.

Компоненты V1 и V2 моделируют величины индуктивностей рассеяния статорных и роторных обмоток обобщённой электрической машины.

Сигналы на выходах компонентов x11 и x12 равняются индуктивностям статорных и роторных обмоток L_1 и L_2 в соответствии с формулами (5.9) и (5.10):

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{12} . \quad (5.9)$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_{12} . \quad (5.10)$$

С выхода компонентов x17, x11 и x12 с помощью компонента T_{ie} (соединитель) сигналы взаимной индуктивности намагничивания L_{12} , индуктивностей статорной и роторной обмоток L_1 и L_2 поступают во все каналы структурной модели. Тем же образом осуществляется подача сигналов токов на входы компонентов x14 и x2.

Структура канала, моделирующего уравнение электрического равновесия в цепи обмотки статора, питающейся напряжением U_{1v} (5.11), и преобразованного к форме (5.11'), представлена на рис. 5.25.

$$U_{1v} = (R_1 + p \cdot L_1(I_\mu)) \cdot i_{1v} + p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{2v} + L_1(I_\mu) \cdot \omega_k \cdot i_{1u} + L_{12}(I_\mu) \cdot \omega_k \cdot i_{2u}, \quad (5.11)$$

$$-i_{1v} \cdot R_1 - p \cdot L_1(I_\mu) \cdot i_{1v} = -U_{1v} + p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{2v} + (L_1(I_\mu) \cdot i_{1u} + L_{12}(I_\mu) \cdot i_{2u}) \cdot \omega_k .$$

$$p \cdot L_1(I_\mu) \cdot i_{1v} = U_{1v} - i_{1v} \cdot R_1 - p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{2v} - (L_1(I_\mu) \cdot i_{1u} + L_{12}(I_\mu) \cdot i_{2u}) \cdot \omega_k . \quad (5.11')$$

Структура канала, моделирующего уравнение электрического равновесия в цепи обмотки ротора, питающейся напряжением U_{2v} , (5.12) преобразованного к форме (5.12') представлена на рис.5.26.

$$U_{2v} = (R_2 + p \cdot L_2(I_\mu)) \cdot i_{2v} + p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1v} + L_{12}(I_\mu) \cdot (\omega_k - \omega_{3n}) \cdot i_{1u} + L_2(I_\mu) \cdot i_{2u} \cdot (\omega_k - \omega_{3n}). \quad (5.12)$$

$$-R_2 \cdot i_{2v} - p \cdot L_2(I_\mu) \cdot i_{2v} = -U_{2v} + p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1v} + (L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1u} + L_2(I_\mu) \cdot i_{2u}) \cdot (\omega_k - \omega_{3n}). \quad (5.12')$$

$$p \cdot L_2(I_\mu) \cdot i_{2v} = U_{2v} - R_2 \cdot i_{2v} - p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1v} - (L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1u} + L_2(I_\mu) \cdot i_{2u}) \cdot (\omega_k - \omega_{3n}).$$

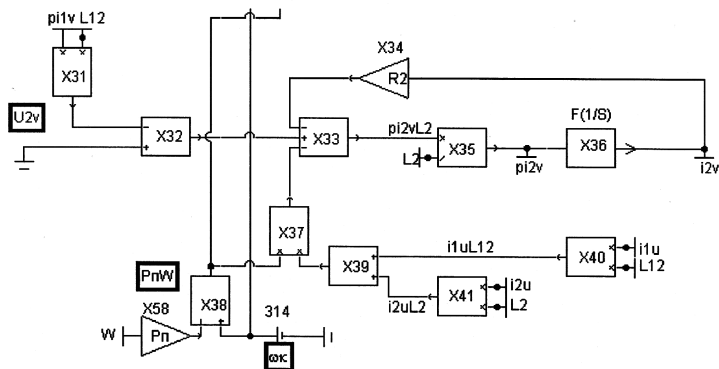


Рис. 5.26. Структурная модель обмотки ротора с учетом насыщения магнитной цепи обобщённой электрической машины

Напряжение питания обмотки ротора $U_{2v} = 0$ моделируется компонентом «земля».

На выходе компонента x31 получаем сигнал, равный произведению $p \cdot L_{12}(I_\mu) \cdot i_{1v}$, который получается из сигнала $p \cdot i_{1v}$, приходящего на его вход из канала, питающегося напряжением U_{1v} .

На выходе компонентов x40 и x41 получают произведения сигналов, приходящих на их входы, $i_{1u} \cdot L_{12}(I_\mu)$ и $i_{2u} \cdot L_2(I_\mu)$ соответственно, которые затем складываются компонентом x39. С выхода x39 сумма $i_{1u} \cdot L_{12}(I_\mu) + i_{2u} \cdot L_2(I_\mu)$ поступает на ком-

понент x37, который умножает ее на разность $(\omega_k - \omega_{эл})$, приходящую с выхода компонента x38.

Компонент x58 преобразует механическую скорость вращения ротора обобщенной электрической машины в электрическую в зависимости от числа пар полюсов.

Компонент x34 производит масштабирование сигнала i_{2v} в зависимости от величины сопротивления обмотки статора обобщенной электрической машины. Сигнал на его выходе равняется произведению $i_{2v} \cdot R_2$.

Компоненты x32 и x33 осуществляют алгебраические действия с переменными правой части уравнения (5.12), поступающими на их входы, в результате чего на выходе компонента x33 получается сигнал, равный левой части уравнения (3.12'): $i_{1v} \cdot p \cdot L_2(l_\mu)$.

Компонент x35 делит сигнал, поступающий с выхода компонента x33, на величину индуктивности обмотки ротора $L_2(l_\mu)$ для получения сигнала $i_{2v} \cdot p$, который требуется в канале, питающемся напряжением U_{1v} .

На выходе компонента x36 получается сигнал i_{2v} , который требуется в нескольких каналах схемы.

$$M = p_n \cdot L_{12}(i_\mu) \cdot (i_{1v} \cdot i_{2u} - i_{1u} \cdot i_{2v}). \quad (5.13)$$

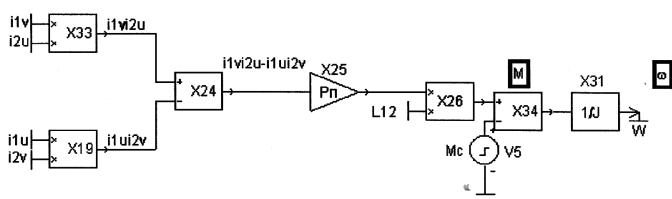


Рис. 5.27. Структурная модель канала, связывающего механические и электрические координаты обобщенной электрической машины с учетом нелинейности кривой намагничивания

Рассмотрим схемное описание уравнения (5.13), объединяющего механические и электрические координаты обобщённой электрической машины, представленное на рис. 5.27 с учетом кривой намагничивания.

Компонент x33 перемножает сигналы i_{1v} и i_{2u} , поступающие на его входы из каналов, питающихся напряжениями U_{1v} и U_{2u} соответственно.

Компонент x19 перемножает сигналы i_{1u} и i_{2v} , поступающие на его входы из каналов, питающихся напряжениями U_{1u} и U_{2v} соответственно.

Компонент x24 вычисляет алгебраическую разность сигналов, поступающих на его входы $i_{1v} \cdot i_{2u} - i_{1u} \cdot i_{2v}$.

Компонент x25 масштабирует сигнал, поступающий с выхода компонента x24, в зависимости от числа пар электрической машины.

Компонент x26 умножает сигнал с выхода x25 на величину взаимной индуктивности обобщённой электрической машины. Сигнал на его выходе соответствует электромагнитному моменту обобщённой электрической машины, то есть левой части уравнения (5.13).

Компонент Y5 - импульсный источник напряжения в совокупности с компонентом x34 моделирует момент нагрузки обобщённой электрической машины.

На выходе компонента x31 получается значение скорости вращения ротора обобщённой электрической машины ω . Данная переменная необходима для функционирования каналов, моделирующих уравнения электрического равновесия в цепях обмоток ротора обобщённой электрической машины.

5.4. Моделирование обобщенной электрической машины в математическом пакете программ CAE-системы на примере программы Matlab

Как и при моделировании асинхронного двигателя в пакете схемотехнического моделирования CAP-системы, в CAE-системе используются аналогичные допущения: фазные обмотки симметричны, воздушный зазор равномерен, потери в

стали и зубцовые явления отсутствуют, намагничивающая цепь линейна, намагничивающая сила каждой обмотки и магнитная индукция в воздушном зазоре распределены по окружности статора (ротора) синусоидально, параметры ротора приведены к цепи статора.

Информация об асинхронном двигателе, как объекте управления заложена в рассмотренных ранее дифференциальных уравнениях (5.1), описывающих динамические режимы его работы.

Структурная схема асинхронного двигателя, собранная в пакете Simulink программы MatLab, представлена на рис. 5.28. Подсистема модели асинхронного двигателя включает помимо модели асинхронного двигателя ещё блоки ввода и вывода.

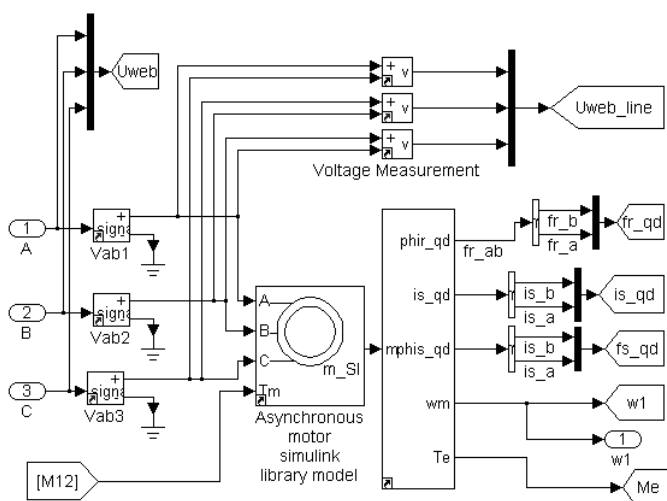


Рис.5.28. Подсистема модели асинхронного двигателя

На данном рисунке элементы Vab1, Vab2, Vab3 и три блока Voltage Measurement выполняют функции соединения элементов из различных библиотек Simulink. Кроме вводов трех-

фазной системы питающих напряжений, существует также ввод момента упругого взаимодействия M12. Выводы из подсистемы: фазное питающее напряжение Uweb, линейное питающее напряжение Uweb_line, потокосцепление ротора fr_qd, ток статора is_qd, потокосцепление статора fs_qd, угловая скорость w1 и электромагнитный момент двигателя Me.

Собственно модель асинхронного двигателя Asynchronous motor Simulink library model взята из библиотеки компонентов Simulink Library Browser/Power System Blockset/Machines. Использование данного блока достаточно удобно, так как позволяет отказаться от самостоятельного создания модели асинхронного двигателя, отведя, тем самым, большее время на проработку иных компонентов системы. В библиотеке моделей SIMULINK имеется два вида асинхронных двигателей, отличающихся системой представления данных (в абсолютных и относительных единицах). В данном случае для большей наглядности применен вид асинхронного двигателя Asynchronous Machine SI Units, использующий данные в абсолютных единицах в системе СИ.

При выборе двигателя с короткозамкнутым ротором остается только универсальный выход. Рассматриваемая модель асинхронного двигателя (МАД) весьма универсальна, так как позволяет менять множество своих внутренних параметров. В частности, имеется возможность задать следующие значения конкретного двигателя:

- номинальную мощность;
- линейное напряжение и частоту трехфазной питающей сети;
- активное сопротивление и индуктивность статора и ротора;
- взаимную индуктивность;
- механический момент инерции ротора и коэффициент вязкого трения;
- число пар полюсов двигателя;
- начальные значения скольжения, амплитуды и фазы токов статора.

Все эти данные можно ввести, сделав двойной щелчок по блоку двигателя. Появится окно Block Parameters с установленными по умолчанию параметрами. Там же можно выбрать

тип ротора и оси координат, в которых будет производиться расчет и вывод данных.

Сама модель двигателя скрыта преобразованием Mask и для ее рассмотрения необходима серия последовательного выбора команды Look under mask в контекстном меню блока (вызываемом нажатием правой кнопки мыши на компоненте). Стоит отметить, что для установления связи между блоками придется на короткое время запустить схему на расчет. При последовательном раскрытии сначала появится представленная ниже структурная схема (рис. 5.29).

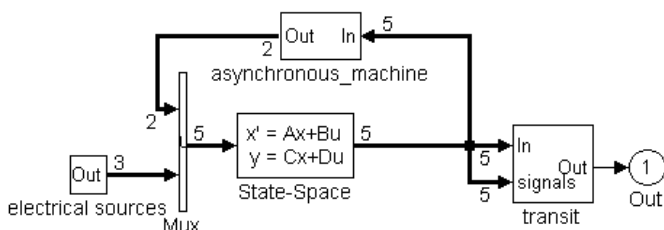


Рис. 5.29. Общая структура модели асинхронного двигателя

Блок **electrical sources** в данном случае является источником трехфазного напряжения. Схема, непосредственно реализующая уравнения асинхронного двигателя, находится внутри элемента *asynchronous_machine*. Именно на нем необходимо делать щелчок мышью для дальнейшего рассмотрения схемы. На его входы поступает уже не трехфазная система напряжений, а преобразованная блоком **State-Space**. Более детально модель асинхронной машины представлена на рис. 5.30.

Обозначения на рис. 5.30 и в дальнейшем по тексту имеют следующие значения (в скобках приведено обозначение в формулах):

$v_{qr}(V'_{qr})$, $v_{dr}(V'_{dr})$ – напряжения ротора в осях q, d;

$v_{qs}(V_{qs})$, $v_{ds}(V_{ds})$ – напряжения статора в осях q, d;

V_{abs}, V_{bcs} - напряжения статора на клеммах ab и bc;

V'_{abr}, V'_{bcr} - напряжения ротора на клеммах ab и bc;

$i_{qs}, i_{ds}, i'_{qr}, i'_{dr}$ - токи статора и ротора в осях q, d;

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i'_{ar}, i'_{br}, i'_{cr}$ - трехфазные токи статора и ротора;

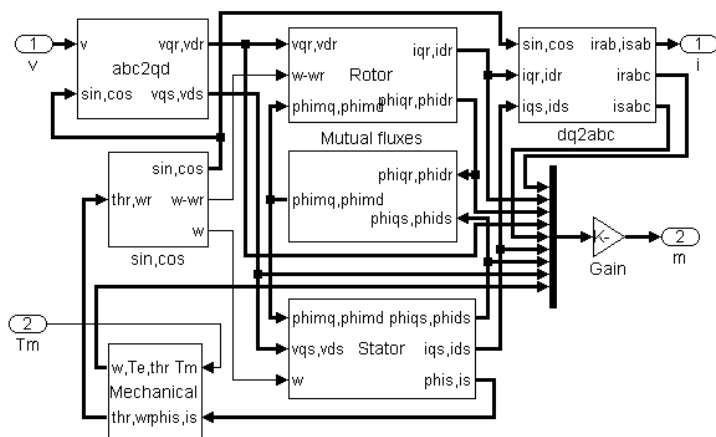


Рис. 5.30. Внутренняя структура модели асинхронного двигателя

R_s, R_r - соответственно сопротивления статора и ротора;

L_s, L_r - полные индуктивности статора и ротора;

L_{ls}, L_{lr} - индуктивности рассеяния статора и ротора;

L_m - взаимная индуктивность;

$\phi_{iqs}(\phi_{qs}), \phi_{ids}(\phi_{ds}), \phi_{iqr}(\phi'_{qr}), \phi_{idr}(\phi'_{dr})$ - потоко-
сцепления статора и ротора в осях q, d;

ϕ_{imq}, ϕ_{imd} - главное потоко-сцепление;

θ - угловое положение ротора в электрических градусах;

θ (или θ) - угловое положение осей координат q, d ;
 β – угол между положением ротора и осями координат;
 ω - скорость вращения системы координат;
 ω_r - скорость вращения поля ротора;
 ω_m - механическая скорость вращения ротора;
 p_n – число пар полюсов двигателя.

Входы данной системы воспринимают напряжения (V), преобразованные блоком переменных состояния *State-Space* (виден в общей структуре МАД) и внешний механический момент (T_m). Выходы дают токи для того же блока *State-Space* (i) и выходные параметры для измерения и построения графиков (выход m). Расчет ведется на основании теории обобщенной электрической машины, потому обязателен перевод входного напряжения к двухфазному в осях q и d . Данную функцию выполняет блок “abc2qd”. В основе работы блока лежат уравнения, которые можно обнаружить в справочной системе программы MatLab по соответствующей теме:

$$\begin{vmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{vmatrix} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 2 \cos \theta & \cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta \\ 2 \sin \theta & \sin \theta - \sqrt{3} \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{abs} \\ V_{bcs} \end{vmatrix}, \quad (5.14)$$

$$\begin{vmatrix} V'_{qr} \\ V'_{dr} \end{vmatrix} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 2 \cos \beta & \cos \beta + \sqrt{3} \sin \beta \\ 2 \sin \beta & \sin \beta - \sqrt{3} \cos \beta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V'_{abr} \\ V'_{bcr} \end{vmatrix}. \quad (5.15)$$

В модели существует возможность расчета в осях координат трех типов.

Первый тип осей координат - rotor (оси координат связаны с ротором), его рекомендуется использовать в случае несимметричного или дискретного напряжения ротора и симметричного или нулевого напряжения статора.

Второй – stationary (оси связаны со статором), применяется в случае несимметричного или дискретного напряжения статора и симметричного напряжения ротора.

Третий тип - synchronous (оси координат вращаются с синхронной скоростью) используется в случае полностью симметричных аналоговых систем напряжений статора и ро-

тора, здесь же возможен расчет в осях stationary, например, в модели системы векторного управления. Структурная реализация преобразования в координаты q, d определяется выбранной системой. Выбором осей координат определяется значение внутреннего параметра “ctrl”, в зависимости от значения которого работает одна из трех структурных схем. Это достигается наличием в каждой из них внутреннего выключателя Enable. Компонент Enable управляется входящим сигналом “ctrl” и допускает, либо запрещает работу схемы.

Аналогично реализуется и работа блока обратного преобразования координат от величин в осях q и d к трехфазным величинам. При этом используются следующие уравнения:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta & -\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta \end{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}, \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{ar} \\ i'_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta \\ -\cos \beta + \sqrt{3} \sin \beta & -\sqrt{3} \cos \beta - \sin \beta \end{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix}, \quad (5.17)$$

$$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs}, \quad (5.18)$$

$$i'_{cr} = -i'_{ar} - i'_{br}. \quad (5.19)$$

Как видно из уравнений обратного преобразования координат, токи третьей фазы вычисляются исходя из значений токов фаз “a” и “b”. В блоках преобразования координат используются сигналы “sin” и “cos”, которые формируются в блоке “sin,cos” с переменной структурой, в зависимости от выбранной системы осей координат. В случае использования осей “synchronous”, скорость их вращения принимается постоянной, и угол поворота ротора имитируется компонентом “Clock” библиотеки Simulink, от значений которого вычисляются функции sin и cos. При расчете в координатных осях “rotor” или “stationary”, значения синуса и косинуса получаются путем взятия соответствующих функций от сигнала углового положения ротора, получаемого из механической части двигателя.

Системе уравнений (5.1) соответствует структурная схема электромеханического преобразователя энергии (ЭМПЭ), к которой добавлена одномассовая механическая часть электропривода. Структура преобразователя, представленная на рис. 5.31. составлена в приложении Simulink пакета прикладных программ Matlab.

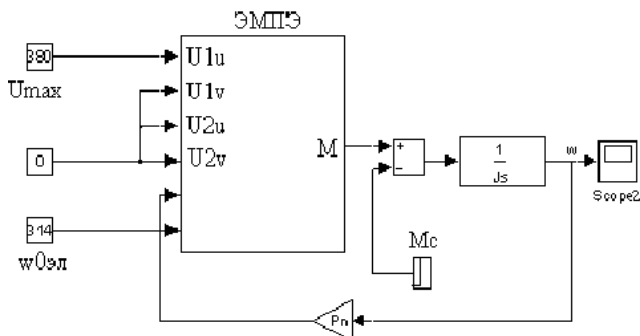
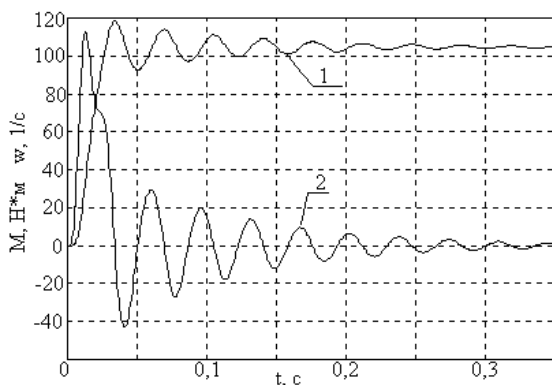


Рис. 5.31. Структурная схема электромеханического преобразователя энергии и одномассовой механической части ЭП

Представленные модели асинхронного двигателя в пакетах моделирования САР–системы и в САЕ–системе используются для исследования динамики электрической машины. Исследовать динамику электрической машины – это, значит, ответить на вопрос, как влияют параметры и изменения независимых переменных на переходные процессы, а также выбрать с учетом условий, в которых будет работать электрическая машина, оптимальные параметры и характер изменения независимых переменных.

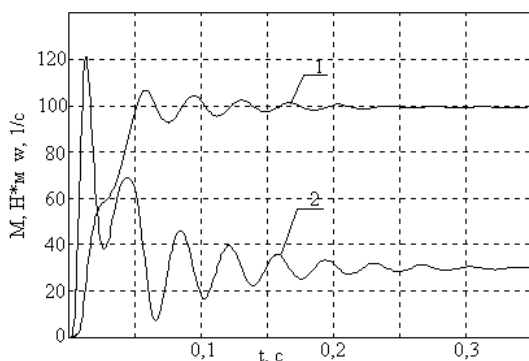
Во многих случаях характер переходных процессов определяет выбор установленной мощности оборудования, массы и электромагнитных нагрузок электрических машин, например, приводов с ударной нагрузкой, с тяжелыми условиями пуска и т. д.

В качестве примера на рисунках 5.32, 5.33 и 5.34 представлены переходные процессы угловой скорости ротора 1 и электромагнитного момента 2 для асинхронного двигателя 4А112МА6УЗ мощностью 3 кВт, $2p = 6$, $U = 220/380$, когда нагрузка на валу равна нулю, равна моменту номинальному при различных моментах инерции.



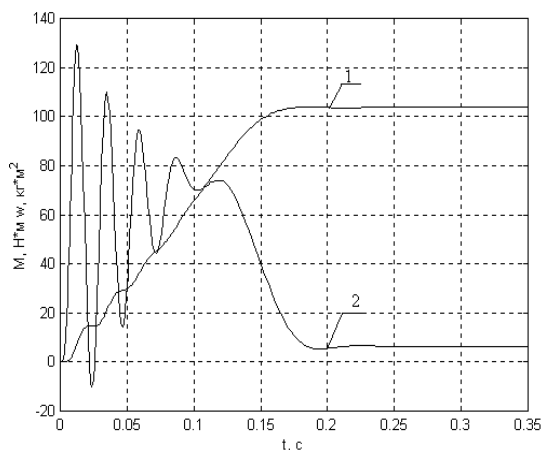
1 – кривая переходного процесса скорости ротора;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис. 5.32. Переходные характеристики при статическом моменте, равном $M_c=0$ и моменте инерции $J=J_d$



1 – кривая переходного процесса скорости ротора;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис. 5.33. Переходные характеристики при статическом моменте равном $M_c=M_n$ и моменте инерции $J=J_d$



1 – кривая переходного процесса скорости ротора;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис.5.34. Переходные характеристики при статическом моменте равном $M_c=6,28 \text{ Н·м}$ и моменте инерции $J=0,089 \text{ кг·м}^2$

По полученным характеристикам можно сделать вывод о том, что длительность пуска двигателя возрастает с увеличением нагрузки на валу двигателя, возрастает отношение пикового момента к номинальному. Кроме того, на длительность пуска и отношение пикового момента к номинальному существенно сказывается момент инерции электропривода. При пуске вхолостую он разгоняется за 0,03 с (рис. 5.32) при этом отношение пикового момента к номинальному составляет 3,62. При пуске с номинальной нагрузкой двигателя время переходного процесса увеличивается в два раза до 0.06 с (рис. 5.33), отношение пикового момента к номинальному уже составляет 3,98. Из рис. 5.34 видно, что при нагружении двигателя статическим моментом, составляющим всего лишь 22% от номинального, но с суммарным моментом инерции $J=0,089 \text{ кг·м}^2$, пре-

вышающим момент инерции ротора в 5,23 раза, время пуска составляет 0,17 с, Отношение пикового значения момента к номинальному в этом случае составляет 4,18. Меняется и характер переходного процесса по скорости, который становится апериодическим.

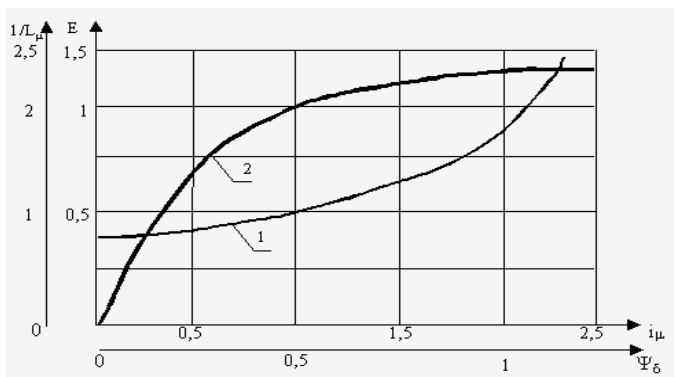
Следует отметить, что графики переходных процессов, полученные в обеих системах моделирования, получаются идентичными.

При проектировании электрических машин для снижения массы машины рабочая точка выбирается на нелинейном участке характеристики намагничивания. При изменении напряжения, частоты и нагрузки насыщение изменяется, а это влияет на характеристики машины. Следовательно, для повышения точности моделирования переходных и установившихся режимов необходимо учитывать ***состояние магнитной системы двигателя*** в этих процессах.

При пуске асинхронного двигателя из-за наличия переменных составляющих в амплитудах токов статора и ротора, а соответственно и тока намагничивания, магнитная цепь электрической машины может входить в состояние глубокого насыщения. Индуктивности контура намагничивания и рассеяния обмоток насыщенной машины существенно отличаются от индуктивностей номинального режима, причем с увеличением насыщения индуктивность снижается. В первом приближении можно считать, что поток рассеяния замыкается по воздуху, и индуктивности рассеяния статора и ротора не зависят от насыщения.

Кривую зависимости индуктивности от тока намагничивания получим по зависимостям, представленным на рис. 5.35.

По кривой 2 для каждого значения тока намагничивания находим значение ЭДС, которое равно (в относительных единицах) значению потокосцепления в воздушном зазоре. Зная, величину потокосцепления, соответствующую определенному значению тока I_{μ} находим обратную величину индуктивности (в относительных единицах) $1/L_{\mu}$ по кривой 1.



1 – зависимость обратной величины индуктивности контура намагничивания от потокоцепления ротора.

2 – зависимость ЭДС от тока намагничивания.

Рис. 5.35. Универсальные кривые намагничивания для АД

Приближенная зависимость $L_\mu = f(i_\mu)$ приведена на рис. 5.36.

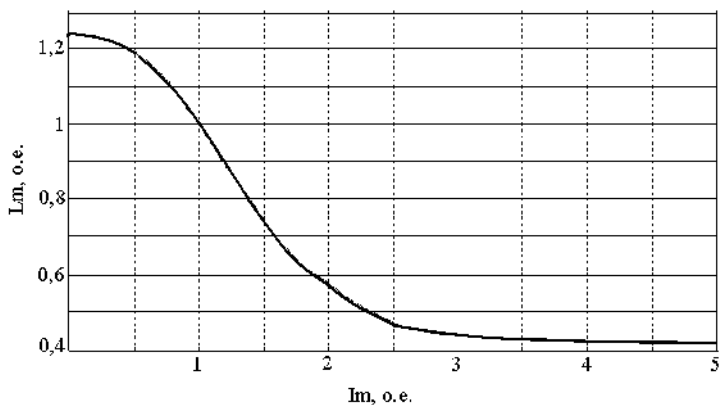


Рис. 5.36. Зависимость $L_\mu = f(i_\mu)$

Определить ток намагничивания можно через сложения проекций токов статора и ротора на оси U, V. Так как $\vec{I}_\mu = \vec{I}_1 + \vec{I}_2$, то из векторной диаграммы, представленной на рис. 5.37, видно, что:

$$I_{\mu u} = I_{1u} - I_{2u} \quad (5.20)$$

$$I_{\mu v} = I_{1v} - I_{2v} \quad (5.21)$$

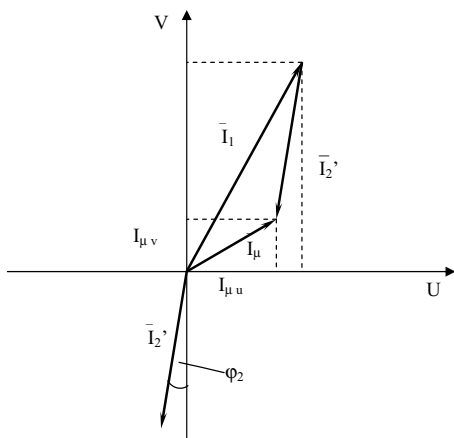


Рис. 5.37. Векторная диаграмма токов в осях U и V

Модуль тока намагничивания из уравнений (5.20), (5.21) определяется по следующей формуле

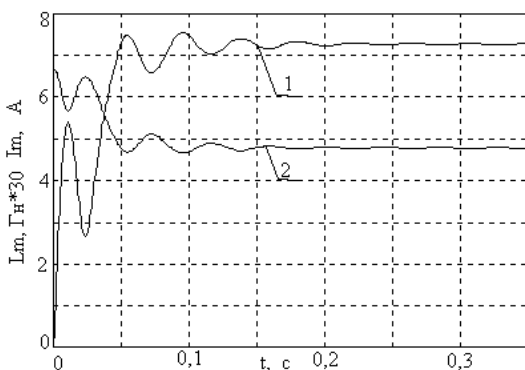
$$I_\mu = \sqrt{(I_{1u} - I_{2u})^2 + (I_{1v} - I_{2v})^2} \quad (5.22)$$

Уравнения асинхронной машины с учетом насыщения магнитной цепи записываются в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{1v} = (R_1 + pL_s(I_\mu))i_{1v} + pL_\mu(I_\mu)i_{2v} - L_s(I_\mu)\omega_k i_{1u} - L_\mu(I_\mu)\omega_k i_{2u} \\ U_{1u} = (R_1 + pL_s(I_\mu))i_{1u} + pL_\mu(I_\mu)i_{2u} - L_s(I_\mu)\omega_k i_{1v} - L_\mu(I_\mu)\omega_k i_{2v} \\ U_{2u} = (R_2 + pL_r(I_\mu))i_{2u} + pL_\mu(I_\mu)i_{1u} - L_\mu(I_\mu)(\omega_k - \omega_{эл})i_{1v} - L_r(I_\mu)(\omega_k - \omega_{эл})i_{2v} \\ U_{2v} = (R_2 + pL_r(I_\mu))i_{2v} + pL_\mu(I_\mu)i_{1v} + L_\mu(I_\mu)(\omega_k - \omega_{эл})i_{1u} + L_r(I_\mu)(\omega_k - \omega_{эл})i_{2u} \\ M = p_n L_r(I_\mu)(i_{1v}i_{2u} - i_{1u}i_{2v}) \end{cases} \quad (5.23)$$

Согласно системе уравнений (5.23) была составлена в программе MATLAB структурная модель асинхронного двигателя, учитывающая насыщение магнитной цепи.

Графики переходных процессов тока намагничивания (кривая 1) и индуктивности намагничивания (кривая 2) для двигателя 4A112MA6Y3 при пуске вхолостую приведены на рис.5.38, а графики переходных процессов скорости и электромагнитного момента представлены на рис. 5.39.

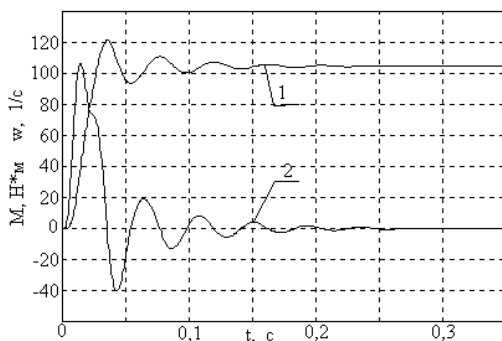


- 1 – кривая переходного процесса тока намагничивания;
2 – кривая переходного процесса индуктивности намагничивания.

Рис. 5.38. Переходные процессы тока намагничивания и индуктивности намагничивания при пуске $M_c = 0$, $J = J_{дв}$

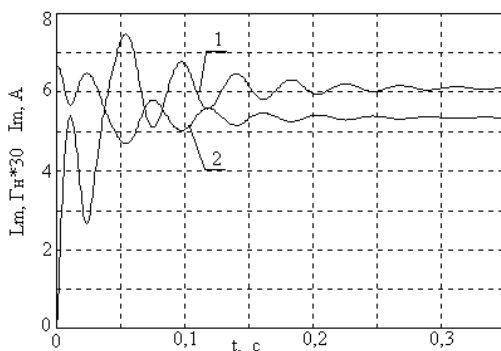
Из графика переходного процесса (кривая 2), представленного на рис. 5.38, видно, что в момент пуска величина индуктивности выше номинальной величины. В процессе увеличения тока намагничивания (кривая 1) до величины,

равной номинальной, индуктивность уменьшается. Этот процесс соответствует физическому процессу, происходящему в реальном асинхронном двигателе.



1 – кривая переходного процесса скорости ротора двигателя;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис.5.39. Графики переходных процессов скорости и электромагнитного момента при пуске с $M_c=0$ и $J=J_{дв}$

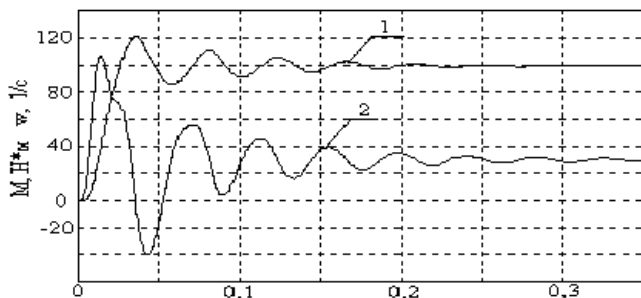


1 – кривая переходного процесса тока намагничивания;
2 – кривая индуктивности намагничивания.

Рис.5.40. Графики переходных процессов тока и индуктивности намагничивания при пуске двигателя с $M_c=M_n$ и $J=J_{дв}$

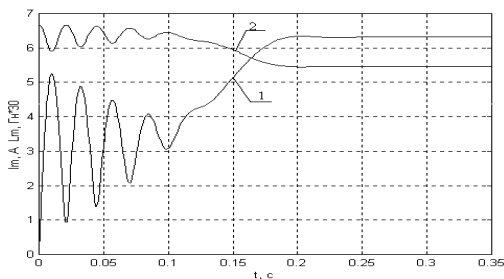
Графики переходных процессов тока намагничивания и индуктивности намагничивания при пуске двигателя с $M_c = M_n$ и $J = J_{дв}$ даны на рис. 5.40.

На рис. 5.41 представлены графики переходных процессов скорости вращения ротора двигателя и электромагнитного момента двигателя при пуске двигателя с $M_c = M_n$ и $J = J_{дв}$.



1 – кривая переходного процесса скорости ротора двигателя;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис. 5.41. Графики переходных процессов скорости и момента при пуске с $M_c = M_n$ и $J = J_{дв}$

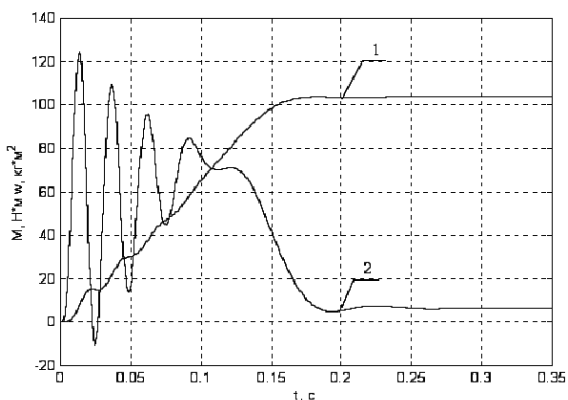


1 – кривая переходного процесса тока намагничивания;
2 – кривая индуктивности намагничивания.

Рис. 5.42. Графики переходных процессов тока и индуктивности намагничивания при пуске с $M_c = 6,28 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и $J = 0,089 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$

Графики переходных процессов тока намагничивания и индуктивности намагничивания при пуске двигателя с $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, что соответствует моментам механизма, представлены на рис. 5.42.

На рис. 5.43 представлены графики переходных процессов угловой скорости ротора и электромагнитного момента двигателя при пуске двигателя с $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.



1 – кривая переходного процесса скорости ротора двигателя;
2 – кривая переходного процесса электромагнитного момента двигателя.

Рис. 5.43. Графики переходных процессов скорости и момента двигателя при пуске с $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$

По полученным переходным характеристикам (рис.5.38...5.43) можно сделать вывод о том, что индуктивность намагничивания возрастает при увеличении статического момента нагрузки на валу двигателя, так как при этом происходит увеличение тока ротора, что приводит к размагничивающему действию (уменьшению тока намагничивания). Пиковые значения моментов меньше на 10% (при пуске двигателя с $M_c=M_n$ и $J=J_{дв}$) в модели асинхронного двигателя, учитывающего насыщение магнитной цепи, чем

в модели, которая не учитывает насыщение. Можно сделать вывод о том, что учет насыщения важен для получения полной картины динамических процессов.

В дальнейшем будет показано влияния насыщения магнитной цепи асинхронного двигателя на динамику электропривода и сравнение с переходными характеристиками электропривода, в котором в качестве модели асинхронного двигателя используется модель двигателя, не учитывающая насыщение магнитной цепи.

На точность воспроизведения моделью асинхронного двигателя динамических свойств реального двигателя оказывает **эффект вытеснения тока в роторе** асинхронного двигателя. Этот эффект оказывает сильное влияние при пуске асинхронных двигателей, а особенно двигателей средней и большой мощности.

При изменении угловой скорости ротора в нем изменяется частота тока, что влияет на распределение плотности тока по высоте проводника, находящегося в пазу из-за различного индуктивного сопротивления проводников, лежащих на дне паза и ближе к зазору, при этом изменяется амплитуда токов и фаза. Эффект вытеснения при моделировании можно учесть коэффициентами k_r и k_x .

Коэффициент k_r , учитывающий увеличение активного сопротивления за счет вытеснения тока, зависит от типа обмотки, геометрических данных паза, числа и размеров элементарных проводников, материала проводников и частоты тока в них.

Индуктивное сопротивление также изменяется за счет вытеснения тока. Это учитывается коэффициентом k_x . Коэффициенты k_r и k_x при вариации частоты вращения ротора изменяются по нелинейному закону. Зависимости k_r и k_x от скольжения S приведены на рис. 5.44.

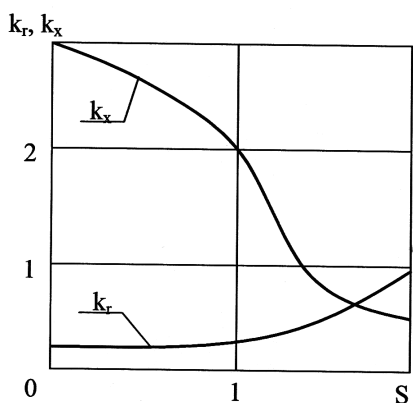


Рис. 5.44. Зависимость k_r и k_x от скольжения при $J=J_d$

Исследования показывают, что нелинейное изменение активного сопротивления ротора оказывает наибольшее влияние на динамику при пуске асинхронного двигателя поэтому в математической модели асинхронного двигателя, вытеснение тока в пазах ротора учитывается только коэффициентом k_r . На рис. 5.45 показана переходная характеристика электромагнитного момента M двигателя 4АН-315М8УЗ мощностью 132 кВт с учетом вытеснения тока при пуске на холостом ходу (прямое включение в сеть).

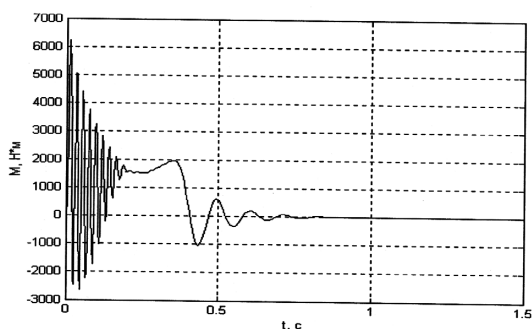


Рис. 5.45. Переходный процесс по выходной переменной M на холостом ходу с учетом эффекта вытеснения тока при $J=J_d$

Для сравнения приведем график электромагнитного момента асинхронного двигателя при пуске без учета вытеснения тока в пазах ротора.

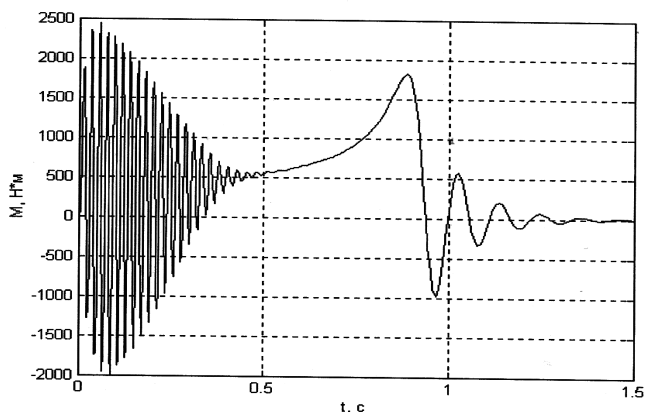


Рис. 5.46. Переходная характеристика электромагнитного момента M на холостом ходу без учета вытеснения тока ($J=\text{д}$)

Характер изменения электромагнитного момента отразился и на графиках переходного процесса скорости ротора при учете эффекта вытеснения тока в обмотке ротора (рис.5.47) и пренебрежении этим явлением (рис. 5.48).

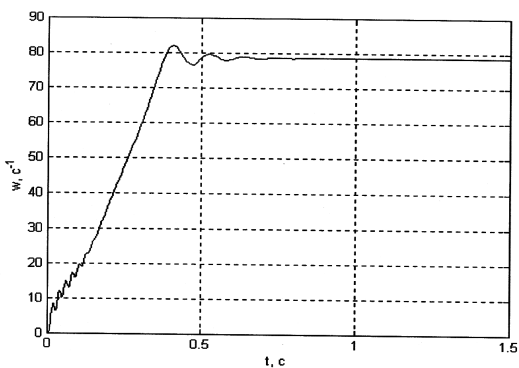


Рис. 5.47. Переходный процесс по выходной переменной ω на холостом ходу с учетом эффекта вытеснения тока при ($J=\text{д}$)

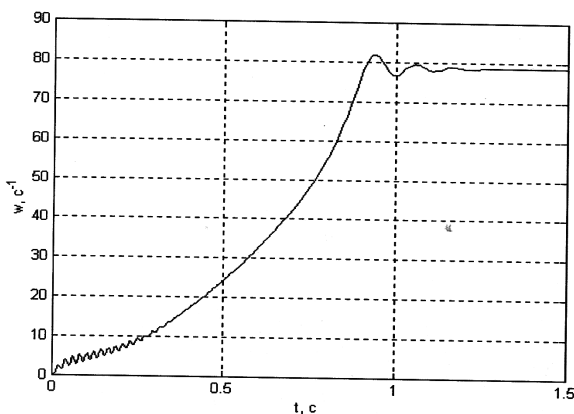


Рис.5.48. Переходная характеристика по выходной переменной ω на холостом ходу без учета вытеснения тока ($J=J_d$)

Анализируя переходные процессы, приведенные на рис.5.45...5.48, можно отметить, что первые два-три периода электромагнитного момента имеют максимальные (ударные) значения, что обусловлено максимальными значениями токов в статоре и роторе. Затем токи затухают, колебания момента M снижаются, и значение угловой скорости ω приближается к установившемуся значению. Характер переходного процесса зависит от мощности двигателя и параметров, входящих в уравнение электромеханического преобразования энергии. Двигатель, разгоняясь до установившейся скорости, еще некоторое время «качается» около установившегося значения.

Рассмотренные особенности переходных процессов при пуске асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором относятся к числу его существенных недостатков. Возникновение переходных составляющих тока и момента существенно снижает надежность его работы. Установлено, что существенное снижение этих составляющих достигается при ограничении темпа нарастания амплитуды напряжения при пуске с помощью различных устройств автоматики и полупроводниковой техники.

Объяснить качественные различия переходных характеристик по выходным координатам момента M и скорости ω с учетом вытеснения тока и без учета поможет график изменения сопротивления ротора R'_2 , (рис. 5.49).

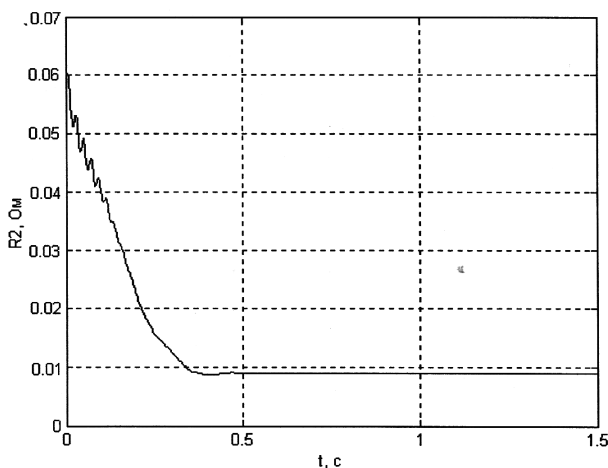


Рис. 5.49. График изменения сопротивления ротора R'_2 при учете эффекта вытеснения тока

Из графика момента двигателя, приведённого на рис.5.45, видно, что возрастание сопротивления R'_2 в период пуска способствует увеличению пиковых значений электромагнитного момента, что уменьшает время пуска электродвигателя (рис. 5.47).

Учет эффекта вытеснения тока в пазах ротора позволяет значительно приблизить результаты моделирования механической характеристики двигателя к паспортным значениям, гарантированным заводом-изготовителем. В качестве примера рассмотрим статическую механическую характеристику асинхронного двигателя 4АН-315М8УЗ мощностью 132 кВт, которая с учетом вытеснения тока в пазах ротора имеет вид, представленный на рис. 5.50.

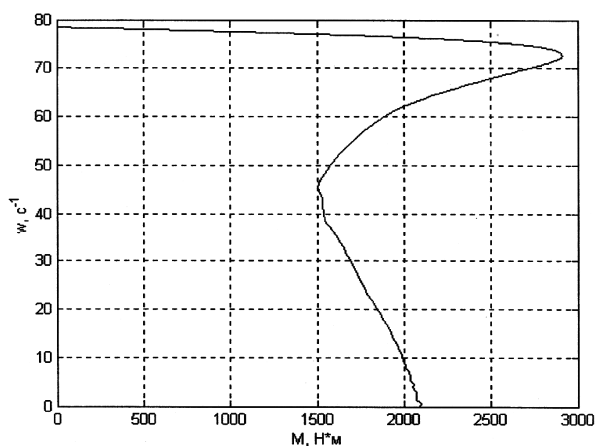


Рис. 5.50. Статическая механическая характеристика АД с учетом эффекта вытеснения тока ротора

Сопоставление значений моментов, полученных в результате моделирования, с паспортными данными двигателя показано в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Момент двигателя	Значение по паспорту, Нм	Значение по модели, Нм	Погрешность, %
Критический, Мк	3258,5	2910	- 10,7
Минимальный, М _{тп}	1543,5	1500	- 2,8
Пусковой, Мп	2058	2085	+ 1,3

Из анализа табл. 5.1 становится очевидным эффективность введения в модель факторов, учитывающих явление вытеснения тока в пазах ротора. Такая модель приведена на рис. 5.51.

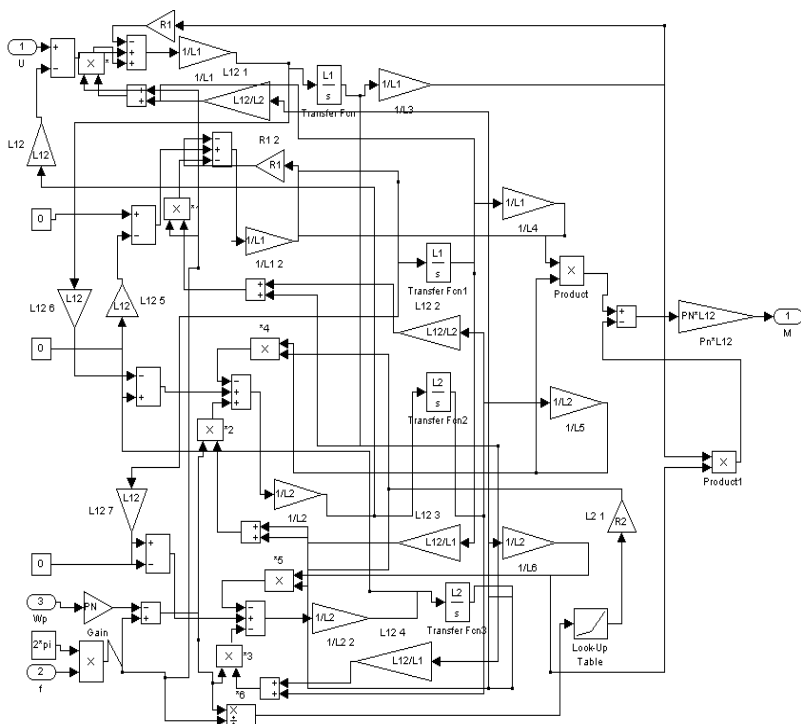


Рис. 5.51. Модель обобщенной электрической машины с учетом вытеснения тока в обмотке ротора

5.5. Анализ возможностей программных средств при моделировании обобщенной электрической машины

Модели обобщенной электрической машины, описываемые системами уравнений (5.1) и (5.8), были составлены в программах Micro-Cap V и MatLab 6.0.

Исследования показали, что программа Micro-Cap V может применяться только для моделирования обобщенной электрической машины (электромеханических преобразователей), так как при моделировании электромеханических систем высоко-

го уровня, в состав которых входит система управления, программа выдает сообщения об ошибках при расчетах.

При увеличении времени моделирования $t > (3 - 5)\tau$, где τ – постоянная времени переходного процесса, часто выдается сообщение: “Внутренний шаг времени слишком мал в анализе переходных процессов (Internal time step too small in transient analysis)”. При моделировании двигателей с учетом насыщения кривой намагничивания стали статора может выдаваться сообщение: “Плавающая точка 'отрицательная величина под квадратным корнем' (Floating point 'neg sqrt()')”. Чтобы устранить возникающую ошибку приходится подбирать величину шага по времени. При этом исследователь уже не может задавать произвольный интервал времени моделирования, так как его величина ограничивается возможностями программы Micro-Cap V. Даже при исследовании свойств двигателя без системы управления верхний предел интервала времени моделирования, который может рассчитать данная программа, находится в пределах (0,5;1) с, что недостаточно для проведения исследований работы электропривода в реальных механизмах.

В ходе исследований была отмечена тенденция увеличения количества затруднений, возникающих при моделировании электрических машин в программе Micro-Cap V, с увеличением мощности объекта исследования, особенно при учете нелинейности кривой намагничивания электротехнической стали статора. Сравнительный анализ переходных процессов, происходящих в одномассовой электромеханической системе, в состав которой входит двигатель 4A80B6Y3, ранее рассмотренный в главе 3, для режимов:

- пуск на холостом ходу;
- наброс нагрузки $M_c = M_n = 11,4$ Н·м в момент времени $t = 0,25$ с, полученных в программах Micro-Cap V и MatLab 6.0.

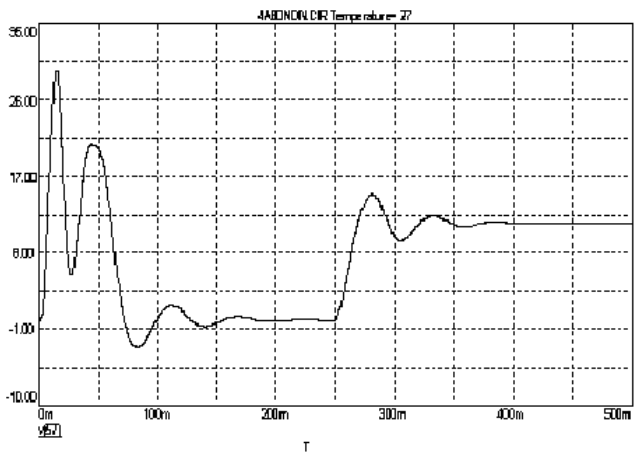


Рис.5.52. График момента двигателя в одномассовой электромеханической системе $M(t)$, Н·м (Micro-Cap V)

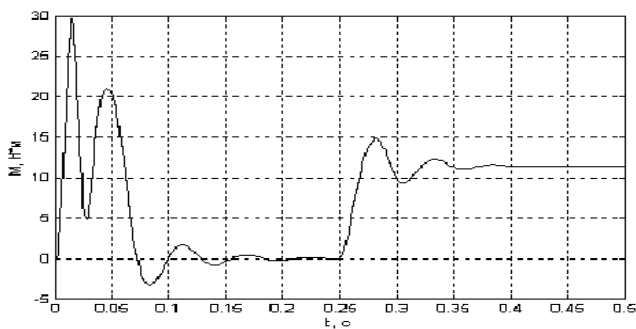


Рис.5.53. График момента двигателя в одномассовой электромеханической системе $M(t)$, Н·м (MatLab 6.0)

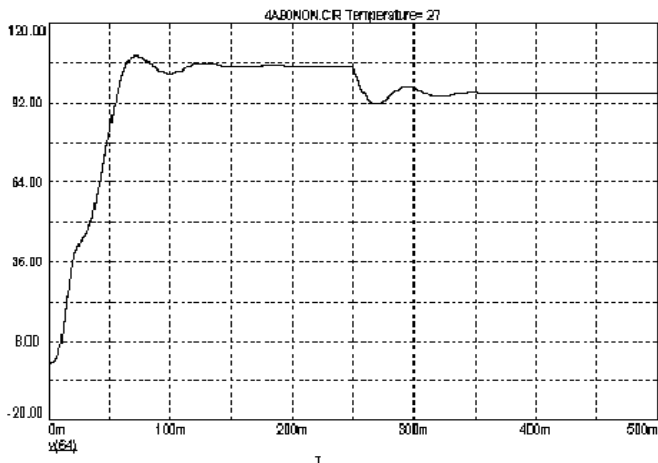


Рис. 5.54. Угловая скорость в одностепенной электромеханической системе $\omega(t)$, рад/с, (Micro-Cap V)

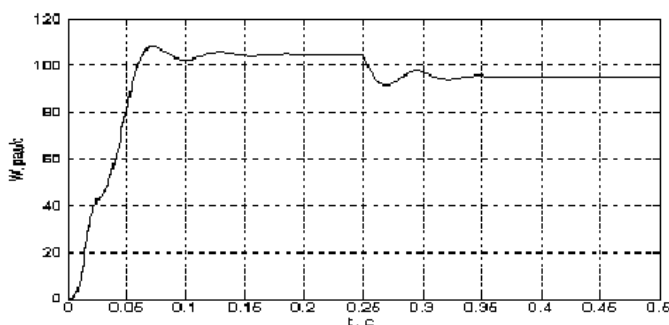


Рис. 5.55. Угловая скорость в одностепенной электромеханической системе $\omega(t)$, рад/с, (MatLab 6.0)

В программе Micro-Cap V каждый из компонентов, используемых при моделировании, имеет небольшое внутреннее сопротивление, которое может вносить погрешность в результаты расчетов. Несмотря на это, графики переходных

процессов свидетельствуют о том, что результаты расчетов, проведенных в разных программах, практически совпадают: совпадают амплитудные и установившиеся значения механических и электрических координат электродвигателя, число колебаний, наблюдающихся в переходных процессах, а также их длительности. Данное обстоятельство свидетельствует о достаточно высокой точности результатов расчетов, проводимых в программе Micro-Cap V.

Нужно отметить, что программа Micro-Cap V при полной установке занимает на жестком диске не более 15 мегабайт, в то время, как минимально необходимая для моделирования динамических систем электропривода конфигурация программы MatLab 6.0 занимает на жестком диске порядка 130 мегабайт. Но в настоящее время уровень развития вычислительной техники позволяет не экономить место на жестком диске. К тому же область возможного применения программы Micro-Cap V, предназначенной для расчета радиоэлектронных цепей, в расчетах динамики электромеханических систем весьма ограничена. Это ограничение обусловлено отсутствием возможности проведения расчетов с переменным шагом по времени, которую предоставляет программа MatLab 6.0. С данным недостатком программы Micro-Cap V связаны существенные затраты машинного времени, которые возрастают с увеличением сложности электромеханической системы и составляют на порядок большую величину, чем при использовании программы MatLab 6.0, поэтому моделирование электропривода производственных механизмов целесообразно осуществлять в программе MatLab 6.0.

ГЛАВА 6. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Введение

При векторном регулировании, в отличие от частотного, управление скоростью вращения двигателя осуществляется с помощью регулирования амплитуды и фазы вектора поля двигателя. Такое управление является наиболее точным в динамике и статике, а также более экономичным.

На сегодняшний день системы векторного управления электроприводами переменного тока получили все большее распространение.

Под термином *«векторное управление»* подразумевается в общем случае задание амплитуды, частоты и фазы трехфазной системы питающего напряжения, что на векторной диаграмме может быть представлено как формирование управляющего вектора напряжений статора, осуществляемого с помощью инверторов. Обзор современных промышленных инверторов реализующих алгоритм векторного управления позволяет утверждать, что область их применения достаточно широка, поскольку выпускаемые изделия рассчитаны на работу с самыми различными механизмами. Критерием при выборе инвертора является диапазон мощностей двигателей, с которыми он может работать.

Преимущества векторного регулирования:

- точная отработка скорости с компенсацией скольжения (даже без обратной связи по скорости);
- глубокий диапазон регулирования;
- в области малых частот двигатель работает плавно и сохраняет момент вплоть до нулевой скорости;
- быстрая реакция на скачки нагрузки;
- при резких скачках нагрузки практически не происходит скачков скорости, вследствие высокой динамики регулирования;
- оптимизация КПД двигателя на низких частотах;

- за счет регулирования тока намагничивания осуществляется оптимизация режима работы двигателя и снижение потерь, что делает такое управление более экономичным.

Указанные преимущества векторного регулирования обусловлены:

- во-первых, значительными успехами силовой электроники: освоено промышленное производство биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), силовых модулей на их основе (стойки и целые инверторы), а также силовых интеллектуальных модулей (IPM) с встроенными средствами защиты ключей и интерфейсами для непосредственного подключения к микропроцессорным системам управления;

- во-вторых, ростом степени интеграции в микропроцессорной технике и переход от микропроцессоров к микроконтроллерам с встроенным набором специализированных периферийных устройств, сделали необратимой тенденцию перехода на системы прямого цифрового управления электроприводами.

Под прямым цифровым управлением понимается как непосредственное управление от микроконтроллера каждым ключом силового преобразователя (инвертора и управляемого выпрямителя, если он есть), так и обеспечение возможности прямого ввода в микроконтроллер сигналов различных обратных связей (независимо от типа сигнала: дискретный, аналоговый или импульсный) с последующей программно-аппаратной обработкой внутри микроконтроллера. В последнее время на базе систем векторного управления разработан ряд приводов с прямым цифровым управлением моментом.

Усложнение структур управления приводами потребовало резкого увеличения производительности центрального процессора и перехода к специализированным процессорам с объектно-ориентированной системой команд, адаптированной к решению задач цифрового регулирования в реальном времени.

На данный момент инверторы с возможностью векторного управления производят множество фирм. Основные алгоритмы управления: метод управления потокосцеплением (Flux Current Control - FCC) и метод бессенсорного векторного управления (Sensorless Vector Control - SVC). Оба метода базируются на использовании адаптивной модели электродвигателя, которая

строится с помощью специализированного вычислительного устройства, входящего в состав преобразователя

Выпускаемые промышленные инверторы обеспечивают:

- высокий стартовый момент, 150% при 0,3 Гц в разомкнутой цепи управления, а при наличии обратной связи от 0 Гц;
- динамическую и статическую автонастройки;
- функцию энергосбережения;
- эффективное торможение скольжением;
- функцию поиска скорости в обоих направлениях;
- функцию контроля момента и др.

Современные системы с динамическим векторным управлением производят высокоскоростные вычисления для определения требуемой мощности электродвигателя в зависимости от нагрузки. Ключевой технологией является оптимальный контроль векторов напряжения и тока для обеспечения максимального выходного крутящего момента.

Основные свойства динамического векторного управления, реализованного в частотных преобразователях:

- высокий начальный крутящий момент – 200% от 0,5 Гц (22 кВт и меньше), 180% для моделей 30 кВт и выше;
- плавное ускорение/замедление в кратчайший период времени для всех видов нагрузки. Используемый высокоскоростной процессор реагирует на резкое изменение нагрузки и определяет рекуперлируемую мощность для контроля времени замедления. Эта функция автоматического замедления сильно уменьшает время реакции частотного преобразователя на снижение нагрузки.

- точность контроля скорости: $\pm (0.1\%-0.02\%)$

Система сама определяет параметры подсоединенного двигателя и автоматически настраивается на работу с ним, то есть инвертор проводит измерения активных и индуктивных сопротивлений статора, косвенно определяет сопротивления ротора.

Существует возможность регулирования скорости, как с использованием датчика скорости, так и без него. Отметим, что при этом наиболее чувствительным к согласованию мощности является режим бездатчикового векторного управле-

ния, хотя наличие достаточно широкого модельного ряда изделий, позволяет без затруднений выбрать нужный инвертор.

Для замыкания обратной связи по скорости может быть использован тахогенератор или фотоимпульсный датчик.

Стремление предельно удешевить привод, особенно для массовых применений в бытовой технике (пылесосы, стиральные машины, холодильники, кондиционеры и т.д.), привело к отказу от датчиков механических переменных и переходу к системам бездатчикового управления по скорости (SVC). В случае отсутствия датчика реальная скорость ротора двигателя вычисляется по модели, заложенной в самом контроллере, такой способ оказывается дешевле, хотя и несколько уступает по своим параметрам. Такие вычисления проводятся в реальном времени, именно это требует высоких вычислительных мощностей процессоров. Трудность реализации подобной системы в двигателях переменного тока с короткозамкнутым ротором объясняется наличием лишь одной статорной обмотки, через которую формируется возбуждающее магнитное поле и создается вращающий момент.

Выход остаётся один: необходимо управлять амплитудой и фазой статорного тока, то есть его вектором, однако для управления фазой тока, а значит, и фазой магнитного поля статора относительно вращающегося ротора необходимо знать точное положение ротора в любой момент времени. Эта задача может быть решена с использованием датчика положения. В такой конфигурации привод переменного тока по качеству регулирования становится сопоставим с приводом постоянного тока.

Применение современной технологии векторного управления позволяет путём использования математической адаптивной модели двигателя предсказывать положения ротора. При этом система управления должна с высокой точностью измерять значение выходных токов и напряжений, обеспечивать расчёт параметров двигателя (сопротивление статора, значение индуктивности рассеяния и т.д.), точно моделировать тепловые характеристики двигателя с различными режимами его работы, осуществлять большой объём вычислений с очень высокой скоростью. Однако полное

управление моментом при скорости, близкой к нулевой, невозможно без обратной связи по скорости. Такая обратная связь становится необходимой и для достижения погрешности регулирования менее 1%. Контур обратной связи при этом легко реализуется с помощью самого преобразователя частоты. В зависимости от точности расчетной модели, системы зачастую могут осуществлять учет насыщения двигателя, что позволяет корректно и оптимально управлять им.

Возможность гибкого подхода к применению одного инвертора в различных приводах объясняется поддержкой большого количества настроек на конкретный механизм, производимых в момент наладки привода автоматически или вручную. К автоматическим настройкам можно отнести те параметры, которые инвертор измеряет самостоятельно, корректируя с ними параметры своей схемы. Эти же параметры могут быть введены вручную.

6.1. Структура электропривода с векторным управлением (ЭПВУ)

Как любой электропривод, ЭПВУ должен содержать определенный минимум функциональных узлов, без которого его работа невозможна либо происходит неадекватно управляющим воздействиям. К таким узлам относятся устройства:

- реализующие выработку сигнала задания;
- алгоритм векторного управления;
- автономный инвертор;
- асинхронный двигатель;
- механическая часть электропривода.

На рис. 6.1 представлена структурная схема упрощенной модели электропривода с векторным управлением, собранная в пакете Simulink программы MatLab. Она отражает перечисленные выше составные части электропривода и связи между ними, однако, отметим, что все обратные связи в рассматриваемой системе реализованы не визуально, то есть не отражаются графически на приведенном рисунке, хотя и существуют в действительности. Позже этот ма-

териал будет изложен более подробно при рассмотрении моделей соответствующих систем.

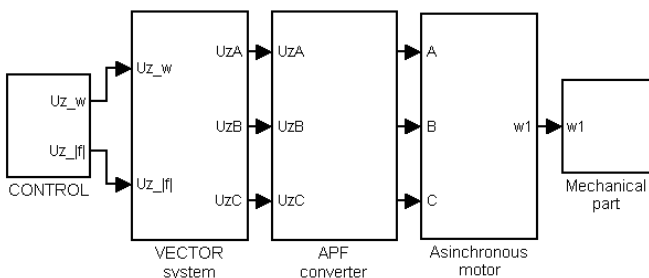


Рис. 6.1. Структурная схема модели векторного управления

На приведенной схеме отражены: блок выработки воздействий и визуализации результатов моделирования CONTROL, блок реализации векторных преобразований и регуляторов VECTOR system (отметим, что раньше этот блок описывался как СВУ - система векторного управления), блок модели автономного инвертора APF converter (образовано от Amplitude-Phase-Frequency converter, то есть амплитудно-фазочастотный преобразователь), блок модели асинхронного двигателя Asynchronous motor и механической части электропривода Mechanical part. Как видно, благодаря поддержке системой Simulink иерархического принципа создания моделей структурная схема достаточно проста. Каждый из отмеченных выше блоков представляет собой так называемую подсистему (Subsystem), то есть может содержать вложенные в него элементы Simulink и другие подсистемы. Рассмотрим структуру и принцип функционирования каждого блока более подробно.

Схема выработки воздействий и отображения результатов моделирования

Как следует из названия, схема выработки управляющих и возмущающих воздействий и отображения результатов моде-

лирования CONTROL включает в себя схему формирования управляющих сигналов для механической угловой скорости ротора и величины модуля потокоцепления ротора, возмущающий сигнал статического момента нагрузки электропривода (правая часть схемы на рис. 6.2), а также набор блоков, позволяющих наглядно проследить текущее значение переменных системы (посредством цифровых индикаторов Display, их показания на рисунке равны нулю) и характер их изменения, то есть построить графики переходных процессов самых различных величин (серия вертикально расположенных однотипных блоков в центре рисунка, в дальнейшем именуемых осциллографами). Применение осциллографов удобно для анализа поведения системы после завершения процесса моделирования. Схема визуализации расположена на рис. 6.2 слева.

Управляющие сигналы Uz_w (сигнал задания угловой скорости вращения двигателя) и Uz_lfl (сигнал задания потокоцепления) генерируются двумя одинаковыми блоками, они же формируют возмущающий сигнал статического момента. На приведенном рисунке и на многих последующих в схеме присутствуют элементы передачи информации в схемы верхнего уровня (пронумерованные порядковыми числительными овалы). На рис. 6.2 они расположены справа и имеют обозначения Uz_w (выход сигнала задания угловой скорости вращения двигателя) и Uz_lfl (выход сигнала задания модуля потокоцепления ротора). Овалы передачи информации во внешнюю схему обозначены входящими в них стрелками, что указывает на направление распространения информации. В последующих схемах встретятся аналогичные по внешнему виду элементы ввода информации в подсистему из схемы верхнего уровня, они отличаются наличием выходящей из них стрелки, что также соответствует направлению распространения сигнала в модели. Кроме того, в подсистеме выработки воздействий находится блок скрытой передачи информации, то есть не отражаемой на схеме линиями. Он применяется для исключения переполнения схемы линиями и элементами, что зрительно улучшает восприятие. На схеме он отображен блоком Ms и передает сигнал о статическом моменте нагруз-

ки непосредственно в модель механической части электропривода. Механизм передачи данных следующий: из блока Мс сведения о времени и значении передаваемой величины в этот момент времени записываются в матричном виде в память вычислительной машины. При этом в схеме механической части находится обратный блок приема данных (имеет такое же название Мс, но отличается направлением стрелки, показывающей распространение информации), который считывает соответствующие данные из памяти и передает следующему соединенному с ним блоку.

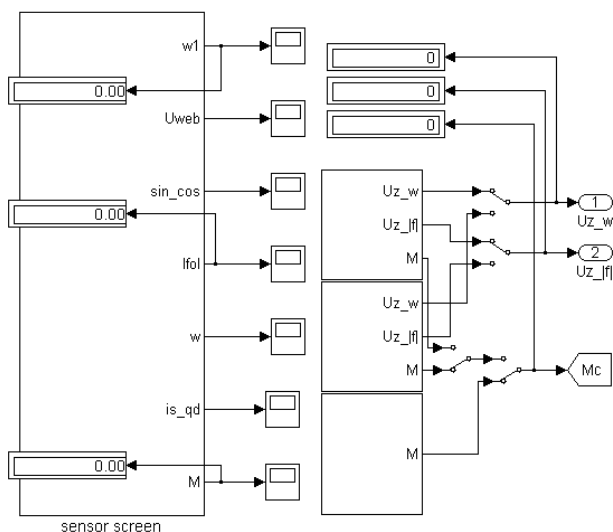


Рис. 6. 2. Подсистема выработки воздействий и отображения результатов моделирования

Дополнительно в схему включен третий блок формирования момента для создания более широких возможностей формирования нагрузочной диаграммы работы электропривода. В простейшем случае управляющие сигналы имеют вид напряжений неизменного уровня, однако введение в схему

ключей (на схеме изображены в замкнутом на один из двух возможных входных контактов положении) позволяет чрезвычайно гибко менять форму управляющего напряжения в процессе расчета, что эквивалентно сложной форме управляющих сигналов в процессе работы реального привода. Подобные ключи позволяют аналогично формировать статическую нагрузку электропривода, что немедленно отразится на характере переходных процессов. В совокупности описанные средства позволяют исчерпывающе исследовать реакцию системы на управляющие и возмущающие воздействия.

Аналогичные блоки активно используются для введения в подсистему отображения информации сведений из других частей модели ЭПВУ, что наглядно видно на рис. 6.3 (подсистема сбора информации).

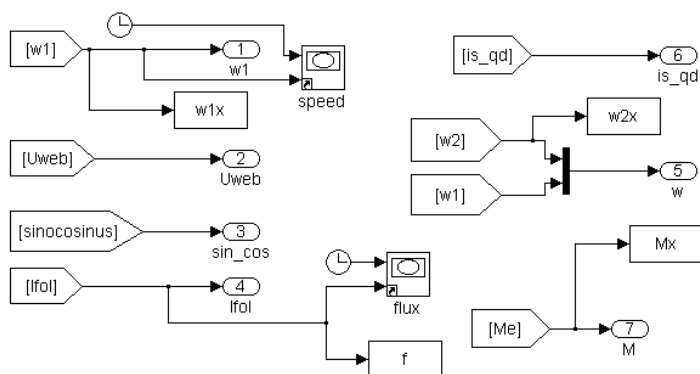


Рис. 6.3. Подсистема сбора информации

Здесь раскрыта структура субсистемы sensor screen рис. 6.2. Также в схеме присутствуют блоки speed (скорость) и flux (поток), выполняющие функции реальных двухлучевых осциллографов. Служат они также для построения графиков переходных процессов угловой скорости двигателя и модуля потокоцепления ротора, предоставляя дополнительное удобство

контроля. Важными элементами модели являются прямоугольные блоки $w1x$, $w2x$, Mx и f , которые формируют данные о поступающих на их вход величинах доступными для обработки из главного окна программного комплекса MatLab.

Графическая система MatLab включает высокоуровневые команды для двумерной и трехмерной визуализации данных, обработки изображений, анимации и рисования графиков. Двумерные графики можно строить в линейном, двойном логарифмическом или полулогарифмическом масштабе, а также изменять цвет, вид линий. При точечном изображении графики доступно выбрать различные символы для точек.

Можно на одном графике размещать несколько кривых, изменять количество меток на осях, включать в график наименования осей, титул и легенды для линий с различным размером и начертанием символов. Кроме того, предлагается широкий набор специализированных графиков: диаграммы, гистограммы распределения; двух- и трехмерные графики векторных полей, контурные графики в прямоугольной и полярной системах координат.

Подсистема векторных преобразований

Подсистема векторных преобразований VECTOR system реализует основные зависимости, позволяющие осуществить управление с ориентацией по вектору потокоцепления ротора, структура подсистемы представлена на рис.6.4.

Рассмотрим составляющие этой схемы: слева отражены входы управляющих сигналов угловой скорости " Uz_w " и модуля потокоцепления " $Uz\_|f|$ ", которые поступают из рассмотренных в системе выработки воздействий соответствующих выходных блоков. Указанное соединение можно увидеть на рис. 6.6.1. Кроме отмеченных входов в систему векторных преобразований входят также сигналы обратных связей по току статора в неподвижных осях (α , β) " is_ab ", по потокоцеплению ротора " fr_ab " в той же системе координат и по угловой скорости вала двигателя $w1$. Как видно из рис. 6.4, сигналы обратной связи по току статора поступают в схему по сдвоенному каналу

и разделяются непосредственно после ввода. Аналогично организована обратная связь по потокосцеплению ротора. Следует иметь в виду, что по принятому в отечественной литературе обозначению неподвижной системы координат (α, β) в модели Simulink соответствует обозначение (a,b). Структуру подсистемы векторных преобразований образуют контур регуляторов "PID", блоки преобразования координат "1,2 – a,b" и "a,b – 1,2", преобразования фаз "a,b – ABC", а также подсистема выделения модуля и сигналов положения вектора потокосцепления ротора в пространстве "rotor flux". Через элементы "UzA", "UzB" и "UzC" выводятся управляющие сигналы для автономного инвертора. Состав субсистем преобразования координат и фаз полностью соответствует содержанию формул, описывающих принцип векторного управления.

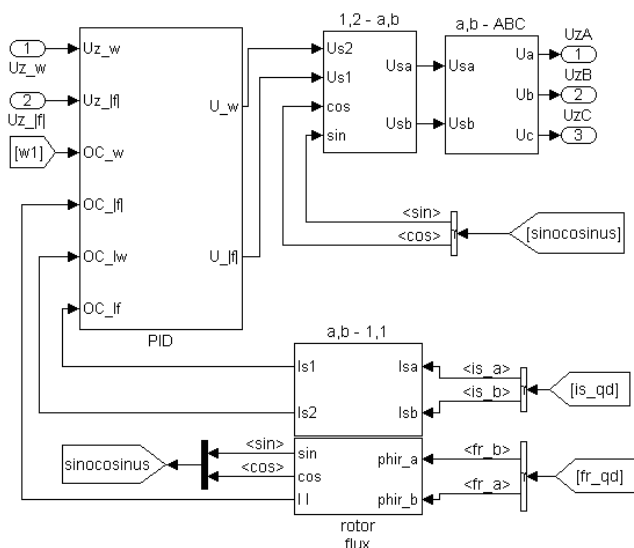


Рис.6.4. Подсистема векторных преобразований

Рассмотрим составляющие подсистемы векторных преобразований. Контур "PID" содержит набор регуляторов с

учетом сигналов обратных связей и ограничителя выходного сигнала, что моделирует конечность уровня сигналов в реальной системе и обеспечивает условие небезграничной мощности. Его схема представлена на рис. 6.5.

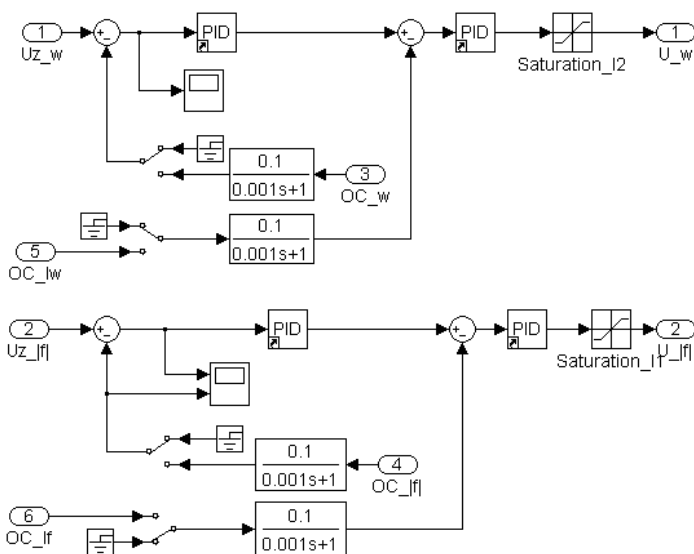


Рис. 6.5. Подсистема регуляторов

Как видно из приведенного рисунка, в системе присутствуют два отдельных контура регулирования: контуры угловой скорости и модуля потокосцепления ротора. Это в полной мере отвечает принципу и назначению системы векторного управления - раздельному регулированию электромагнитного момента двигателя и модуля потокосцепления ротора. При этом оказывается целесообразным поддерживать потокосцепление ротора постоянной величиной, а в качестве управляющего воздействия рассматривать сигнал зада-

ния скорости. При этом существенно улучшаются динамические свойства электропривода.

Соответственно в схеме присутствуют входы сигнала регулирования угловой скорости двигателя U_{z_w} и задания величины модуля потокосцепления $U_{z\_|f|}$. Кроме того, в контур регулирования скорости вводятся сигналы обратной связи по угловой скорости OC_w и по моментообразующей составляющей тока статора OC_lw . Обратные связи в контуре стабилизации модуля потокосцепления ротора: собственно по модулю потокосцепления $OC\_|f|$ и по потокообразующей составляющей тока статора OC_lf .

В линиях обратных связей установлены ключи, позволяющие отключать соответствующие сигналы. Кроме того, в каждой обратной связи включены апериодические звенья с постоянной времени $T=0,001$ с, которые приближенно моделируют датчики. Коэффициент передачи первоначально выбирается равным $K=1$. Впоследствии проводится настройка коэффициентов. В контурах использованы пропорционально/интегрально/дифференциальные регуляторы PID из дополнительной библиотеки Simulink. Как следует из названия регуляторы позволяют задавать отдельно пропорциональный, интегральный и дифференциальный коэффициенты.

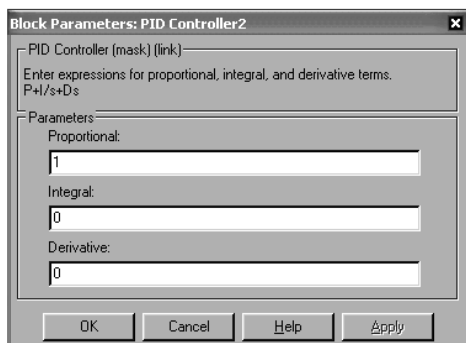


Рис. 6.6. Окно настройки параметров регулятора

На рис. 6.6 приведено окно, в котором производится задание указанных коэффициентов (параметрирование блока). Окно ввода параметров вызывается двойным щелчком мыши на пиктограмме соответствующего блока

Структура рассматриваемого регулятора приведена на рис.6.7. Как видно из неё, задание нулевого значения пропорционального, интегрального или дифференциального параметра исключает соответствующую цепочку.

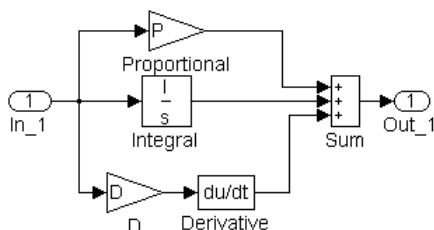


Рис. 6.7. Структура регулятора

Рассмотрим иные подсистемы в системе векторных операций. Как отмечалось ранее, для работы СВУ необходимо получить информацию о положении и величине вектора потокосцепления ротора, что в реальности производится установкой датчиков Холла, либо косвенным вычислением. В модели векторного управления соответствующую информацию получают из модели асинхронного двигателя (МАД). Вычисление направляющих косинусов и модуля потокосцепления ротора производится блоком "rotor flux" (рис. 6.4) в соответствии с формулами (6.1...6.3).

Модуль вектора потокосцепления определяют следующим образом

$$|\vec{\psi}_0| = \sqrt{(\psi_{0\alpha})^2 + (\psi_{0\beta})^2}. \quad (6.1)$$

Для определения единичных гармонических сигналов $\sin \varphi$ и $\cos \varphi$ используются следующие соотношения:

$$\cos \varphi = \frac{\Psi_{0\alpha}}{|\bar{\Psi}_0|}, \quad (6.2)$$

$$\sin \varphi = \frac{\Psi_{0\beta}}{|\bar{\Psi}_0|}. \quad (6.3)$$

На рис. 6.8 приведена схема, выполняющая указанные расчеты.

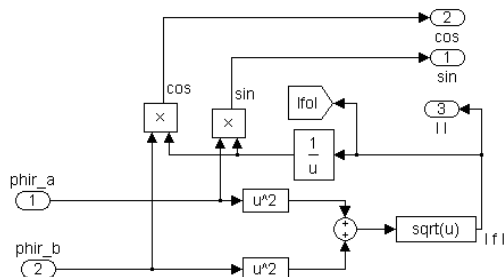


Рис.6.8. Схема вычисления модуля потокосцепления и направляющих косинусов

Входными сигналами в данном случае являются проекции вектора потокосцепления ротора по оси α phir_a и по оси β phir_b . Выходные сигналы: модуль вектора потокосцепления, обозначенный на схеме математическим знаком модуля, и единичные по амплитуде значения направляющих косинусов $\cos$ и $\sin$. Дополнительно информация о модуле потокосцепления выводится в схему отображения результатов моделирования через блок $|f|$.

Из МАД информация о потокосцеплении и токах приходит в неподвижной системе координат (α, β) , при этом управляющие воздействия представлены во вращающейся с синхронной скоростью системе координат $(1, 2)$. Возникает необходимость перевести эти сигналы в одну форму, что производится блоком "a,b-1,2" в соответствии с соотношениями (6.4) и (6.5)

$$I_{s1} = I_{s\alpha} \cos \varphi + I_{s\beta} \sin \varphi, \quad (6.4)$$

$$I_{s2} = -I_{s\alpha} \sin \varphi + I_{s\beta} \cos \varphi. \quad (6.5)$$

Сигналы переводятся в систему координат (1,2), схема представлена на рис. 6.9. Это объясняется тем, что в этом случае они имеют негармонический характер, что существенно упрощает организацию обратных связей.

После вычисления рассмотренным блоком сигналы проекций токов поступают в под-систему регуляторов PID, где соответствующим образом влияют на управляющий сигнал при замкнутых ключах обратных связей. С выхода блока регуляторов PID информация (в синхронной системе координат) поступает в подсистему обратного перехода в неподвижную систему координат (α, β) , что выполняется в соответствии с соотношениями (6.6 и 6.7).

$$I_{s\alpha} = I_{s1} \cos \varphi - I_{s2} \sin \varphi, \quad (6.6)$$

$$I_{s\beta} = I_{s1} \sin \varphi + I_{s2} \cos \varphi. \quad (6.7)$$

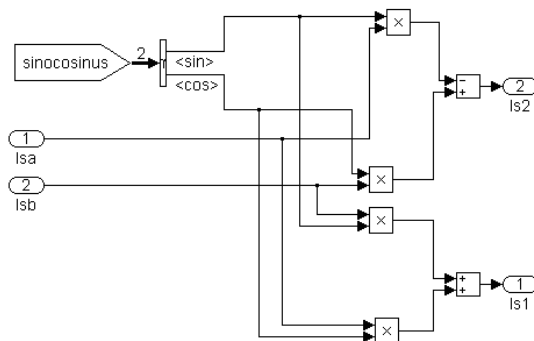


Рис. 6.9. Подсистема перевода токов статора в синхронную систему координат.

На схеме 6.4 это выполняется звеном "1,2 – a,b", состав и межэлементные связи которого представлены на рис. 6.10.

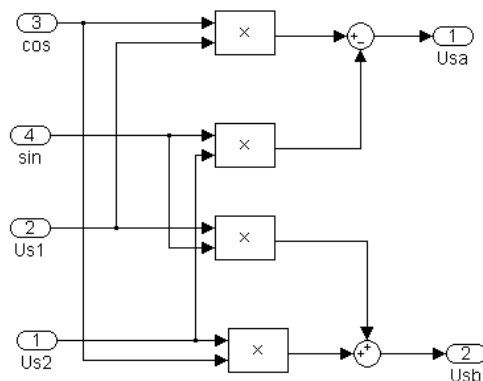


Рис. 6.10. Подсистема перевода напряжений статора в оси α и β

Здесь также используется информация о положении вектора потокосцепления. Собственно именно эта схема формирует синусоидальный характер подаваемого на двигатель напряжения, поскольку до него управляющие воздействия имели вид постоянных по сути (но регулируемых) сигналов.

Моделируемая система векторного управления предназначена управлять трехфазным асинхронным двигателем, поэтому следующим этапом является формирование трехфазной системы напряжений, что осуществляется структурой "a,b – A,B,C"

Перевод величин от двухфазного к трехфазному представлению необходим для выработки сигналов управления полупроводниковым преобразователем напряжения, путем пересчета по формулам (6.8...6.10).

$$U_A = U_\alpha, \quad (6.8)$$

$$U_B = 0.5(\sqrt{3}U_\beta - U_\alpha), \quad (6.9)$$

$$U_C = -0.5(\sqrt{3}U_\beta + U_\alpha), \quad (6.10)$$

Подсистема получения трехфазных управляющих сигналов приведена на рис. 6.11.

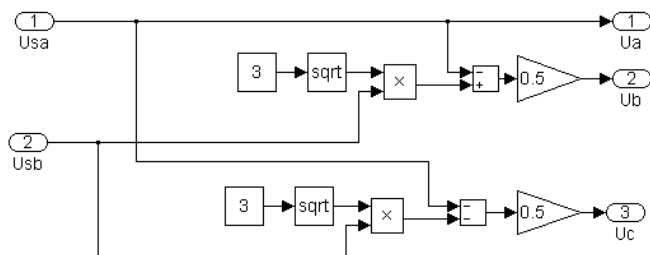


Рис. 6.11. Подсистема получения трехфазных управляющих сигналов

Модель автономного инвертора

По завершении последнего преобразования управляющие сигналы поступают в модель автономного инвертора, что наглядно видно на рис. 6.1. Сигналы уже необходимым образом модулированы по амплитуде, частоте и фазе, поэтому функции инвертора заключаются в усилении по мощности. В простейшем случае инвертор может быть представлен как апериодическое звено с передаточной функцией

$$W = \frac{k}{Tp + 1}, \quad (6.11)$$

где k – коэффициент передачи инвертора;
 T – постоянная времени, с.

Коэффициент k определяется по значениям выходного и управляющего напряжений

$$k = \frac{U}{U_3}, \quad (6.12)$$

где U - номинальное фазное напряжение двигателя, В;

U_3 - фазное управляющее напряжение, соответствующее номинальному режиму, В.

Для усиления трехфазной системы напряжений статора необходимо три таких звена. Структура модели автономного инвертора представлена на рис. 6.12, где отчетливо видны три независимых контура (контуров фаз А, В и С). Апериодические звенья с единичным коэффициентом усиления имитируют задержку, которая в реальных системах может быть вызвана наличием фильтра, исключающей сквозные токи паузой между коммутациями ключей или свойствами собственно полупроводниковых ключей. Звенья $gainA$, $gainB$ и $gainC$ позволяют задавать коэффициент усиления инвертора. Постоянные времени и коэффициенты усиления в трех контурах одинаковы. В целях удобства задания коэффициентов модель инвертора скрыта под так называемой маской. Достаточно удобная возможность маскирования схем будет использоваться еще неоднократно, поэтому опишем ее несколько подробнее.

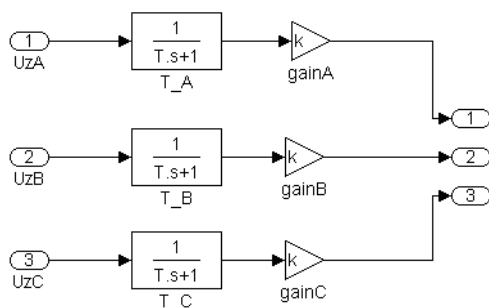


Рис. 6.12. Упрощенная модель автономного инвертора

Функция маскирования позволяет получать из созданной пользователем структуры некоторый блок, сходный по своему оформлению с библиотечными компонентами Simulink. Например, если бы модель инвертора была бы выполнена в виде обычной подсистемы, то для изменения постоянной времени необходимо было бы последовательно открыть три апериодических звена и изменить соответствующую величину, то есть выполнить эту операцию в каждой фазе. После проведения операции маскирования достаточно выполнить на блоке двойной щелчок мышкой и изменить одно число в приведенном ниже окне рис. 6.13.

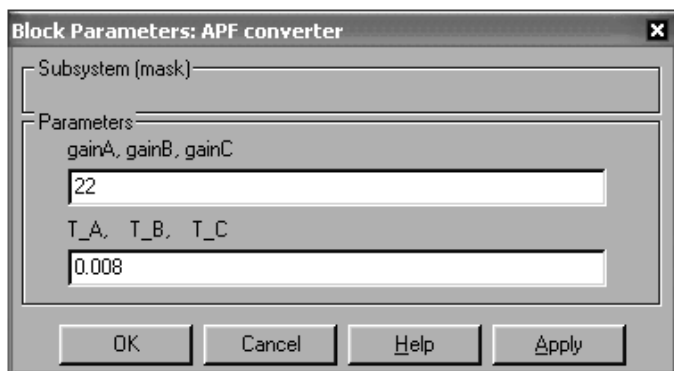


Рис. 6.13. Окно параметрирования инвертора

Перед этим необходимо провести некоторые настройки маски, что выполняется в установке взаимосвязи между блоками схемы, их параметрами и собственно окном параметрирования. Чтобы посмотреть или изменить замаскированную структуру, необходимо выбрать пункт Look Under Mask в контекстном меню подсистемы автономного инвертора.



Рис. 6.14. Окно маскирования

Контекстное меню вызывается нажатием правой кнопки мыши на пиктограмме инвертора. Операция маскирования позволяет сформировать собственное изображение на подсистеме (пиктограмму) и оформить справочную систему, что иногда может быть полезно. Здесь следует указать, что в некоторых версиях программы MatLab функцией создания справки следует пользоваться с осторожностью, поскольку как результат возможно некорректное открытие документа впоследствии. Впрочем, эта недоработка весьма несерьезна и в полной мере компенсируется стабильной работой программы в целом.

Подсистема модели асинхронного двигателя была изложена ранее в пп.5.4.

Модель механической части электропривода

Механическая часть системы – двухмассовая, с возможностью задания жесткости (c_{12} на схеме), коэффициента

внутреннего вязкого трения (в приведенной схеме имеет обозначение $b12$) и момента инерции рабочего механизма $J2$ (рис. 6.15). Статический момент M_c – активный.

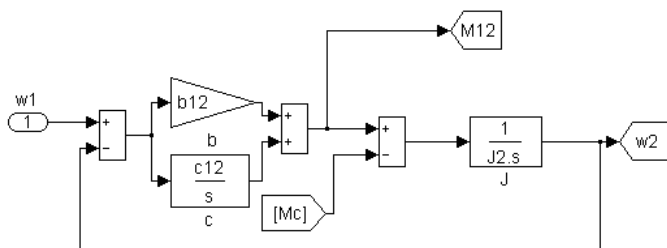


Рис. 6.15. Двухмассовая механическая часть электропривода

Механическая часть электропривода также замаскирована, что повышает удобство работы с моделью. Окно установки параметров приведено на рис. 6.16.

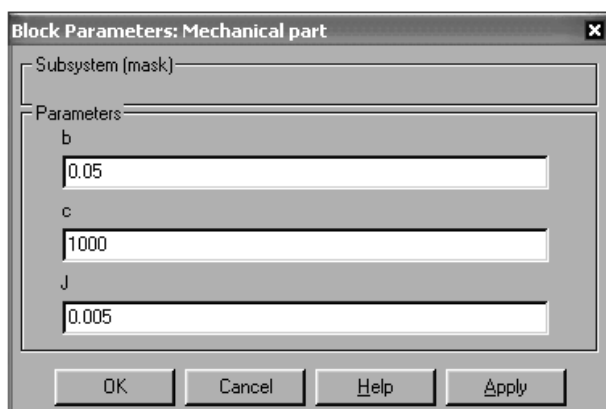


Рис. 6.16. Окно установки параметров механической части

Рассмотрение упрощенной модели электропривода с векторным управлением и её составляющими завершено, далее

освежим в памяти основные понятия о векторах и действиями с ними применительно к рассматриваемому электроприводу.

6.2. Общие сведения о векторном управлении

О возможности векторного управления говорит сам факт электромагнитного взаимодействия проводника с током, помещенного в магнитное поле, открытое Эрстедом в 1820 г. и математически оформленное А. Ампером. Согласно принципу электромагнитного взаимодействия, возникающий электромагнитный момент (сила) представляет собой векторное произведение тока и магнитного потока, которое записывается в виде:

$$\vec{F} = i [\vec{L} \times \vec{B}] \quad (6.13)$$

где L – длина проводника с током;
 B – магнитная индукция.

Из уравнения следует, что на проводник в магнитном поле действует сила только в том случае, когда угол между проводником L и вектором B отличен от нуля. Если же направление поля параллельно направлению тока, то сила равна нулю. Вектор силы всегда направлен под прямым углом к плоскости, образованной векторами поля и тока (рис. 6.17).

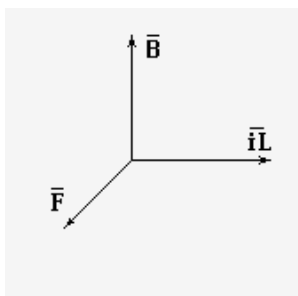


Рис. 6.17. Относительная ориентация векторов.

Вектор силы по модулю численно равен площади параллелограмма, построенного на векторах $i\bar{L}$ и $\bar{B}$, а направление перпендикулярно плоскости $i\bar{L}$ и $\bar{B}$ в соответствии с условием правого винта, то есть совпадает с направлением движения против часовой стрелки от вектора $i\bar{L}$ к $\bar{B}$ (рис. 6.18).

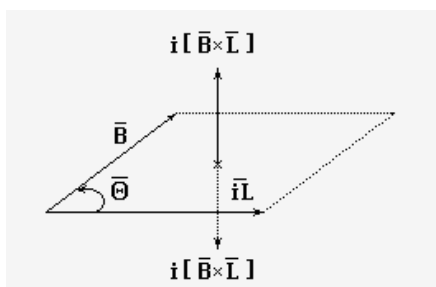


Рис. 6.18. К определению векторного произведения.

Согласно (6.13)

$$i[\bar{B} \times \bar{L}] = -i[\bar{B} \times \bar{L}],$$

поэтому площадь параллелограмма, определяющая модуль векторного произведения, равна:

$$F = iLB \sin \Theta \quad (6.14)$$

Для рамки (рис 6.19), которая наиболее близка к обмотке электрической машины, сила, действующая на проводник с током, определяется:

$$\bar{F} = i[\bar{L} \times \bar{B}] \quad (6.15)$$

Рамка может вращаться вокруг оси Z. Плоскость рамки расположена под углом α к оси Y.

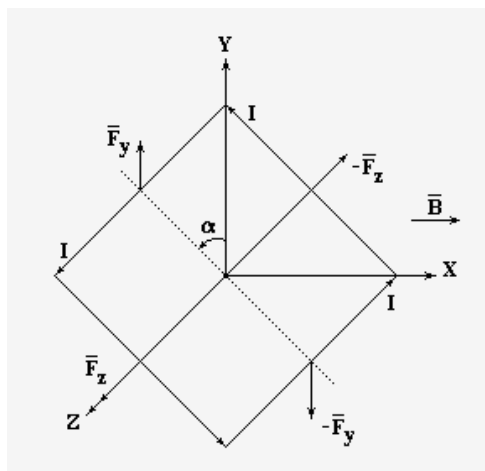


Рис. 6.19. Рамка с током в однородном магнитном поле

Наличие векторного произведения означает, что сила зависит лишь от произведения вектора iL , перпендикулярного вектору B .

В создании силы F достаточно рассмотреть верхний и нижний проводники, расположенные вдоль оси Z , так как боковые проводники не участвуют в процессе создания силы, вращающей рамку.

Действительно, y - компонента тока создает силу вдоль оси Z , x - компонента тока параллельна направлению поля, поэтому сила на неё не действует. На проводники, параллельные оси Z , будут действовать силы, направленные вверх и вниз по оси Y . Величина сил:

$$\vec{F} = \pm [I d \vec{i}_z \times B \vec{i}_x] = \pm B I d \vec{i}_y, \quad (6.16)$$

где $\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ - единичные векторы, соответственно направленные вдоль осей X, Y, Z ; d - сторона квадрата рамки.

Действующий на рамку вращающий момент

$$\vec{M} = 2 [\vec{F} \times \vec{l}], \quad (6.17)$$

где $\bar{l}$ – плечо силы $\bar{F}$ относительно оси Z,

$$\bar{l} = \pm d/2 \sin \alpha (\bar{i}_x).$$

Поэтому полный вращающий момент равен

$$M = -Id^2 B \sin \alpha [\bar{i}_y \bar{i}_x], \quad (6.18)$$

Поскольку d^2 есть площадь квадрата S, то, заменяя в формуле (6.18) $d^2 = S$, получим для модуля M:

$$M = S \cdot I \cdot B \cdot \sin \alpha \quad (6.19)$$

Направление вращающего момента таково, что он стремится уменьшить угол α , то есть расположить плоскость рамки перпендикулярно направлению магнитного поля.

Для дальнейшего рассмотрения теории векторного управления необходимо раскрыть понятие *обобщенного вектора*. Большинство электрических машин переменного тока предназначено для работы в трехфазных сетях, поэтому они строятся с симметричными трехфазными обмотками на статоре, причем магнитодвижущие силы (МДС) этих обмоток распределены в пространстве по закону, близкому к синусоидальному. Это позволяет представить МДС или пропорциональные им токи обобщенным пространственным вектором на комплексной плоскости, т.е. вектором, представляющим собой геометрическую сумму отрезков, построенных на пространственных осях фазных обмоток и соответствующих мгновенным значениям фазных МДС или токов. При этом проекции обобщенного вектора на оси фазных обмоток в любой момент времени будут соответствовать мгновенным значениям соответствующих величин.

В трехфазной симметричной обмотке, оси фаз которой смещены в пространстве на электрический угол $2\pi/3$, а токи фаз во времени – на такие же углы, при питании симметричной системы токов прямой последовательности, то есть сис-

темой токов, в которой ток фазы В отстает от тока фазы А на угол $2\pi/3$, а индекс В придается фазе, ось которой смещена относительно фазы А на электрический угол $\alpha_{AB}=2\pi/3$ в направлении положительного отсчета углов, суммарная магнитодвижущая сила (МДС) $\dot{F}_{1m} = 3\dot{F}_{\phi 1m}$, где $\dot{F}_{\phi 1m}$ – МДС каждой фазы. Эти МДС совпадают и изображаются на диаграмме одной и той же комплексной функцией (рис. 6.20).

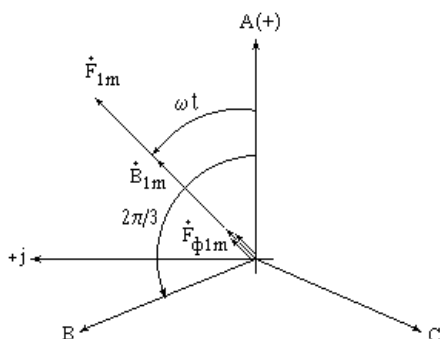


Рис. 6.20. Вращающаяся МДС трехфазной обмотки, образованная токами прямой последовательности.

Амплитуда трехфазной обмотки:

$$F_{1m} = 3F_{\phi 1m}/2, \quad (6.20)$$

где $F_{\phi 1m}$ – амплитуда пульсирующей волны МДС фазы.

МДС трехфазной обмотки с амплитудой F_{1m} вращается с угловой скоростью

$$\omega_1 = 2\pi f_1/p_n, \quad (6.21)$$

где f_1 – частота тока, Гц;

p_n – число пар полюсов машины.

Основная гармоническая индукция магнитного поля в зазоре многофазной машины представляет собой вращающуюся волну, перемещающуюся с той же угловой скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1 / p_n$, что и МДС.

В пространственно-временной комплексной форме магнитная индукция описывается уравнением

$$B_1^* = B_{1m} \cdot e^{j\alpha}. \quad (6.22)$$

Магнитная индукция B_1^* по фазе совпадает с МДС F_1^* .

Электродвижущая сила (ЭДС), индуцированная в фазе обмотки вращающимся полем, отстает на угол $\pi/2$ от потокосцепления фазы и выражается формулой

$$E_{cp}^* = -j \cdot 2\pi f_1 / 2\sqrt{2} \dot{\Psi}_{\Phi_m}, \quad (6.23)$$

где $\dot{\Psi}_{\Phi_m}^*$ – вектор потокосцепления фазы, амплитудное значение которого равно

$$\dot{\Psi}_{\Phi_m}^* = W k_0 \Phi_m, \quad (6.24)$$

где W – число последовательных витков фазы;

k_0 – обмоточный коэффициент фазы;

Φ_m – амплитуда магнитного потока на полупериоде.

Действующее значение ЭДС фазы

$$E_\Phi = 2\pi f_1 W k_0 \Phi_m / \sqrt{2}. \quad (6.25)$$

Все фазы симметричной многофазной обмотки имеют одинаковую структуру, при этом модули потокосцеплений и ЭДС получаются одинаковыми:

$$\Psi_{Am} = \Psi_{Bm} = \Psi_{Cm} = \Psi_m;$$

$$E_A = E_B = E_C = E.$$

Если рассматривать прямое вращающееся поле, то есть поле, перемещающееся от фазы А к фазе В, и затем к фазе С, то потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки образуют на комплексной плоскости симметричную m -лучевую звезду, угол между соседними лучами которой равен $2\pi/m$ (рис. 6.21).

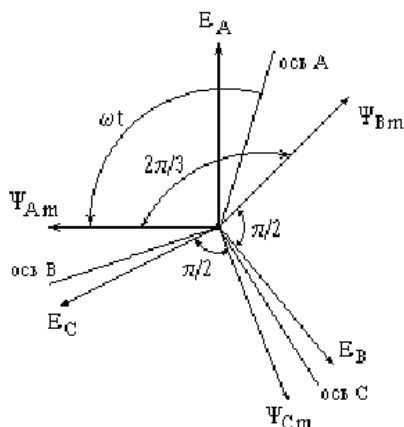


Рис. 6.21. Векторные диаграммы потокосцеплений и ЭДС фаз трехфазной обмотки.

Применительно к трехфазной обмотке, потокосцепление и ЭДС которой изображены на временной комплексной плоскости, комплексные функции потокосцепления $\dot{\Psi}_m = \Psi_m \cdot e^{j\omega t}$ и ЭДС $\dot{E} = E_\phi \cdot e^{j(\omega t - \pi/2)}$, соответствующие тем же фазным вершинам показаны на рис. 6.22. Здесь же показана комплексная функция $\dot{B}_{1m} = B_{1m} \cdot e^{j\omega t}$.

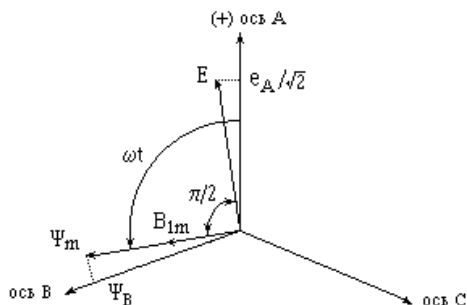


Рис. 6.22. Изображение индукции вращающегося поля, потокосцепления и ЭДС фаз на пространственной комплексной плоскости.

Из рис. 6.22 видно, что комплексные функции индукции вращающегося поля и потокосцепления, образованного этим полем, совпадают по направлению. Это связано с тем, что потокосцепление фазы проходит через максимум в то мгновение, когда на оси фазы наблюдается максимальная индукция. Мгновенные значения потокосцеплений (или мгновенные значения ЭДС фаз, уменьшенные в $\sqrt{2}$ раз) определяются, как проекции комплексной функции $\dot{\Psi}_m = \dot{\Psi}_{Am}$ или $\dot{E} = \dot{E}_A$ на ось соответствующей фазы.

При симметричной трехфазной системе обмоток обобщенный вектор тока можно представить в виде

$$\bar{I} = \frac{2}{3} (I_A + I_B \bar{a} + I_C \bar{a}^2). \quad (6.26)$$

где $\bar{a} = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ и $\bar{a}^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ - операторы поворота,

I_A, I_B, I_C - мгновенные значения токов в фазах электрической машины.

Следует отметить, что аналогичные соотношения справедливы и для других трехфазных величин.

В векторной модели АД используется система координат, ориентированная по одному из обобщенных векторов, входящих в уравнение электромагнитного момента.

Электромагнитный момент машины переменного тока

$$M_{\text{эм}} = \frac{m}{2} p_n L_m \operatorname{Im} (I_s I_r^*) = \frac{m}{2} p_n \operatorname{Im} (I_s \psi_0^*) = \frac{m}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} \operatorname{Im} (I_s \psi_r^*) \quad (6.27)$$

где m – число фаз машины;

p_n – число пар полюсов;

L_m – взаимная индуктивность обмотки статора и ротора (индуктивность намагничивающего контура);

L_r – собственная индуктивность обмотки ротора;

I_s – вектор тока статора;

ψ_0 – вектор главного потокосцепления;

ψ_r – вектор потокосцепления ротора;

Im – операция взятия мнимой части комплексного числа;

звездочкой обозначена операция комплексного сопряжения.

Во всех случаях $\operatorname{Im}(XY^*) = |X| |Y| \sin(Y^{\wedge}X)$, где угол между векторами отсчитывается от второго вектора к первому ($Y \rightarrow X$). Это соотношение может быть представлено в виде $|Y| X_2$, где $X_2 = |X| \sin(Y^{\wedge}X)$ – проекция вектора на ось ординат, связанной с вектором Y . Отсюда электромагнитный момент машины переменного тока согласно сделанных выше пояснений равен:

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= \frac{m}{2} p_n L_m |I_r| I_{s2}^{(1)} = \frac{m}{2} p_n |\psi_0| I_{s2}^{(2)} = \\ &= \frac{m}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} |\psi_r| I_{s2}^{(3)}, \end{aligned} \quad (6.28)$$

где $I_{s2}^{(i)}$ – проекция вектора тока статора на оси ординат систем координат с опорными векторами $\dot{I}, \dot{\psi}_0, \dot{\psi}_r$;

$i=1, 2, 3$, где цифры соответствуют опорным векторам.

Как известно из теории электрических машин, электромагнитный момент двигателя представляет сумму моментов, создаваемых взаимодействием токов каждой обмотки с ее потокоцеплением, что вызывает определенные трудности при математическом описании электромеханического преобразования энергии в m -фазной электрической машине. В этой связи при векторном управлении асинхронным двигателем находит применение эквивалентная модель двухфазной электрической машины, получившей название обобщенной электрической машины, о которой говорилось в главе 4.

Ориентация в системе координат векторной модели, обобщенной электрической машины по одному из обобщенных векторов, входящих в уравнение электромагнитного момента, позволяет определить момент с помощью двух независимых переменных подобно тому, как это делается в двигателях постоянного тока. Сказанное позволяет интерпретировать машину переменного тока как эквивалентную машину постоянного тока (рис. 6.23).

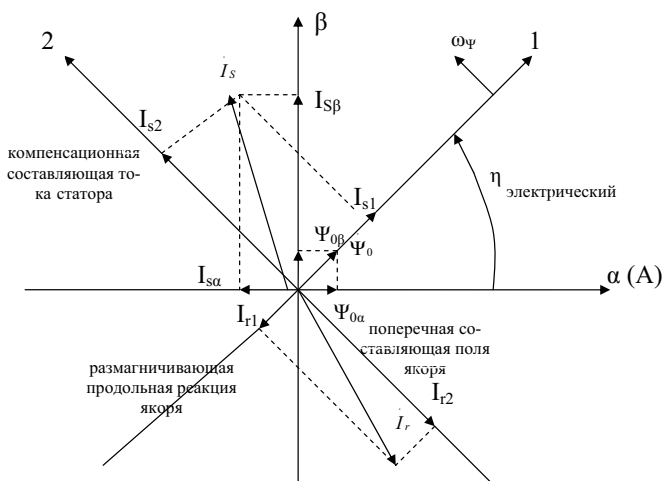


Рис. 6.23. Векторная диаграмма обобщенных векторов Ψ_0 и I_s

Сопоставим ротор асинхронной машины с якорем машины постоянного тока, а статорную обмотку – с обмотками возбуждения машины постоянного тока. Тогда составляющая тока статора, синфазная главному потокосцеплению может интерпретироваться как ток возбуждения машины постоянного тока, составляющая тока статора, сдвинутая на угол $\pi/2$, – как ток компенсационной обмотки, составляющая тока ротора, сдвинутая на угол $\pi/2$ относительно Ψ_o , – как поперечная составляющая поля якоря, и составляющая, синфазная главному потокосцеплению, – как размагничивающая продольная составляющая якоря.

На диаграмме видно, что главное потокосцепление Ψ_o есть векторная сумма тока статора I_s и тока ротора I_r и, следовательно, в системе координат, связанной с вектором главного потокосцепления, составляющие векторов I_s и I_r на ось ординат 2 равны и имеют разные знаки $I_{s2} = -I_{r2}$, а составляющие I_{s1} и I_{r1} определяют модуль главного потокосцепления $|\Psi_o| = L_m(I_{s1} + I_{r1})$; там же видно, что составляющая I_{r1} является размагничивающей.

На рис.6.23 представлены две системы координат: (1, 2) и (α, β) , а также векторы тока и потокосцепления. Векторы: главного потокосцепления $\bar{\Psi}_o$, его проекции $\bar{\Psi}_{o\alpha}$ и $\bar{\Psi}_{o\beta}$ на оси α и β соответственно, токи статора представлены вектором $\bar{I}_S$ и его проекциями $\bar{I}_{S1}, \bar{I}_{S2}, \bar{I}_{S\alpha}, \bar{I}_{S\beta}$, токи ротора - $\bar{I}_r, \bar{I}_{r1}, \bar{I}_{r2}$. Ось 1 системы координат (1, 2) связана с вектором Ψ_o , то есть вращается относительно неподвижной системы координат (α, β) . Угол φ между рассматриваемыми осями координат выражается в электрических градусах.

Наличие индекса "1" указывает на принадлежность вектора к контуру **формирования потокосцепления**, что является результатом действия вдоль одной оси с вектором. **Составляющие тока с индексом "2"** являются **моментаобразующими**. При рассмотрении указанных выше векторов весьма наглядно проявляется сходство с машиной постоянного тока:

- $\bar{I}_{S1}$ - выполняет функции тока возбуждения,
- $\bar{I}_{r1}$ - размагничивающая реакция якоря,

- $\bar{I}_{S2}$ - ток компенсационной обмотки,
- $\bar{I}_{r2}$ - поперечная реакция якоря.

Анализ использования опорных векторов показывает, что в случае принятия в качестве опорного вектора векторы напряжения статора U_s или ротора U_r , системы векторного управления содержат большое число прямых и обратных связей, в том числе нелинейных, отличаются сложностью формирования электромагнитного момента двигателя.

В случае выбора опорными векторами векторы токов статора I_s или ротора I_r перекрестные связи упрощаются, и также упрощается выражение, определяющее момент двигателя. Однако при этом сохраняются усложняющие анализ и техническую реализацию нелинейности системы. Наиболее простые зависимости характеризуют системы векторного управления, построенные с ориентацией по какому-либо из векторов потока сцепления двигателя, поэтому структурная схема идеализированной двухфазной асинхронной машины (АМ) строится по методу ориентации какого-либо из векторов, который обладает минимумом внутренних связей, содержит наиболее простые выражения электромагнитного момента, обладает удобством вычисления переменных асинхронного двигателя.

С учетом сделанных замечаний далее рассматривается построение систем векторного управления асинхронного электропривода.

6.3. Системы векторного управления

Современные системы с векторным управлением производят высокоскоростные вычисления для определения требуемой мощности электродвигателя в зависимости от нагрузки. Система сама определяет параметры подсоединенного двигателя и автоматически настраивается на работу с ним, то есть инвертор проводит измерения активных и индуктивных сопротивлений статора, косвенно определяет сопротивления ротора.

Как правило, существует возможность регулирования скорости, как с использованием датчика скорости, так и без него. Для замыкания обратной связи по скорости может быть

использован тахогенератор или фотоимпульсный датчик. В случае отсутствия датчика реальная скорость ротора двигателя вычисляется по модели, заложенной в самом контроллере, такой способ оказывается дешевле, хотя и несколько уступает по своим параметрам. Такие вычисления проводятся в реальном времени, именно это требует высоких вычислительных мощностей процессоров.

Точное и эффективное управление при минимуме затрат обеспечивает режим векторного управления без датчика обратной связи по скорости (SVC). Если в двигателях постоянного тока имеются две обмотки (статорная, или возбуждённая, и роторная, или якорная), что позволяет управлять отдельно скоростью вращения (ток возбуждения) и электромагнитным моментом (ток якоря), то в двигателях переменного тока с короткозамкнутым ротором имеется всего лишь одна статорная обмотка, через которую формируется возбуждающее магнитное поле и создается вращающий момент. С этим и связаны все трудности управления электродвигателем.

Выход остаётся один: необходимо управлять амплитудой и фазой статорного тока, то есть его вектором, однако для управления фазой тока, а значит, и фазой магнитного поля статора относительно вращающегося ротора необходимо знать точное положение ротора в любой момент времени. Эта задача может быть решена с использованием датчика положения, например, шифратора приращений. В такой конфигурации привод переменного тока по качеству регулирования становится сопоставим с приводом постоянного тока, но в составе большинства стандартных электродвигателей переменного тока встроенные датчики положения отсутствуют, поскольку их введение неизбежно ведёт к усложнению конструкции двигателя и существенному повышению его стоимости.

Применение же современной технологии векторного управления позволяет обойти это ограничение путём использования математической адаптивной модели двигателя для предсказания положения ротора. При этом система управления должна с высокой точностью измерять значение выходных токов и напряжений, обеспечивать расчёт параметров двига-

теля (сопротивление статора, значение индуктивности рассеяния и т.д.), точно моделировать тепловые характеристики двигателя с различными режимами его работы, осуществлять большой объём вычислений с очень высокой скоростью.

Векторное управление без датчиков обратной связи по скорости позволяет обеспечивать динамические погрешности, характерные для регулируемого привода с замкнутой обратной связью. Однако полное управление моментом при скорости, близкой к нулевой, невозможно без обратной связи по скорости. Такая обратная связь становится необходимой и для достижения погрешности регулирования менее 1%. Контур обратной связи при этом легко реализуется с помощью самого преобразователя частоты. В зависимости от точности расчетной модели, системы зачастую могут осуществлять учет насыщения двигателя, что позволяет корректно и оптимально управлять им.

Для построения работоспособных надежных систем векторного управления требуются наиболее простые зависимости, описывающие протекающие в системах процессы. Это возможно при построении системы векторного управления с идеализированной двухфазной асинхронной машиной (АМ) с ориентацией какого-либо из векторов, который имеет минимум внутренних связей, содержит наиболее простые выражения электромагнитного момента и обладает удобством вычисления переменных асинхронного двигателя.

В их числе находятся системы векторного управления, использующие в качестве опорного вектора *потокосцепления ротора* или *векторы главного потокосцепления* машины.

Ниже приведен пример системы векторного управления, в которой в качестве опорного вектора использован вектор потокосцепления ротора двигателя.

6.3.1. Частотно-регулируемый привод с управлением по вектору потокосцепления ротора двигателя

Система векторного управления с опорным вектором потокосцепления ротора была впервые предложена фирмой «Сименс» под названием «Трансвектор». Система по-

строена в виде двух каналов: канала стабилизации модуля потокосцепления ротора и канала управления скоростью вращения ротора (рис. 6.24).

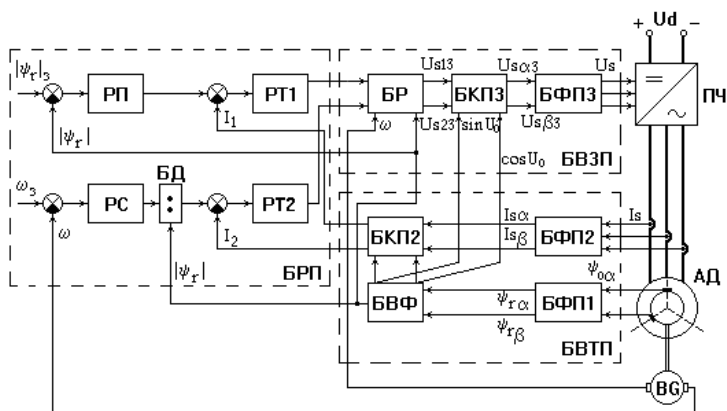


Рис. 6.24. Структурная схема системы «Трансвектор»

Потокосцепление ротора непосредственно не зависит от составляющей U_{s1} , поэтому канал управления $|\underline{\psi}_r|$ можно строить двухконтурным – с внутренним контуром управления по току статора I_{s1} и с внешним по модулю потокосцепления ротора.

Канал управления угловой скоростью ротора также может содержать два контура управления – внутренний, по току статора I_{s2} и внешний, по угловой скорости ротора.

Двухканальная система управления дает возможность осуществить независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ротора и скорости ротора при сохранении прямой пропорциональности между моментом, развиваемым двигателем, и составляющей намагничивающей силы статора, находящейся в квадратуре с волной потокосцепления ротора.

Исходной информацией для построения системы векторного управления является информация о мгновенных значениях и пространственном положении вектора потокосцепления в воз-

душном зазоре, мгновенных значениях токов или напряжений статора и скорости двигателя. Вращающаяся система координат принимается определенным образом ориентированной относительно вектора потокосцепления двигателя. Удобные алгоритмы управления имеют место при ориентации координатной системы относительно вектора потокосцепления ротора.

Для реализации управления потоком и моментом двигателя по отклонению необходимо измерить мгновенные реальные трехфазные токи статора и поток в воздушном зазоре, осуществить преобразование трехфазных переменных к эквивалентным двухфазным и произвести координатное преобразование их к осям, ориентированным по полю. Определенные таким образом преобразованные текущие значения I_1 и I_2 остается сравнить с заданными значениями, получить сигналы управления потоком и моментом в осях (x, y), а затем осуществить обратные координатное и двухфазно-трехфазное преобразования и получить действительные сигналы для управления трехфазным преобразователем частоты.

Система управления состоит из трех крупных блоков:

- блока вычисления текущих значений переменных БВТП;
- блока регуляторов переменных БРП и
- блока вычисления заданных значений переменных – управляющих воздействий БВЗП.

Блок БВТП преобразует измеренные с помощью датчиков Холла трехфазные мгновенные значения потока ψ_{0a} и ψ_{0b} , действительные трехфазные токи I_{SA} , I_{SB} и I_{SC} , измеренные с помощью датчиков тока, в ориентированные по полю значения потокосцепления ротора $|\psi_r|$, намагничивающего тока I_1 и активного тока I_2 . Он состоит из блоков фазных преобразований БФП1 и БФП2, блока векторного фильтра БВФ и блока координатного преобразования БКП2.

Блок БФП1 осуществляет трехфазно-двухфазные преобразование потокосцепления в воздушном зазоре в соответствии с формулами:

$$\begin{aligned}\psi_{0\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{0a} \\ \psi_{0\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} \psi_{0a} - \psi_{0b} \right)\end{aligned}\quad (6.29)$$

Кроме того, блок БФП1 вычисляет необходимое для контроля потокосцепление ротора в соответствии с формулами

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha} &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{0\alpha} - (L_r - L_m) \times I_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{0\beta} - (L_r - L_m) \times I_{s\beta}\end{aligned}\quad (6.30)$$

Необходимые для решения уравнений значения $I_{s\alpha}$ и $I_{s\beta}$ вычисляются блоком БФП2 по аналогичным формулам.

Блок векторного фильтра БВФ решает задачу определения пространственного угла поворота $\varphi_{0эл}$ вектора потокосцепления ψ_r . Решение этой задачи осложняется наличием зубцовых пульсаций потока машины, уменьшение влияния которых обеспечивается активным векторным фильтром рис. 6.25.

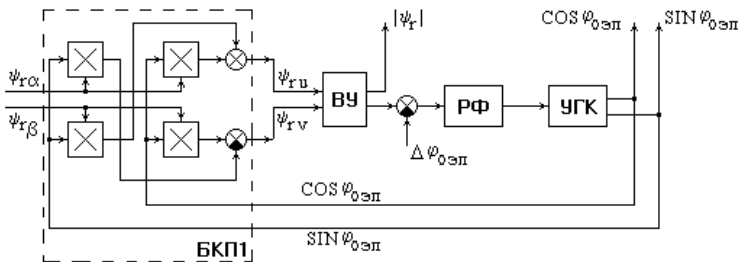


Рис. 6.25. Структурная схема блока векторного фильтра БВФ

Основу этого блока составляет блок координатного преобразования БКП1, на два входа которого подаются текущие значения $\psi_{r\alpha}$ и $\psi_{r\beta}$, а к двум другим входам подводятся функ-

ции $\sin\varphi_{0эл}$ и $\cos\varphi_{0эл}$, вырабатываемые *управляемым генератором колебаний (УГК)* На выходе блока БКП1 получают составляющие вектора ψ_r в виде периодических функций разности между действительным угловым поворотом ротора $\varphi_{0эл}$ и выдаваемым генератором колебаний УГК $\varphi'_{0эл}$. Предусмотренное в схеме вычислительное устройство ВУ выделяет модуль $|\psi_r|$ и определяет угол $\Delta\varphi_{0эл} = \varphi_{0эл} - \varphi'_{0эл}$. Сигнал отрицательной связи по углу подается на вход ПИ-регулятора фазы РФ, выходная величина которого воздействует на УГК в направлении уменьшения $\Delta\varphi_{0эл}$.

При отсутствии в кривой потока высших гармоник в установившемся режиме благодаря интегральной составляющей регулятора РФ достигалось бы полное устранение ошибки $\Delta\varphi_{0эл} = 0$. При этом, $\varphi'_{0эл} = \varphi_{0эл}$, $\psi_{ru} = |\psi_r|$, а $\psi_{rv} = 0$. Таким образом, составляющая ψ_{rv} непосредственно связана с величиной ошибки $\Delta\varphi_{0эл}$. С помощью задающего сигнала $\varphi_{0эл*з}$ устанавливается минимальное значение ошибки, обусловленной высшими гармониками потока.

Полученные на выходе БВФ функции $\cos\varphi_{0эл}$ и $\sin\varphi_{0эл}$ используются для координатного преобразования токов $I_{s\alpha}$ и $I_{s\beta}$, которое осуществляется блоком БКП2. Этот блок не имеет отличий от блока БКП1; на его выходе получают составляющие тока статора I_1 и I_2 , постоянные по значению (для статического режима). Эти значения, а также текущие потоко-сцепления $|\psi_r|$ и скорости ω поступают в *блок регуляторов переменных БРП* и используются для регулирования по отклонению от заданных значений. В рассматриваемом варианте схемы в канал регулирования потока (регулятор РП) введен подчиненный контур регулирования намагничивающего тока I_1 (регулятор РТ1). В контур регулирования скорости (регулятор РС) для получения возможности регулирования момента в режимах ослабления поля введен блок деления БД, определяющий заданное значение активного тока I_{23} по заданному

значению момента M_3 и текущему значению потокосцепления $|\psi_r|$. Кроме того, предусмотрен подчиненный контур регулирования активного тока (регулятор РТ2). Все регуляторы блока БРП приняты интегрально-пропорциональными для получения астатического регулирования каждой переменной.

Для устранения взаимного влияния в схеме предусмотрен блок развязки БР (рис. 6.26), который вычисляет управляющие воздействия компенсации ЭДС вращения и развязки контуров по связям $L'_s \times \omega$ при $\omega_{0_{\text{эл}}} = p_n \times \omega$. Так как в динамических процессах на условия компенсации оказывает влияние электромагнитная инерция, предусмотрено использование инерционных усилителей У1 и У2 и сигнал U_{s23} дополнен составляющей положительной связи по ЭДС.

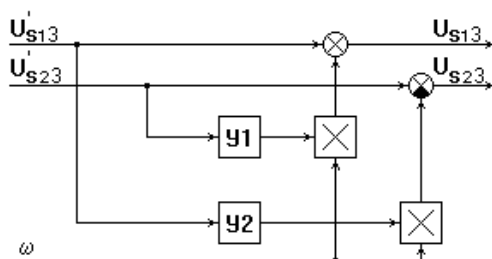


Рис. 6.26. Структурная схема блока развязки БР

Вычисленные блоком развязки БР заданные значения U_{s13} и U_{s23} , ориентированные по полю, с помощью формул обратного преобразования блоком координатного преобразования БКПЗ трансформируются в эквивалентные величины $U_{s\alpha 3}$ и $U_{s\beta 3}$, ориентированные относительно статора. Блок БФПЗ осуществляет двухфазно-трехфазное преобразование и на его выходе формируются трехфазные задающие напряжения U_{sa3} , U_{sb3} и U_{sc3} для управления преобразователем частоты. При использовании преобразователя частоты со звеном постоянного тока и со

свойствами источника тока ИТТ блок вычисления заданных значений переменных БВЗП выдает по каналу регулирования тока задание амплитуды переменного тока I_s и по каналу регулирования частоты мгновенное значение угла поворота вектора тока статора $\varphi_{0_{эл}}$ относительно системы координат статора.

Это была первая система векторного управления, нашедшее применение в промышленности.

В настоящее время существует большое количество различных вариантов электропривода с управляемыми координатами вектора тока статора, что объясняется, как свойствами самого асинхронного двигателя в качестве объекта регулирования (многомерность, взаимосвязанность каналов регулирования, векторный характер регулируемых переменных), так и многообразием существующих подходов к синтезу таких систем.

6.3.2. Математическая модель системы с управляемыми координатами вектора тока статора

Получили распространение на практике варианты, в которых в качестве управляющих координат используются составляющие вектора тока статора.

Существует большое количество различных вариантов электроприводов с управляемыми координатами вектора тока статора (УКВТ), что объясняется как свойствами самого асинхронного двигателя (АД) в качестве объекта регулирования (многомерность, взаимосвязанность каналов регулирования, векторный характер регулируемых переменных), так и многообразием существующих подходов к синтезу таких систем.

Выбор координат вектора тока статора в качестве регулируемых величин обусловлен, прежде всего, тем, что с их помощью относительно просто выражается электромагнитный момент двигателя, потери, магнитный поток двигателя и, соответственно, сравнительно несложными средствами реализуется система управления привода.

Вместе с тем можно выделить некоторые общие признаки систем с управляемыми координатами вектора тока статора, а также принципы их построения.

Так в качестве инструмента синтеза рассматриваемых систем автоматического управления используется модель идеализированной двухфазной машины на основе модели обобщенной электрической машины (ОЭМ) с традиционными для такой модели допущениями. Такая структурная схема получается при использовании двух вариантов вращающихся декартовых систем координат:

- системы 0, X, Y, вращающейся с частотой потока ротора ω_{Ψ_r} , действительная ось которой совмещена с вектором потокосцепления ротора Ψ_r ;

- системы 0, 1, 2, вращающейся с частотой тока статора ω_{is} , действительная ось которой совмещена с вектором тока статора.

Информация об асинхронном двигателе, как объекте управления, заложена в дифференциальных уравнениях, описывающих динамические режимы его работы. При этом используются упрощающие исследования допущения: фазные обмотки симметричны; воздушный зазор между ротором и статором равномерен, потери в стали и зубцовые явления отсутствуют; намагничивающая цепь линейна; намагничивающие силы каждой обмотки и магнитная индукция в воздушном зазоре распределены по окружности статора (ротора) синусоидально; параметры ротора приведены к цепи статора. Уравнения для данной системы в векторной форме, во вращающейся с произвольной частотой системе координат, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}\overline{U_s} &= R_s \overline{I} + \frac{d\overline{\Psi_s}}{dt} + j\omega_k \overline{\Psi_s}, \\ 0 &= R_r \overline{I_r} + \frac{d\overline{\Psi_r}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \overline{\Psi_r}, \\ \overline{\Psi_s} &= L_s \overline{I} + L_m \overline{I_r}, \\ \overline{\Psi_r} &= L_m \overline{I} + L_r \overline{I_r},\end{aligned}\tag{6.31}$$

$$\begin{aligned}
\overline{I_m} &= \overline{I_s} + \overline{I_r}, \\
\overline{\psi_m} &= L_m \overline{I_m}, \\
M_{\text{эм}} &= \frac{3}{2} p_n k_r (\overline{\psi_r} \times \overline{I_s}), \\
M_{\text{эм}} - M_c &= J \frac{d\omega}{dt},
\end{aligned} \tag{6.32}$$

где $\overline{U_s}$ – вектор напряжения статора;

R_s – активное сопротивление обмоток статора, Ом;

$\overline{I_s}$ – результирующий вектор тока статора;

$\overline{\psi_s}$ – результирующий вектор потокосцепления статора;

ω_k – частота вращения системы координат, с^{-1} ;

R_r – активное сопротивление обмоток ротора, Ом;

$\overline{I_r}$ – результирующий вектор тока ротора;

$\overline{\psi_r}$ – результирующий вектор потокосцепления ротора;

ω – электрическая частота вращения ротора, с^{-1} ;

L_m – индуктивность контура намагничивания, Гн;

L_s – полная индуктивность статора, Гн;

L_r – полная индуктивность ротора, Гн;

$\overline{I_m}$ – результирующий вектор тока намагничивания;

$\overline{\psi_m}$ – результирующий вектор потокосцепления;

$M_{\text{эм}}$ – электромагнитный момент двигателя, Н·м;

M_c – статический момент, Н·м;

p_n – число пар полюсов;

k_r – коэффициент электромагнитной связи ротора;

T_r – электромагнитная постоянная времени роторной цепи, с;

J – момент инерции ротора, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

ω_{2i} – абсолютное скольжение ротора относительно векто-

ра $\overline{I_s}$, с^{-1} .

Используем второй вариант системы вращающихся декартовых координат, то есть системы 0, 1, 2. Уравнения, описывающие АМ, для данной системы координат /7/:

$$\begin{aligned}
 L_m \cdot I_s &= T_r \cdot \frac{d\psi_{r1}}{dt} + \psi_{r1} + \omega_{2i} \cdot T_r \cdot \psi_{r2}, \\
 0 &= T_r \cdot \frac{d\psi_{r2}}{dt} + \psi_{r2} - \omega_{2i} \cdot T_r \cdot \psi_{r1}, \\
 M_{эм} &= -\frac{3}{2} \cdot p_n \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{r2} \cdot I_s, \\
 \omega_{2i} &= \omega_{is} - \omega.
 \end{aligned} \tag{6.33}$$

где I_s - модуль вектора тока статора, А;

ω_{is} - частота вращения вектора $\overline{I_s}$, с^{-1} ;

ψ_{r1} - проекция модуля вектора потокосцепления ротора на ось координат 1;

ψ_{r2} - проекция модуля вектора потокосцепления ротора на ось координат 2.

Векторная диаграмма АМ для данной системы представлена на рис. 6.27

Как известно, дифференциальные уравнения машины переменного тока в неподвижной системе координат содержат переменные коэффициенты. Для устранения переменных коэффициентов используют уравнения прямого преобразования координат. При этом используют вращающуюся систему декартовых координат. Для перехода от вращающихся координат к неподвижной системе координат используют уравнения обратного преобразования координат.

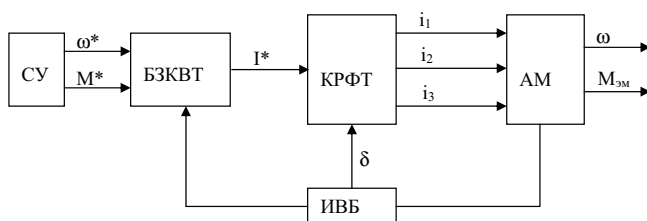
ного потока или минимизации потерь может решаться посредством управления координатами вектора тока статора.

Анализ традиционных вариантов реализации электроприводов с управляемыми координатами вектора тока статора, синтезированной на основе модели асинхронного двигателя, позволяет представить их структуру в виде, изображенном на рис. 6.28.

Входными сигналами блока задания координат вектора тока статора (БЗКВТ) являются параметры системы управления. Выходные сигналы БЗКВТ координаты задающего вектора $\vec{I}^*$, который может быть представлен ортогональными i_x^* , i_y^* или полярными I^* , β координатами.

Входными сигналами контура регулирования фазных токов (КРФТ) является информация об ориентации системы координат δ и сигналы задания координат вектора тока статора.

Выходными величинами КРФТ являются мгновенные значения фазных токов статора i_1 , i_2 , i_3 асинхронного двигателя, которые можно представить как координаты вектора тока статора $\vec{I}_s$ в неподвижной (фазовой) системе координат.



СУ – система управления;

БЗКВТ – блок задания координат вектора тока статора;

КРФТ – контур регулирования фазных токов;

ИВБ – информационно-вычислительный блок;

АМ – асинхронная машина.

Рис.6.28. Электропривод с управляемыми координатами вектора тока статора

Выбор ориентации системы координат и их типа (полярных или ортогональных) определяется как параметрами проектируемой системы, так и возможностями их практической реализации.

Структура блока задания координат вектора тока статора (БЗКВТ) строится на основе математической модели асинхронного двигателя в выбранной системе координат, и зависит от выбора регулируемых переменных потока и момента или скорости. Указанные переменные каналов регулирования скорости, потока, момента являются в обобщенной структуре координатами вектора управления V_y^* и законов их регулирования.

В соответствии с особенностями формирования координат вектора V_y^* различают *два типа систем частотного управления – раздельного и связанного регулирования.*

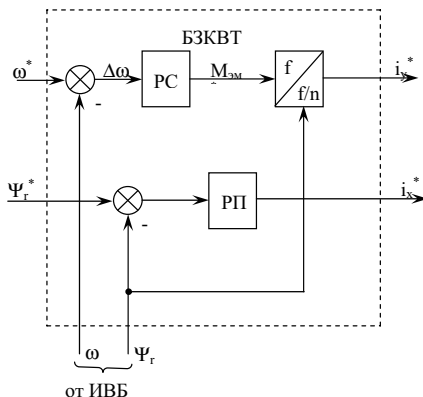


Рис.6.29. Блок задания координат вектора тока статора при раздельном управлении

В системах раздельного типа используются каналы регулирования скорости и потока. Один из каналов предназначен для регулирования скорости ω , а второй для оптимизации работы асинхронного двигателя в соответствии с выбранным критерием, так как одно и то же значение электромагнитного момента $M_{эм}$ может быть получено при различных сочетаниях

регулируемых переменных. Важно, что эти каналы являются независимыми. На рис. 6.29 представлен блок формирования координат вектора тока (БЗКВТ) при раздельном частотном регулировании. Регулирование по каналу угловой скорости осуществляется путем соответствующего изменения активной составляющей тока статора i_y^* , в канале регулирования потокосцепления ротора регулирование осуществляется путем изменения реактивной составляющей тока

В системе автоматического управления используется два независимых канала регулирования. Одним из каналов является канал регулирования угловой скорости, в котором ее регулирование осуществляется путем соответствующего изменения активной составляющей тока статора i_y^* , вторым является канал регулирования потокосцепления ротора, в котором регулирование осуществляется путем изменения реактивной составляющей тока i_x^* . Исходными, для построения БЗКВТ, служат уравнения асинхронной машины в системе координат 0, X, Y. Благодаря использованию информации о потокосцеплении, поступающего от ИВБ, достигается эффект устранения связей между переменными, присущим многомерным системам управления и тем самым улучшение динамических характеристик.

В системах второго типа (связного регулирования) координаты вектора тока статора формируются в определенной зависимости друг от друга. Независимым можно считать один из каналов регулирования.

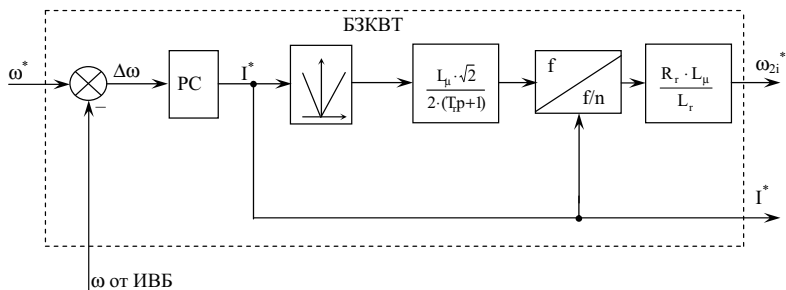


Рис.6.30. Блок задания координат вектора тока статора при связном регулировании

На рис. 6.30 представлен вариант построения блока задания координат вектора тока статора при связанном регулировании для режима управления, выполняющего поддержание *постоянного угла между вектором тока статора и вектором потокоцепления ротора* и представленного следующими уравнениями:

$$\alpha_{i\Psi} = \text{const} = \frac{\pi}{4},$$

где $\alpha_{i\Psi}$ - угол между векторами тока статора и потокоцепления ротора.

$$I \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{\Psi_r}{L_\mu} \cdot (1 + T_r \cdot p), \quad (6.34)$$

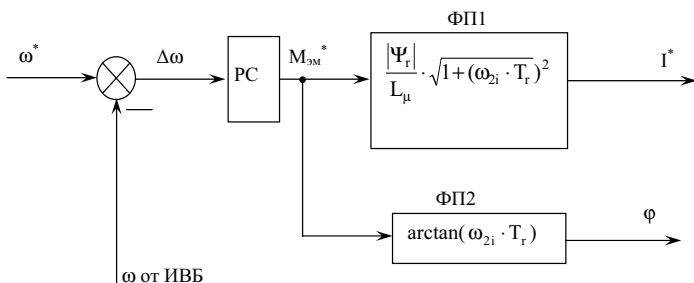


Рис. 6.31. Блок задания координат вектора тока статора при связанном регулировании момента по закону $\Psi_r = \text{const}$

На рис. 6.31 представлен вариант построения блока задания координат вектора тока статора для режима управления при связанном регулировании момента, выполняющего *поддержание постоянного потокоцепления ротора* и представленного следующими уравнениями:

$$|\Psi_r| = \text{const}, \quad (6.35)$$

$$I = \frac{|\Psi_r|}{L_\mu} \cdot \sqrt{1 + (\omega_{2i} \cdot T_r)^2}, \quad (6.36)$$

$$\varphi = \arctan(\omega_{2i} \cdot T_r), \quad (6.37)$$

где $\omega_{2i} = \Delta\omega$ - разность между заданием частоты вектора тока статора и угловой скоростью ротора, 1/с.

Приведенные выше уравнения получаются из представленной на рис. 6.32 векторной диаграммы АМ при поддержании $\psi_r = \text{const}$.

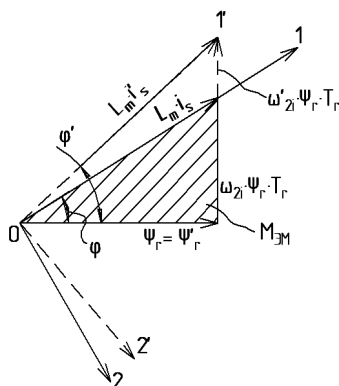


Рис.6.32. Векторная диаграмма АМ при поддержании $\psi_r = \text{const}$

Структурная схема электропривода, соответствующая данному способу управления представлена на рис. 6.33. В состав данной структуры входят функциональные преобразователи ФП1 и ФП2. Регуляторы скорости и тока имеют структуру ПИ-регуляторов. Ток статора в обратной связи получен путем векторного сложения его составляющих I_{1u} и I_{1v} . Механическая часть электропривода представлена одномассовой моделью.

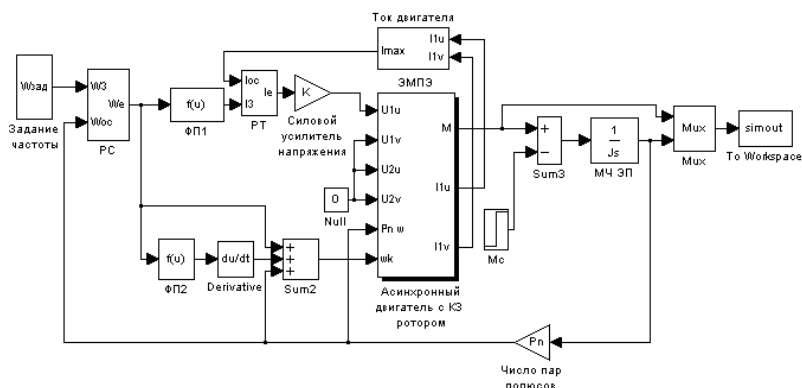


Рис. 6.33. Структурная схема электропривода при связанном регулировании момента по закону $\Psi_r = \text{const}$

В модели электропривода, изображенного на рис. 6.33, существует допущение: величина задания тока статора формируется на заданном уровне путем ограничения выхода регулятора скорости РС.

Тоже относится к максимальной величине электромагнитного момента двигателя, которая определяется путём ограничения тока задания.

Сигнал задания скорости формируется задатчиком интенсивности и путем создания скачка задания.

Недостатком систем связанного векторного регулирования являются относительно низкие динамические характеристики.

Помимо рассмотренных способов векторного управления применяется способ формирования угла ориентации системы координат δ . Здесь можно выделить системы с непосредственной ориентацией вектора тока статора по потоку и системы с косвенной ориентацией вектора тока статора по потоку. Основное внимание целесообразно уделить системам с косвенной ориентацией, потому что в них есть возможность обойтись без сложных и дорогостоящих датчиков потока.

В системах автоматического управления с косвенной ориентацией по потоку при формировании токов статора исполь-

зуется информация об угловом положении ротора двигателя γ . При этом угол ориентации системы координат определяется в общем случае выражением:

$$\delta = p_n \cdot \gamma + \omega_{2i} \cdot t + \varphi_{дп}, \quad (6.38)$$

где $\omega_{\delta} = \Delta\omega$ – разность между заданием частоты вращения ротора двигателя и реальной частотой вращения ротора двигателя, 1/с;

$\varphi_{дп}$ - дополнительный угол поворота вектора тока статора, вводимый в систему автоматического управления для коррекции электромагнитных переходных процессов.

Принудительная ориентация вектора тока статора относительно потока в системах автоматического управления такого типа осуществляется с помощью угла $\varphi_{дп}$, вводимого в систему для демпфирования электромагнитных переходных процессов, которые имеют колебательный характер.

Для организации системы автоматического регулирования требуются точные параметры асинхронной машины, высокое быстродействие контура регулирования токов статора и обратная связь по скорости.

Существенное значение в реализации векторного управления имеет автономный инвертор, на вход которого поступают управляющие сигналы, а на выходе образуются усиленные по мощности, модулированные по амплитуде, частоте и фазе, напряжения.

Об автономном инверторе речь пойдет в следующем параграфе.

6.4. Преобразователь частоты в системе векторного управления

Преобразователь частоты – это электронное устройство для плавного бесступенчатого регулирования скорости вращения вала асинхронного двигателя.

Достижения в области разработки преобразовательной техники связаны, в первую очередь, с созданием современных, полностью управляемых, элементов силовой электро-

ники и микропроцессорных средств управления.

Преобразователи частоты (ПЧ) третьего поколения производятся с использованием силовых модулей и силовых гибридных интегральных (интеллектуальных) модулей на основе полевых и биполярных транзисторов с изолированным затвором, с обратными быстро восстанавливающимися диодами типа IGBT. Модули относятся к классу полностью управляемых ключей с высоким уровнем коммутируемого напряжения и силы тока при малых потерях, небольших значениях мощности управления и времени переключения. Предел коммутирующих напряжений достигает 3,5 кВ, а сила тока до 4 кА.

По сравнению с запираемыми тиристорами (GTO) силовые транзисторные модули (IGBT) имеют лучшие статические и динамические характеристики при одинаковых максимальных параметрах. Силовой модуль содержит в пластиковом корпусе на электрически изолированном теплопроводящем основании несколько ключей в конфигурации моста (или секции моста).

Важнейшей среди новых технологий, используемых в преобразователях частоты, является технология IPM (интеллектуальных силовых модулей). Как правило, пользователь не располагает информацией о подробных технических характеристиках двигателей, подключаемым к преобразователям частоты. В данном случае существенно помогает технология автоматической настройки – автоматическое определение параметров эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя. Данная технология освобождает пользователя от необходимости ввода точных параметров используемых двигателей, что существенно облегчает процесс параметрирования и исключает какие-либо ограничения по использованию двигателей различных производителей. Такая функция существенно расширяет область потенциальных объектов для применения преобразователей частоты, особенно в целях модернизации старого оборудования. Безусловно, технические преимущества – это не единственная причина, принимаемая в расчет при модернизации старого оборудования. Экономические факторы не менее важны: энергосбережение, снижение затрат по техническому обслуживанию, более удобное управление также принимаются во внимание.

Измерение параметров двигателя инвертором является ключевым моментом для обеспечения высокого качества управления асинхронным двигателем при векторном управлении. Параметры двигателя определяются за три этапа Offline-автонастройки:

Этап 1: Питание постоянным током – определение R_1 без вращения двигателя.

Этап 2: Питание переменным током – определение R_2 при разгоне.

Этап 3: Питание переменным током – определение L_n на постоянной скорости.

Offline-автонастройка обычно выполняется без нагрузки для предотвращения возможных ошибок измерений. Во время работы двигателя нагревается, что приводит к существенному изменению сопротивления ротора (вторичное сопротивление R_2'). Типичное значение колебаний омического сопротивления в зависимости от температуры составляет около 30%. Очевидно, что для достижения высокого качества регулирования крайне важно отслеживать влияние температуры на электрические параметры схемы замещения двигателя.

В новом поколении преобразователей частоты, данное температурное влияние отслеживается непрерывно во время работы двигателя благодаря алгоритму Online-автонастройки, а измеренные значения мгновенно корректируются. Действие Online-автонастройки заключается в следующем: каждый раз при пуске двигателя в течение первых 50-500 мс (в зависимости от типа двигателя) повторяются измерения этапа 2 offline-автонастройки. Такой алгоритм отражает температурные изменения параметров двигателя, компенсируемых в дальнейшем при управлении. На рис.6.34 отражена общая структура алгоритма online-автонастройки. Использование в преобразователях частоты быстродействующего 64-битного микроконтроллера RISC-архитектуры гарантирует «мгновенное» измерение и компенсацию омических сопротивлений ротора и статора в реальном режиме времени. В результате достигается широчайший диапазон регулирования.



Рис. 6.34. RISC-процессор

Таким образом, реализация рациональных технических решений на базе современной элементной базы силовой электроники и микроэлектроники позволила значительно улучшить массогабаритные показатели и потребительские характеристики преобразователей частоты.

Основные преимущества преобразователей частоты заключены в применении в силовой части (инверторе) модулей биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT, и мощных однокристалльных микроЭВМ в информационной части системы управления. При этом модули биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT обладают высокими техническими характеристиками:

- IGBT выпускаются на достаточно высокие допустимые напряжения эмиттер-коллектор (1000 и 1200 В), что позволяет использовать бестрансформаторное подключение электропривода к сети и тем самым повысить его КПД, $\cos\varphi$ и снизить стоимость.

- IGBT имеют малое время переключения (сотни наносекунд) и допустимую частоту коммутации (обычно 15 кГц). Последнее их свойство позволяет обеспечить при двухполярной синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения высококачественные синусоидальные токи в обмотках двигателя.

- IGBT требуют малую мощность управления (единицы ватт), которая необходима для перезаряда емкости затвора транзистора через включенный последовательно с ней резистор. Постоянная времени этой цепи составляет десятые доли микросекунды.

- IGBT выпускаются в виде гибридных модулей, интегрирующих, в зависимости от рабочего тока, полностью трехфазный инвертор с обратным диодным мостом, его одно плечо с обратными диодами или один транзистор с обратным диодом. Модули имеют изолированную подложку, обеспечивая с диодными модулями выпрямителя, имеющими также изолированную подложку, технологическую конструкцию силовой части с общим охладителем на все силовые полупроводниковые приборы преобразователя.

- модули IGBT третьего поколения отличаются высокой стойкостью к токовым перегрузкам, допускают двукратные к номинальному значению броски тока при коммутации ключей и десятикратные неповторяющиеся броски при их длительности менее 10 мкс. Последнее свойство позволяет строить эффективную защиту ключей по управляющему электроду.

Большинство современных преобразователей частоты построено по схеме двойного преобразования. Двухступенчатое преобразование энергии в ПЧ заключается в выпрямлении сетевого напряжения посредством нерегулируемого выпрямителя и последующим инвертировании выпрямленного постоянного по величине напряжения посредством автономного инвертора напряжения (АИН).

Тиристорные преобразователи частоты со звеном постоянного тока для электроприводов с асинхронными двигателями выпускаются с силовой схемой, приведенной на рис.6.35. Напряжение сети подается на управляемый нереверсивный мостовой тиристорный выпрямитель В. Выпрямленное напряжение через дроссель L3 и параллельно ему включенный конденсатор Сф подается на тиристорный автономный инвертор АИТ. Управление выпрямителем осуществляется блоком БСУВ, а управление инвертором – блоком БСУИ.

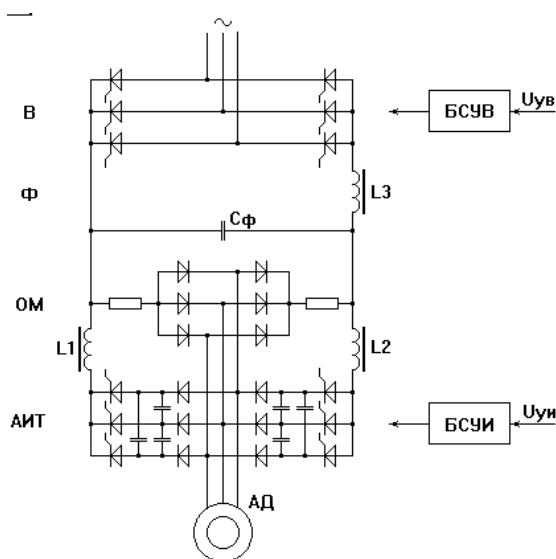


Рис. 6.35. Силовая часть ТПЧ со звеном постоянного тока

Преобразование постоянного напряжения в трехфазное требуемой частоты осуществляется посредством коммутации тиристоров в определенной последовательности. Время открытого состояния каждого тиристора составляет $2\pi/3$ с интервалом $\pi/3$ периода выходного напряжения преобразователя. Таким образом, при коммутации тиристоров инвертора в каждый момент времени одновременно оказываются открытыми два тиристора. Закрытие тиристоров инвертора осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов. Дроссели L1 и L2 служат для предотвращения мгновенного разряда коммутирующих конденсаторов в контурах коммутации тиристоров. Диоды используются для отделения коммутирующих конденсаторов от нагрузки.

В схемах ТПЧ обычно отсутствует естественная возможность обмена между нагрузкой и питающей сетью. В связи с этим в ТПЧ для асинхронных двигателей АД включен еще один диодный мост ОМ. Этот мост обеспечивает пропуск реактивной энергии асин-

хронного двигателя. В серийно выпускаемых преобразователях частоты реализуется управление только амплитудой и частотой напряжения, питающего двигатель. Для векторного управления асинхронными двигателями системы импульсно-фазового управления (СИФУ) тиристорами ТПЧ требуют изменения для реализации управления не только частотой и амплитудой, но и фазой напряжения, подаваемого на двигатель. В системах векторного управления сигнал, поступающий в ТПЧ, представляет собой двухфазное напряжение переменного тока, модулированное по частоте, амплитуде и фазе. В ТПЧ этот сигнал определяет частоту, амплитуду и фазу напряжения, подаваемого на двигатель.

Преобразователь частоты третьего поколения с применением в силовой части (инверторе) модулей биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT приведён на рис. 6.36.

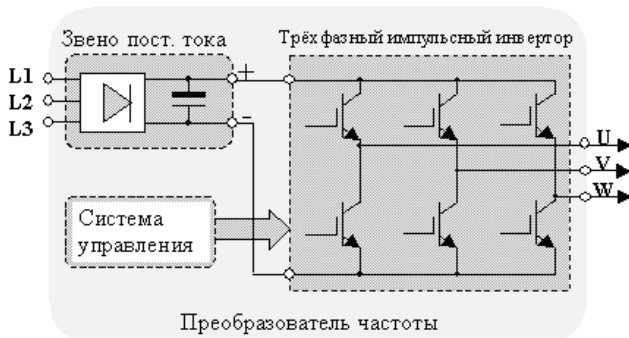


Рис. 6.36. Преобразователь частоты на базе транзисторов IGBT

Преобразователь частоты состоит из следующих основных частей:

- звена постоянного тока;
- силового трехфазного импульсного инвертора;
- системы управления.

Звено постоянного тока состоит из неуправляемого выпрямителя и фильтра. Переменное напряжение питающей сети (L1, L2, L3) преобразуется в нем в напряжение постоянного тока (+, -).

Силовой трехфазный импульсный инвертор состоит из шести транзисторных ключей, соединенных по схеме, приведенной выше. Каждая обмотка двигателя подсоединяется через соответствующий ключ к положительному и отрицательному полюсу звена постоянного тока.

Инвертор осуществляет преобразование напряжения постоянного тока в трехфазное переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды (U, V, W), управляющее двигателем.

Система управления осуществляет управление силовым инвертором.

Непосредственно приложить синусоидальное напряжение переменной частоты и амплитуды к обмоткам двигателя данная схема не позволяет, но она позволяет, используя широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), прикладывать к обмоткам двигателя напряжение звена постоянного тока, таким образом, что эквивалентно приложению синусоидального напряжения, требуемой частоты и амплитуды.

Полным аналогом электропривода постоянного тока является электропривод с ПЧ, выполненный по схеме неуправляемый выпрямитель - автономный инвертор напряжения (рис. 6.37). Автономный инвертор напряжения (АИН) в преобразователях данного типа осуществляет регулирование, как амплитуды, так и частоты выходного напряжения методом широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), что позволяет отказаться от регулируемого выпрямителя в звене постоянного тока и использовать более простой нерегулируемый диодный выпрямитель.

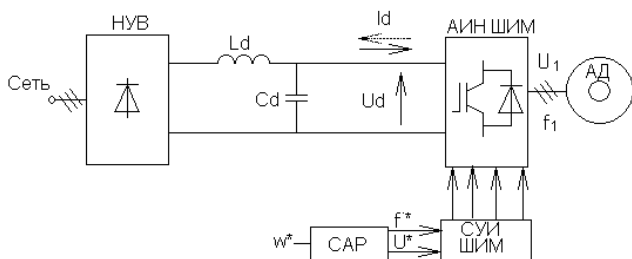


Рис.6.37. Структурная схема электропривода на основе ПЧ АИН ШИМ

Электропривод на базе этого ПЧ имеет ряд достоинств:

- хорошие регулировочные свойства;
- хорошая форма выходного напряжения;
- большой диапазон регулирования ($D=10000$);
- высокий коэффициент мощности.

Преобразователь частоты с АИН ШИМ содержит неуправляемый диодный силовой выпрямитель НУВ, АИН ШИМ, систему автоматического регулирования (САР) и систему управления импульсами СУИ – ШИМ.

Алгоритм ШИМ – управления силовыми транзисторами АИН обеспечивает взаимосвязанное по заданному закону регулирование частоты и величины выходного напряжения, а также формирует близкую к синусоидальной форму кривой тока приводного АД. Частота ШИМ – управления АИН является приемлемой для подавляющего большинства электроприводов промышленного назначения. Выбор частоты ШИМ обусловлен оптимизацией двух критериев:

- синусоидальности тока АД – с ростом частоты улучшается форма кривой тока,
- минимизации динамических потерь IGBT – с ростом частоты увеличиваются потери переключений (и нагрев).

Принцип действия инвертора с ШИМ иллюстрирует рис.6.38.

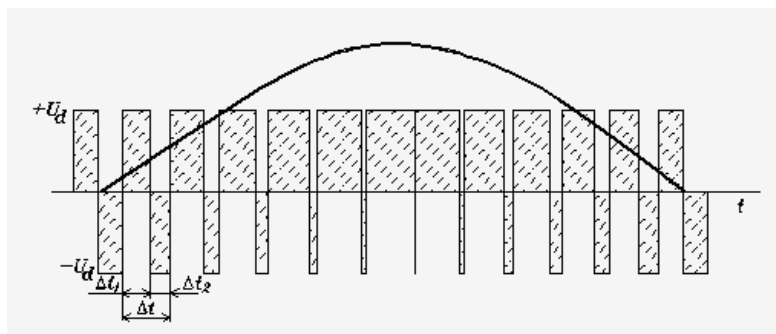


Рис.6.38. Принцип действия инвертора с ШИМ

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) характеризуется периодом модуляции, внутри которого вывод обмотки подключается, по очереди, к положительному и отрицательному полюсам звена постоянного тока. *Длительность этих состояний внутри периода ШИМ модулируется по синусоидальному закону.* При высоких (обычно 2 ... 15 кГц) тактовых частотах ШИМ в обмотках двигателя, вследствие их фильтрующих свойств, протекают синусоидальные токи. Их частота и амплитуда определяются соответствующими параметрами модулирующей функции. Подобное импульсное управление позволяет получить очень высокий КПД преобразователя и практически эквивалентно аналоговому управлению с помощью частоты и амплитуды напряжения (или тока).

Период синусоидального сигнала разбивается на большое число малых интервалов длительностью Δt . На каждом интервале создаются два равнополярных импульса длительностью Δt_1 и Δt_2 . Если длительность положительного и отрицательного импульса одинакова, то среднее значение напряжения на интервале Δt равно нулю. В противном случае получают положительное или отрицательное среднее напряжение, пропорциональное модулю разности длительности этих импульсов $\pm |\Delta t_1 - \Delta t_2|$.

Когда один из импульсов имеет нулевую длительность, получают максимальное среднее напряжение, равное U_d . ШИМ позволяет уменьшить высшие гармонические составляющие в выходном напряжении инвертора и приблизить его к точной синусоиде. Точность аппроксимации синусоиды повышается по мере увеличения частоты коммутации, которая определяется, в первую очередь, динамическими возможностями силовых ключей. Поэтому в преобразователях частоты с ШИМ применяют ключи на силовых транзисторах.

Регулирование частоты f_1 и величины выходного напряжения U_1 осуществляется в АИН за счет использования алгоритмов высокочастотного ШИМ-управления. Частота ШИМ обычно составляет от 2 до 15 кГц, то есть во много раз превосходит выходную частоту АИН. Выходное напряжение АИН с ШИМ представляет собой последовательность пря-

могильных импульсов различной полярности и длительности с одинаковой амплитудой (рис. 6.39).

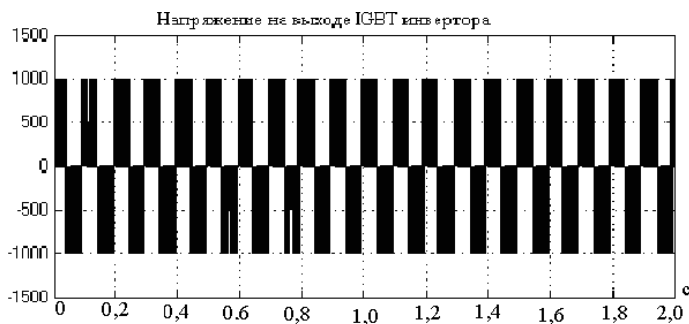


Рис. 6.39. Выходное напряжение АИН с ШИМ

Крутизна фронта импульсов напряжения определяется скоростью переключения силовых ключей АИН. Частота импульсов определяется частотой ШИМ, длительность (ширина) импульсов в течение периода выходной частоты АИН промодулирована по синусоидальному закону. Форма кривой выходного тока – тока АД практически синусоидальная (рис. 6.40).

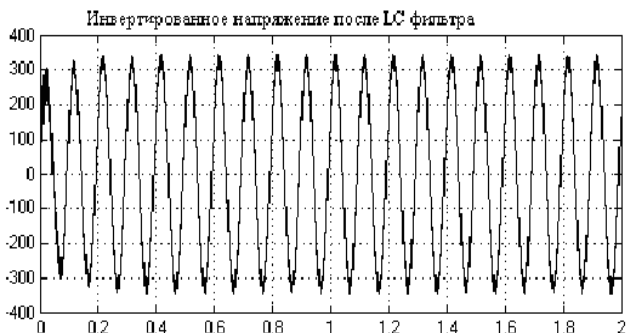


Рис. 6.40. Форма кривой выходного тока инвертора

К силовым ключам АИН ШИМ предъявляются требования высокого быстродействия и малых динамических потерь.

В тормозном режиме электропривода АИН из режима инвертирования переводится в режим выпрямителя (работает мост диодов обратного тока). Полярность напряжения на входе АИН сохраняется, а ток меняет направление. Поэтому для реализации тормозного режима структурная схема электропривода дополнена силовыми элементами: обратным управляемым выпрямителем для рекуперации энергии в сеть, управляемым ключом и тормозным резистором в звене постоянного напряжения для осуществления электродинамического торможения. Это несколько снижает достоинства рассматриваемой структуры электропривода. Применение в ПЧ для управления током статора принципа векторного ШИМ имеет крупный недостаток, заключающийся в том, что для получения малых гармонических искажений тока необходимо повышать тактовую частоту ШИМ. Основной причиной, вызвавшей увеличение частоты несущей, было снижение уровня акустического шума, генерируемого на уровне слухового диапазона человека (максимальная чувствительность человеческого уха сосредоточена в области 1-3 кГц). Однако увеличение несущей частоты повлекло за собой проблемы управления двигателями при существенной длине моторного кабеля, привело к увеличению динамических потерь в ключах инвертора. Кроме того, принцип ШИМ не позволяет полностью использовать напряжение источника питания, что приводит к потере момента, особенно при высоких частотах ШИМ.

Несмотря на это, структура обладает рядом достоинств:

- практически неограниченный диапазон регулирования частоты и скорости;
- нечувствительность к мощности (в пределах допустимой) и числу подключенных АД;
- возможность работы в режиме холостого хода при отключенных АД;
- высокое, близкое к 1, значение коэффициента мощности сети во всех режимах работы;
- синусоидальность выходного тока;

- плавное без скачков вращение АД на скоростях, близких к нулевым;

- высокие динамические показатели электропривода, обусловленные быстродействием ШИМ-управления.

Диапазон мощностей у различных преобразователей весьма широк и составляет от 0,4 до 500 кВт и более при стандартном питании 220/380 В и 50-60 Гц. Скорость вращения регулируется преобразователем частоты (ПЧ), меняющем свою частоту в диапазоне 0...400 Гц /8/. Векторное регулирование дает очень хорошие результаты там, где необходим высокий момент на низких оборотах, или требуется поддержание постоянной частоты вращения, или при скачках нагрузки. Функция самосброса позволяет преобразователю работать в силовых цепях с плохим качеством питающего напряжения (пики, провалы, пропадание питающего напряжения). Такая ситуация не редкость, например, когда где-то рядом включается мощная силовая нагрузка. При этом преобразователь не допустит остановки привода, причем время между срабатыванием защиты и автоматической попыткой пуска, а также количество таких попыток программируется пользователем. Если же причина срабатывания защиты более серьезна, то преобразователь, исчерпав заданное количество попыток запуска, остановится и выдаст во внешние цепи релейный сигнал срабатывания защиты, по которому можно автоматически переключить привод на работу на прямую от сети. Функция запуска сходу позволяет преобразователю нормально работать с высокоинерционной нагрузкой на валу двигателя, при кратковременном пропадании питания. В этом случае после восстановления питания и повторного автозапуска, преобразователь запускает двигатель не с нулевой скорости, а с той, на которой по инерции продолжалось свободное вращение. Преобразователь, настроенный при пуске, не требует квалифицированного обслуживания. Для исключения несанкционированного вмешательства в настройки существует специальный параметр, запрещающий все изменения. Вместо пульта на тот же разъем может быть подключен управляющий компьютер. В этом случае преобразователи могут стыковаться с промышленными информационными сетями, что делает воз-

возможным интегрирование преобразователей в уже существующие системы автоматизации. Встроенный ПИД-регулятор позволяет регулировать любой внешний параметр, поставленный в зависимость от скорости вращения двигателя: давление насоса, температуру в системах вентиляции, расход и др.

В последнее время находит применение метод, получивший название **широтно-импульсной модуляции базовых векторов** (векторной ШИМ-модуляции). Суть метода состоит в отказе от одновременной коммутации всех ключей инвертора и в переходе к коммутации между несколькими, заранее выбранными состояниями инвертора, каждое из которых соответствует определенному пространственному положению вектора результирующего напряжения, приложенного к двигателю. Аппаратно метод векторной ШИМ-модуляции реализован в конструкциях встроенных ШИМ-генераторов ряда специализированных микроконтроллеров.

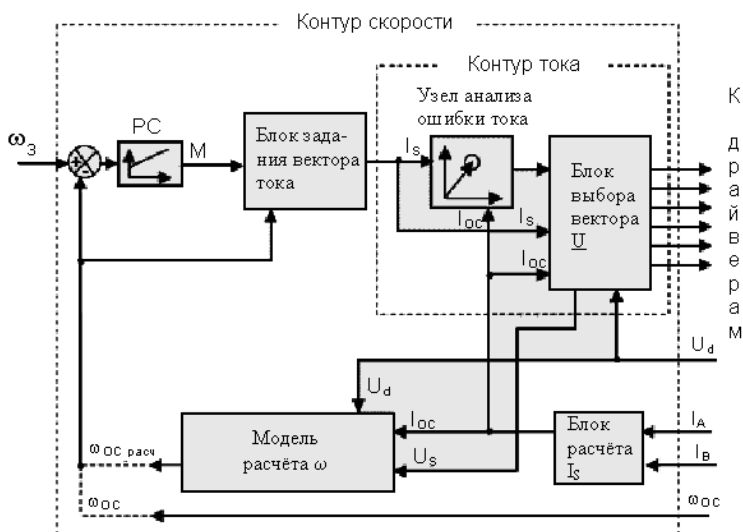


Рис. 6.41. Система регулирования

Выбор траектории разгона-торможения и применение нового принципа широтно-импульсной модуляции обеспечивают максимальную плавность и бесшумную работу двигателя. Векторная система регулирования преобразователя частоты, основой которой является управление вектором тока статора, имеет альтернативный ШИМ-у принцип. Его суть состоит в минимизации частоты переключения ключей при заданном уровне допустимых гармонических искажений тока. Примененный в данной системе метод регулирования тока свободен от недостатков, характерных для ШИМ-управления, а благодаря высокой динамике управления током, вследствие более полного использования напряжения источника питания, он обладает преимуществом по сравнению с методом ШИМ, поскольку система регулирования позволяет получать хорошую динамическую и статическую точность поддержания скорости электропривода.

Ниже приведено краткое описание системы регулирования /1/.

Система управления построена по двухконтурной схеме (рис. 6.41):

- внешний контур – контур скорости;
- внутренний контур – контур тока.

Контур скорости

Задача контура скорости – используя сигнал обратной связи по скорости или вычисленное значение скорости (для разомкнутой системы), задать мгновенное положение вектора тока, необходимое для поддержания заданной скорости.

Система реализует векторное регулирование скорости, математический аппарат которого основан на дифференциальных уравнениях динамики асинхронного двигателя и векторных соотношениях.

Метод, примененный в данной системе, одинаково корректен как для переходных, так и для установившихся процессов. Данное обстоятельство существенно повышает динамический диапазон работы системы, что приводит, например, к отсутствию провалов скорости при скачках нагрузки.

Контур тока.

Задача контура тока – обеспечить реальное положение и амплитуду вектора тока равными заданным значениям.

На рис. 6.42 изображена диаграмма, поясняющая работу контура.

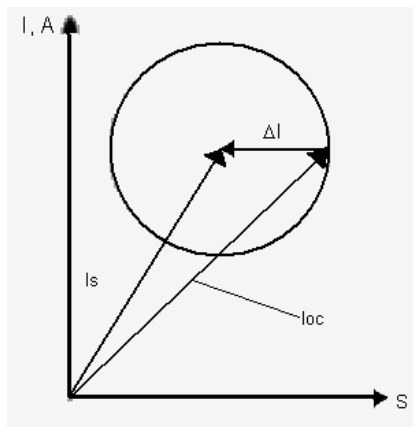


Рис. 6.42. Работа контура тока

Положение заданного вектора тока I_s определяет центр окружности, как показано на рисунке. Амплитуда ΔI вектора ошибки $\Delta I = I_s - I_{oc}$ непрерывно определяется в системе регулирования. В момент, когда ошибка тока достигает заданного максимального значения ΔI_{max} , происходит переключение инвертора. Эта ситуация проиллюстрирована на рисунке, показывающем положение вектора тока I_{oc} на границе окружности с радиусом ΔI_{max} . Следующее переключение инвертора должно уменьшить ошибку тока. Задать допустимую ошибку тока (ΔI_{max}) можно исходя из допустимых гармонических искажений тока.

Таким образом, момент переключения инвертора не привязан к периоду ШИМ, а зависит от реальной ошибки вектора тока.

Определяющим в работе контура является критерий выбора состояний инвертора при переключениях. Критерий, ис-

пользуемый в данной системе для выбора следующего состояния инвертора, позволяет:

- минимизировать частоту переключения инвертора при малой амплитуде ошибки;
- уменьшить кратковременно возникающую большую токовую ошибку за минимальное время при минимальном количестве коммутаций инвертора.

Метод управления током имеет существенные преимущества по сравнению с ШИМ-управлением. Он позволяет строить более скоростные системы, мгновенно реагирующие на возмущающие воздействия, и одновременно рассеивать меньше энергии в силовых ключах по сравнению с методом ШИМ.

В настоящее время разработана система коммутации силовых транзисторов, совмещающей в себе низкий уровень акустического шума и минимальные частоты коммутации. Благодаря такому свойству, система получила название Soft PWM («мягкий» ШИМ). Действие функции заключается в фазовом сдвиге широтно-модулируемых импульсов по определенному закону, исключающему неприятный свистящий шум.

Рассматривая *ТПЧ как объект системы управления*, выделяют статические и динамические свойства тиристорного преобразователя частоты.

Статические свойства ТПЧ описываются передаточной характеристикой $U_d/(U_y)$ и внешней характеристикой $U_d(I_d)$. Форма передаточной характеристики управляемого выпрямителя (УВ) определяется свойствами СИФУ. В настоящее время почти исключительно используются СИФУ развертывающего действия, их принцип работы основан на сравнении мгновенных значений напряжения управления $U_{упр}$ и опорного напряжений $U_{он}$. Форма $U_{он}$ определяет форму передаточной характеристики. Распространены СИФУ с линейно изменяющимся (пилообразным) и синусоидальным $U_{он}$. При линейной форме $U_{он}$ передаточная характеристика УВ имеет нелинейный вид с изменяющимся коэффициентом передачи $K_{тп} = var$; при синусоидальной форме $U_{он}$ передаточная характеристика линейна с постоянным коэффициентом передачи $K_{тп} = const$, определяемым по формуле

$$K_{\text{тп}} = \frac{U_{d \max}}{U_{y \max}}, \quad (6.39)$$

где $K_{\text{тп}}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя;
 $U_{d \max}$ – максимальное выпрямленное напряжение;
 $U_{y \max}$ – максимальное значение напряжения управления.

Динамические свойства ТПЧ в основном определяются динамическими свойствами управляемого выпрямителя и фильтра. Управляемый выпрямитель является импульсным элементом, поэтому ему присуще запаздывание. Величина запаздывания случайна и распределена в пределах $\tau = (0 \dots T_c/m)$, где T_c – период сети; m – пульсность выпрямителя, $\tau_{\text{экв}} = T_c/2m$. Как правило, вместо звена запаздывания рассматривают апериодическое звено первого порядка с постоянной времени, равной величине запаздывания

$$W_{\text{тпч}}(p) = \frac{K_{\text{тп}}}{\frac{T_c}{2m} p + 1}. \quad (6.40)$$

Электромагнитная постоянная времени двигателя, питаемого от УВ, зависит от режима работы выпрямителя. При прерывистом токе электромагнитная инерционность не учитывается.

В системах управления электроприводами, контролируемые и регулируемые являются не только механические величины – угол поворота, скорость, но и электрические величины, такие, как ток, напряжение, ЭДС. Для измерения этих координат используются соответствующие датчики.

В системах частотно-векторного управления приходится контролировать величину тока статора двигателя с помощью датчиков тока (ДТ). Контроль магнитного поля асинхронного двигателя осуществляется с помощью гальваномагнитных датчиков, основанных на эффекте Холла.

6.5. Расчёт системы векторного управления

6.5.1. Исходные данные для расчета

В качестве АМ используем асинхронный двигатель серии 4А100L8УЗ:

4А – серия двигателя; 100 – высота оси вращения, мм;

L – установочный размер по длине станины, большой;

8 – число полюсов АД;

У – климатическое исполнение для района с умеренным климатом;

3 – категория размещения оборудования, для закрытых помещений естественной вентиляцией без искусственно регулируемых климатических условий.

Степень защиты – IP44, способ охлаждения – ICA0041. Частота сети 50 Гц.

Мощность 1,5 кВт, КПД 74%, $\cos(\varphi)=0,65$.

Примечания:

1. Номинальное напряжение АД – 220/380 В.

2. Синхронная частота вращения 750 об/мин.

$$\frac{M_n}{M_{ном}} = 1,6, \quad \frac{M_{\min}}{M_{ном}} = 1,3, \quad \frac{M_{\kappa}}{M_{ном}} = 1,9, \quad \frac{I_n}{I_{ном}} = 4,0,$$

где $S_{ном} = 7,0\%$, $S_{\kappa} = 27,0\%$, $J_{д.р} = 0,013 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $t_{п,0} = 0,04 \text{ с}$.

$S_{ном}$ – номинальное скольжение;

S_{κ} – критическое скольжение;

$J_{д.р}$ – динамический момент инерции ротора, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$t_{п,0}$ – длительность пуска двигателя, с.

В относительных единицах:

номинальный режим

режим короткого замыкания

$$X_{\mu} = 1,5,$$

$$R'_1 = 0,11, R''_2 = 0,093,$$

$$X'_1 = 0,16, X''_2 = 0,32.$$

$$R''_{2n} = 0,1,$$

$$R_{\kappa,n} = 0,21,$$

$$X_{\kappa,n} = 0,35.$$

Для большей наглядности и лучшего восприятия методики расчета приводятся не только ссылки на формулы, но в ряде случаев формулы и пояснения входящих параметров.

Для получения модели АД при векторном управлении, рассмотрим векторную диаграмму АМ в системе координат, вращающейся со скоростью вектора тока статора, причём ось 1 совмещена с вектором $\bar{I}_s$.

Уравнения состояния АМ для данной системы координат:

$$\begin{aligned} L_m \cdot I &= T_r \cdot \frac{d\psi_{r1}}{dt} + \psi_{r1} + \omega_{2i} \cdot T_r \cdot \psi_{r2}, \\ 0 &= T_r \cdot \frac{d\psi_{r2}}{dt} + \psi_{r2} - \omega_{2i} \cdot T_r \cdot \psi_{r1}, \\ M_{эм} &= -\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{r2} \cdot I, \\ \omega_{2i} &= \omega_{is} - \omega. \end{aligned} \quad (6.33)$$

где L_m - индуктивность контура намагничивания, Гн;

I_s - модуль вектора тока статора, А;

T_r - электромагнитная постоянная времени ротора, с;

ψ_{r1} - проекция модуля вектора потокосцепления ротора на ось координат 1;

ψ_{r2} - проекция модуля вектора потокосцепления ротора на ось координат 2;

ω_{2i} - скольжение вектора $\bar{I}_s$, с⁻¹;

$M_{эм}$ - электромагнитный момент двигателя, Н·м;

p_n - число пар полюсов;

L_r - индуктивность ротора, Гн;

ω_{is} - частота вращения вектора $\bar{I}_s$, с⁻¹;

ω - частота вращения ротора, с⁻¹.

Векторная диаграмма, соответствующая (6.33), представлена на рис. 6.27.

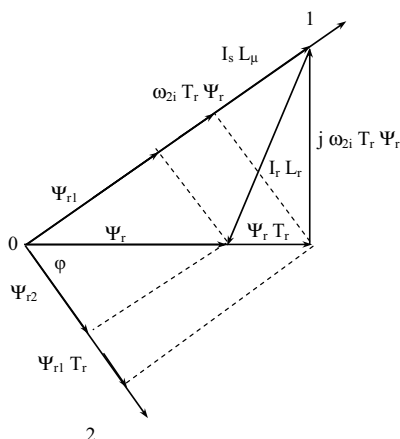


Рис. 6.27 - Векторная диаграмма асинхронной машины в осях 0, 1, 2

Исходя из рис. 6.27, получаем, что электромагнитный момент определяется модулями векторов $\bar{I}_s$, $\bar{\Psi}_r$ и углом φ между ними во всех режимах работы АМ. Угол φ будет характеризовать выражение

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\omega_{2i}(s) \cdot T_r}{1 + T_r \cdot s}, \quad (6.41)$$

где s – оператор Лапласа.

Структурная схема асинхронной машины строится исходя из уравнений (6.33).

В неподвижной системе координат эти уравнения имеют переменные коэффициенты, зависящие от углового положения ротора. При переходе от неподвижной системы к вращающейся (рис. 6.27) получают линейное преобразование уравнений (6.42):

$$I(s) \cdot L_m - \omega_{2i}(s) \cdot T_r \cdot \psi_r(s) \cdot \sin \varphi(s) = \psi_r(s) \cdot \cos \varphi(s) \cdot (1 + T_r \cdot s),$$

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\sin \varphi(s) \cdot \psi_r(s)}{\cos \varphi(s) \cdot \psi_r(s)} = \frac{\omega_{2i}(s) \cdot T_r}{1 + T_r \cdot s}. \quad (6.42)$$

Структурная схема АМ представлена на рис. 6.43.

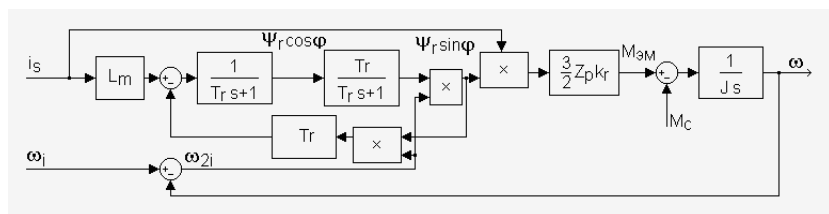


Рис. 6.43. Структурная схема АМ

Структурная схема асинхронного двигателя (рис. 6.43) содержит:

- I_s – задание тока статора, А;
- ω_i – задание угловой скорости вектора $\bar{I}_s$;
- ω – угловая скорость ротора, с^{-1} ;
- M_c – задание статического момента, Н·м;
- J – момент инерции, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;
- k_f – коэффициент электромагнитной связи ротора.

Необходимые данные для дальнейшего расчёта определим из Т-образной схемы замещения АМ, которая изображена на рис. 6.44.

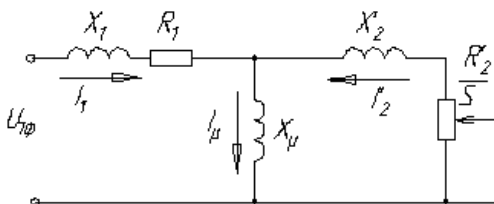


Рис. 6.44. Т-образная схема замещения АД

При переходе от относительных значений параметров Г-образной схемы замещения АД к Т – образной схеме замещения получим:

$$R_1 = \frac{R_1'}{C} = \frac{5,122}{1,01} = 5,071 \text{ Ом}, \quad X_1 = \frac{X_1'}{C} = \frac{7,45}{1,01} = 7,376 \text{ Ом},$$

$$R_2' = \frac{R_2''}{C^2} = \frac{4,33}{1,02} = 4,245 \text{ Ом}, \quad X_2' = \frac{X_2''}{C^2} = \frac{14,9}{1,02} = 14,608 \text{ Ом},$$

где $C = 1,01$ – коэффициент приведения схем (из Г-образной к Т-образной).

Индуктивность рассеивания статора

$$L_{s\sigma} = \frac{X_1}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{7,376}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,023 \text{ Гн},$$

где $f = 50$ Гц – частота питающей сети.

Индуктивность рассеивания ротора

$$L_{r\sigma} = \frac{X_2'}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{14,608}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,046 \text{ Гн}.$$

Индуктивность контура намагничивания

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{69,84}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,222 \text{ Гн}.$$

Полная индуктивность статора

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m = 0,023 + 0,222 = 0,245 \text{ Гн}.$$

Полная индуктивность ротора

$$L_r = L_r \sigma + L_m = 0,046 + 0,222 = 0,268 \text{ Гн.}$$

Коэффициент электромагнитной связи ротора

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{0,222}{0,268} = 0,828.$$

Коэффициент электромагнитной связи статора

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} = \frac{0,222}{0,245} = 0,906.$$

Постоянная времени ротора

$$T_r = \frac{L_r}{R_2} = \frac{0,268}{4,245} = 0,063 \text{ с.}$$

Результирующий коэффициент рассеивания

$$\sigma = 1 - k_s \cdot k_r = 1 - 0,906 \cdot 0,828 = 0,25.$$

Электромагнитное сопротивление ротора

$$R_{\text{эр}} = R_1 + k_r^2 \cdot R_2' = 5,071 + 0,828^2 \cdot 4,245 = 7,981 \text{ Ом.}$$

Электромагнитная постоянная времени ротора

$$T_{\text{эр}} = \frac{\sigma \cdot L_s}{R_{\text{эр}}} = \frac{0,25 \cdot 0,245}{7,981} = 0,0077 \text{ с.}$$

Значение абсолютного скольжения

$$\omega_{2i0} = \frac{(n_c - n_H) \cdot \pi}{30} = \frac{(750 - 697,5) \cdot 3,14}{30} = 5,498 \text{ с}^{-1},$$

где n_c – синхронная частота вращения двигателя;

n_n – номинальная частота вращения двигателя.

Номинальную величину потокосцепления можно определить по формуле

$$\psi_{rn} = \sqrt{\frac{P_n}{\frac{3}{2} \cdot \omega_{2i0} \cdot T_r \cdot \omega_n}} = \sqrt{\frac{1500}{\frac{3}{2} \cdot 5,498 \cdot 0,063 \cdot 73,238}} = 6,279 \text{ Вб.}$$

Номинальное значение модуля вектора тока статора определим по формуле

$$i_s = \frac{\psi_{rn}}{L_m} = \frac{6,279}{0,222} = 28,284 \text{ А.}$$

Коэффициент перевода векторного произведения потокосцепления ротора и тока статора в электромагнитный момент двигателя равен

$$k_M = \frac{3}{2} \cdot k_{rzp} = \frac{3}{2} \cdot 0,828 \cdot 4 = 4,968$$

Исследование проводим для номинального режима, для которого принимают момент инерции ротора асинхронного двигателя, а статический момент равен номинальному моменту двигателя. Исследования с параметрами механической части можно осуществить и оценить полученные результаты только после исследования номинального режима. Это обусловлено сложностью задания величины тока статора для режима, отличного от номинального. При исследовании законов управления рассмотрен контур регулирования момента (рис. 6.43), в котором с целью реализации поставленной задачи в модели цепи ротора в ряде случаев предполагается установка функциональных преобразователей.

Проанализируем три режима управления асинхронным двигателем:

- поддержание постоянного потокосцепления ротора;

- поддержание постоянного скольжения;
- поддержание постоянного угла между потокоцеплением ротора и током статора.

6.5.2. Режим поддержания постоянства амплитуды потокоцепления ротора

Для данного режима векторного управления функциональные преобразователи не используются.

Режим поддержания постоянства амплитуды потокоцепления ротора имеет векторную диаграмму, изображенную на рис. 6.45.

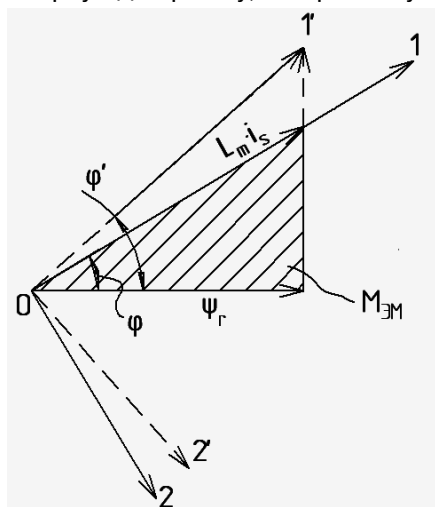


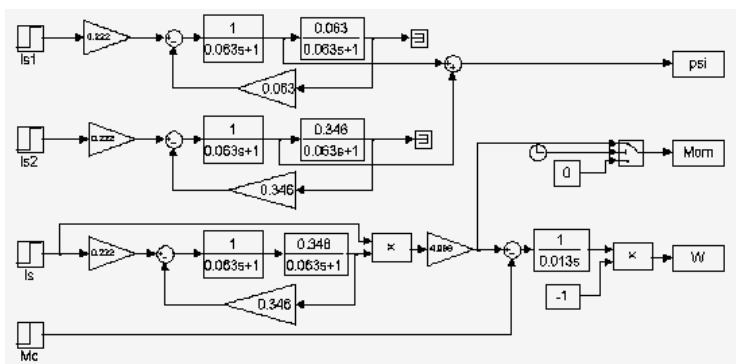
Рис. 6.45. Векторная диаграмма АМ при поддержании $\Psi_r = \text{const}$

Исходя из векторной диаграммы (рис. 6.45), для поддержания постоянного потокоцепления необходимо в начальный момент времени на вход i_s подать величину тока 28,284 А (соответствует номинальному значению потокоцепления ротора $\psi_r = 6,279$ Вб). По достижении ψ_r , равного 95% от установившегося значения, на вход ω_{21} подаем номинальное абсолютное скольжение, равное 5,498 рад/с, $M_c = 20,5$ Н·м – статический мо-

$$i_s = \frac{\psi_r}{L_m} \sqrt{1 + \omega_{2in}^2 \cdot T_r^2} = \frac{6,279}{0,222} \sqrt{1 + 5,498^2 \cdot 0,063^2} = 29,932 \text{ A},$$

L_m – индуктивность контура намагничивания;

T_r – постоянная времени ротора.

$$1 - e^{-\frac{t}{T_r}} = 0,95 \quad (6.44)$$
$$t = 3 \cdot T_r = 3 \cdot 0,063 = 0,189 \text{ с.}$$


314

Используя программное приложение системы MatLab – SimuLink, исследуем процессы, протекающие в системе для данного режима управления, структурная схема которой согласно рис. 6.43, представлена на рис. 6.46

Для облегчения получения результатов исследования в данном режиме решения по потоко-сцеплению и по моменту просчитываются отдельно. Переходные процессы по потоко-сцеплению ротора представлены на рис. 6.47, по электромагнитному моменту – рис. 6.48, по скорости ротора – рис. 6.49.

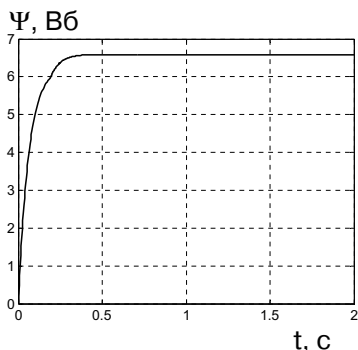


Рис.6.47. Переходной процесс потоко-сцепления ротора

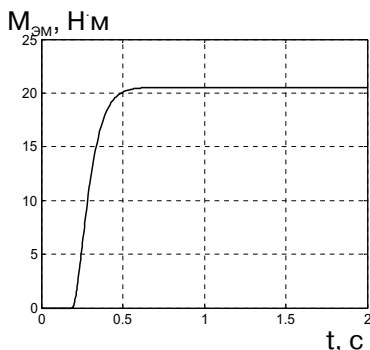


Рис. 6.48. Переходной процесс электромагнитного момента

Из графиков переходных процессов видно, что до времени $t=0.189$ с, происходит нарастание потоко-сцепления ротора и в момент времени $t = 0,189$ с ток статора увеличивается, благодаря этому возрастает потоко-сцепление и в этот же момент происходит нарастание электромагнитного t момента двигателя и соответственно его скорости.

Длительность переходных процессов электромагнитного момента и скорости ротора составляет 0,6 с, это связано с тем, что двигатель пускается только после того, как значение потоко-сцепления достигнет установившегося значения.

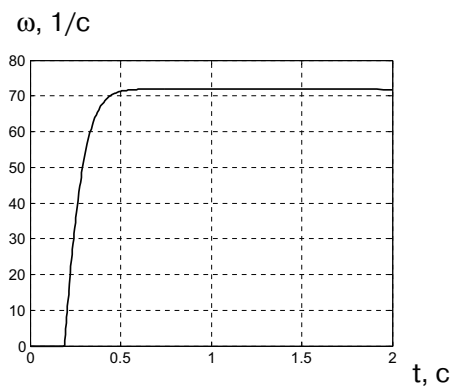


Рис. 6.49. Переходной процесс скорости ротора

6.5.3. Режим поддержания постоянного скольжения

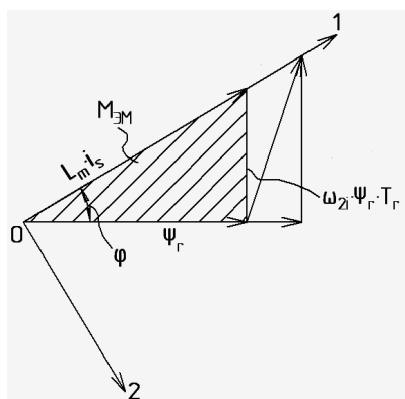


Рис. 6.50. Векторная диаграмма АМ при поддержании $\omega_2 = \text{const}$

В данном режиме управления функциональные преобразователи не применяются.

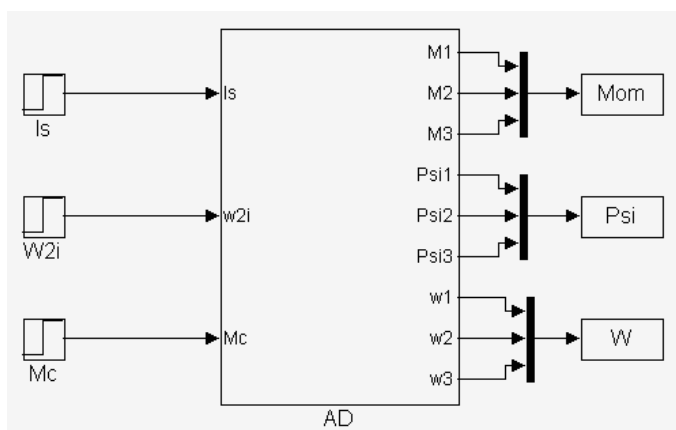
Режим управления при поддержании постоянного скольжения имеет векторную диаграмму, представленную на рис. 6.50.

В качестве постоянного скольжения для исследования выбраны величины:

- ω_{2i} , равное номинальному 5,498 рад/с,
 $M_{c1} = 20,5 \text{ Н·м}$;
- ω_{2i} , равное $2/T_r = 31,746 \text{ рад/с}$,
 $M_{c2} = 26,514 \text{ Н·м}$,
- ω_{2i} , равное $1/2T_r = 7,463 \text{ рад/с}$,
 $M_{c3} = 25,523 \text{ Н·м}$.

На вход i_s подадим, как и при поддержании $\Psi_r = \text{const}$, величину тока 28,284 А.

Структурная схема для данного режима управления представлена на рис. 6.51.



Mom - значение электромагнитного момента;

Psi - значение потокосцепления ротора;

W - значение угловой скорости двигателя.

Рис. 6.51. Структурная схема режима векторного управления при поддержании постоянного скольжения $\omega_{2i} = \text{const}$

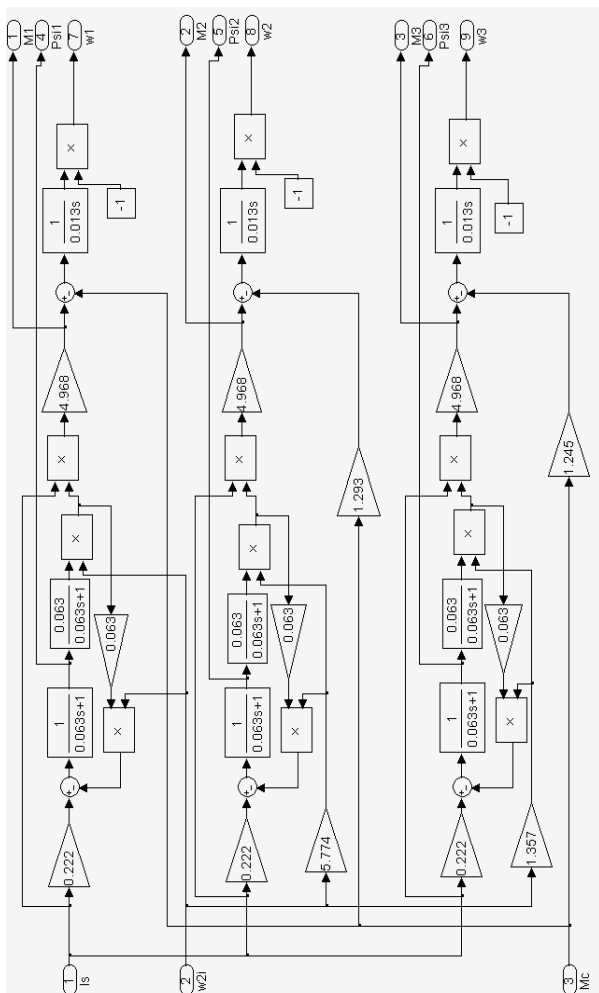


Рис. 6.52. Структурная схема макроэлемента АД при поддержании постоянного скольжения

$\Psi, \text{Вб}$

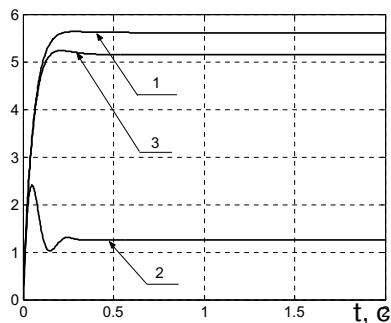


Рис.6.53. Переходной процесс потокоцепления ротора

$M_{эм}, \text{Н·м}$

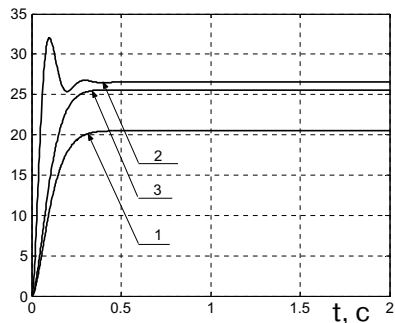


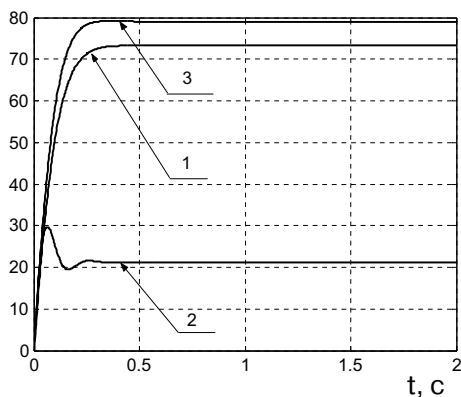
Рис. 6.54. Переходной процесс электромагнитного момента

$$1 \omega_{21} = 5,498 \text{ рад/с;}$$

$$2 \omega_{21} = 2/T_r = 31,746 \text{ рад/с;}$$

$$3 \omega_{21} = 1/2T_r = 7,463 \text{ рад/с}$$

$\omega, 1/\text{с}$



$$1 \omega_{21} = 5,498 \text{ рад/с;}$$

$$2 \omega_{21} = 2/T_r = 31,746 \text{ рад/с;}$$

$$3 \omega_{21} = 1/2T_r = 7,463 \text{ рад/с.}$$

Рис. 6.55. Переходной процесс скорости ротора

В схеме предусмотрено девять выходных величин, по три величины для каждого режима. На рис. 6.51 представлено: M1, M2, M3, Psi1, Psi2, Psi3, w1, w2, w3 – выходы для значений электромагнитного момента АД, потокосцепления ротора, скорости ротора для трёх значений абсолютного скольжения, представленных ниже.

Данная структурная схема содержит макроэлемент “AD” (рис. 6.52). В схеме предусмотрено девять выходных величин, по три величины для каждого режима.

Переходные процессы для режима управления при поддержании постоянного скольжения представлены на:

- переходной процесс для потокосцепления ротора – рис. 6.53;
- электромагнитный момент – рис. 6.54;
- скорость ротора – рис. 6.55.

Из графиков переходных процессов режима управления при поддержании постоянного скольжения видно, что при уменьшении ω_{2i} от $2/T_r$ до $1/2T_r$ изменяется колебательность процесса в сторону уменьшения и процесс становится аperiodическим. Уменьшается быстродействие, электромагнитный момент достигает установившегося значения за более длительное время. Следует заметить, что время переходных процессов сократилось примерно в 2 раза, при одинаковых задающих величинах значения скорости, электромагнитного момента и потокосцепления ротора отличаются.

6.5.4 Режим поддержания постоянства угла между потокосцеплением ротора и вектором тока статора

В данном режиме используется функциональный преобразователь.

Режим управления при поддержании постоянства угла между потокосцеплением ротора и током статора имеет векторную диаграмму рис. 6.56.

Максимальный электромагнитный момент (площадь треугольника рис. 6.56) будет при $\varphi=45^\circ$, постоянных катетах и гипотенузе треугольника. Исследования будем проводить для данного значения угла.

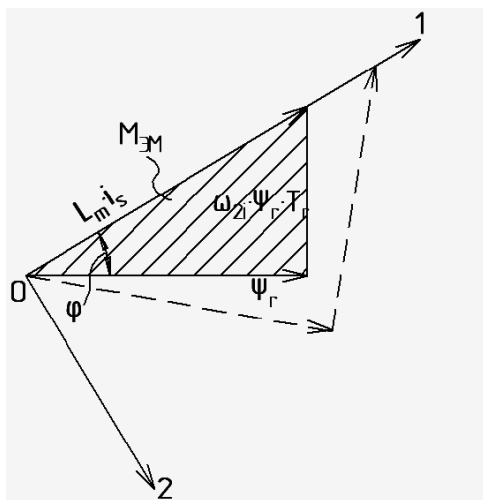


Рис.6.56. Векторная диаграмма AM при поддержании $\varphi = \text{const}$

Согласно данной векторной диаграмме:

$$\begin{aligned} i_s \cdot L_m \cdot \sin \varphi &= \omega_{2i} \cdot \psi_r \cdot T_r, \\ i_s \cdot L_m \cdot \cos \varphi &= \psi_r + \psi_r \cdot T_r. \end{aligned} \quad (6.45)$$

Из вышеприведённых уравнений получим:

$$\begin{aligned} \omega_{2i} &= \frac{i_s \cdot L_m \cdot \sin \varphi}{T_r \cdot \psi_r}, \\ \psi_r &= \frac{i_s \cdot L_m \cdot \cos \varphi}{1 + T_r \cdot s}, \end{aligned} \quad (6.46)$$

где s – оператор Лапласа.

В результате имеем:

$$\omega_{2i} = \frac{1}{T_r} (1 + T_r \cdot p). \quad (6.47)$$

Как вариант примем:

$$\omega_{2i} = \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1 + T_r \cdot p}{1 + T_\mu \cdot p} \right). \quad (6.48)$$

где $T_\mu = 0,0315$ с – малая постоянная времени.

Введение варианта (6.48) обосновано тем, что для достижения постоянства угла необходимо задавать при пуске бесконечно большое скольжение, что физически не реализуемо.

На вход i_s подадим, как при поддержании $\varphi = \text{const}$, величину тока 28,284 А; $M_c = 14,184$ Н·м. Структурная схема для данного режима управления представлена на рис. 6.57.

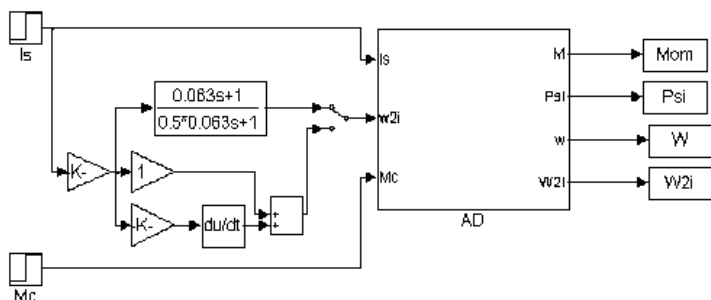


Рис. 6.57. Структурная схема режима векторного управления при поддержании постоянного угла между потокомсцеплением ротора и током статора

Структурная схема макроэлемента “AD” представлена на рис. 6.58.

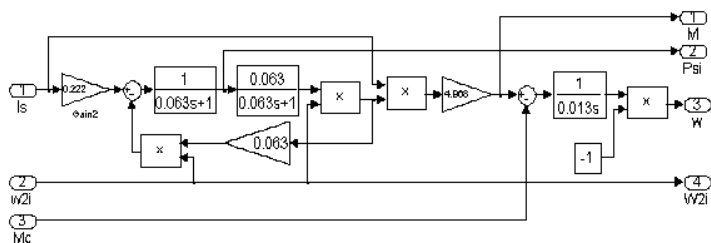


Рис.6.58. Структурная схема макроэлемента “AD”

Переходные процессы для данного режима управления представлены:

- потокосцепление ротора – рис. 6.59;
- электромагнитный момент – рис. 6.60;
- скорость ротора – рис. 6.61,
- скольжение – рис. 6.62.

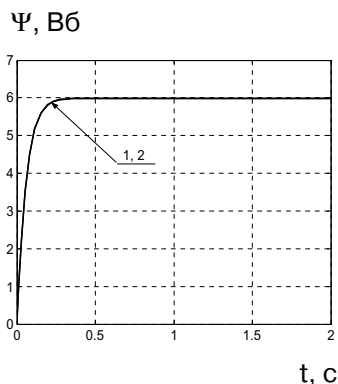


Рис. 6.59. Переходной процесс потокосцепления ротора

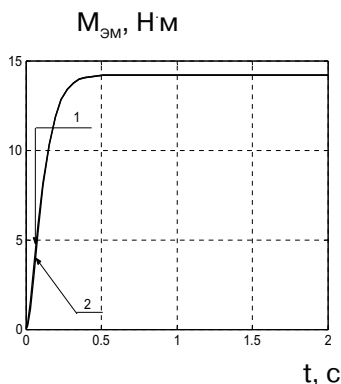


Рис. 6.60. Переходной процесс электромагнитного момента

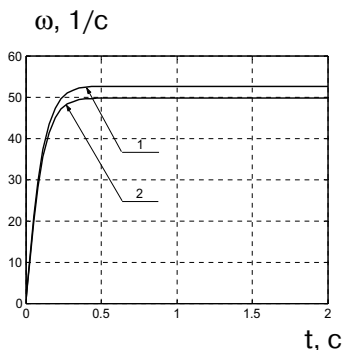


Рис. 6.61. Переходной процесс скорости ротора

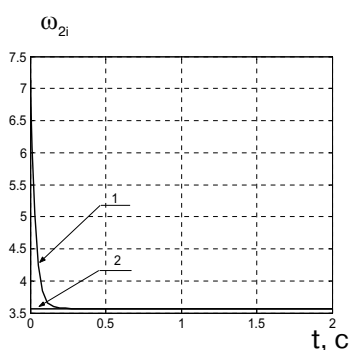


Рис. 6.62. Переходной процесс скольжения

На рис. 6.59...6.62 представлены переходные процессы при:
1– ω_{2i} по (6.48), $T_{\mu} = 0,0315$ с;

2– ω_{2i} по (6.47).

Из графиков следует, что переходные процессы при ω_{2i} по (6.48) и ω_{2i} по (6.47) практически не отличаются друг от друга, единственное различие наблюдается в величинах скоростей асинхронного двигателя.

Сравнительный анализ переходных процессов проведём по следующим критериям:

- по быстродействию;
- по потерям;
- по качеству регулирования;
- по простоте реализации.

Самое большое время переходных процессов наблюдаются в режиме с поддержанием постоянного потокосцепления. Что касается режимов с поддержанием скольжения и угла, то здесь можно выделить следующую особенность. В режиме с поддержанием скольжения при уменьшении величины скольжения быстродействие уменьшается, однако в целом, если задавать величины скольжения порядка 10 рад/с, время достижения моментом величины 0,95 от установившегося значения будет меньше, чем в режиме с поддержанием постоянства угла. Таким образом, самым быстродействующим будет режим с поддержанием постоянства угла между током статора и потокосцеплением ротора.

Момент пропорционален квадрату тока, потери в свою очередь пропорциональны квадрату тока. При одном и том же значении тока момент будет меньше в режиме с поддержанием угла, то есть потери в данном случае будут наименьшими.

По управляемости наилучшими показателями обладает режим с постоянством угла. Он характеризуется наименьшей колебательностью по сравнению с другими режимами. Следует заметить, что в режиме с постоянством угла при малых значениях абсолютного скольжения, порядка единиц, переходной характер по моменту носит апериодический характер.

С точки зрения простоты реализации наилучшими показателями обладает режим с поддержанием постоянства сколь-

жения. Так как в режиме с постоянным потокосцеплением для контроля потока необходимо применение сложных и дорогих датчиков потока, что усложняет структуру привода. В режиме с постоянным углом необходимо в момент пуска задавать бесконечное скольжение, что физически не реализуемо.

Таким образом, с точки зрения потерь, управляемости (плавности изменения момента) и высокого быстродействия наилучшими характеристиками обладает режим с поддержанием постоянства угла между током статора и потокосцеплением ротора. При поддержании постоянного скольжения хорошими показателями обладает режим, в котором роторная цепь преобразуется в колебательное звено. Этот режим является наиболее простым для реализации. Относительно низкие показатели по быстродействию наблюдаются в режиме с поддержанием постоянного потокосцепления. Высоким быстродействием может обладать режим с постоянным скольжением, если скольжение принимает значения порядка десятков единиц, но при этом ухудшается управляемость.

6.6. Перевод СВУ в цифровую структуру

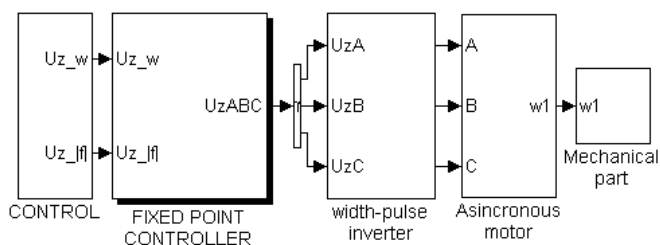


Рис. 6.63. Цифровая модель системы векторного управления

В современных системах управления практически все вычисления выполняются цифровыми устройствами – процессорами и контроллерами (процессор с некоторыми дополни-

тельными функциями, как правило, для работы с периферийными устройствами). Это позволяет создавать быстродействующие системы при очень малых габаритах и энергопотреблении. Однако принципы работы цифровых систем управления сильно отличаются от аналоговых, поэтому описанная выше модель ЭПВУ (п.6.1) была модифицирована (рис.6.63).

Для более точного соответствия реальным системам блок задания управляющих сигналов CONTROL и контроллер FIXED-POINT CONTROLLER смоделированы как цифровые устройства. Блок контроллера выполняет все операции, связанные с векторными преобразованиями и цифровой реализацией регуляторов. Амплитудно-фазочастотный преобразователь напряжения APF converter и асинхронный двигатель Asynchronous motor смоделированы как аналоговые устройства. Представление преобразователя напряжения аналоговой моделью является в определенной степени упрощением. Более точно действительности соответствовала бы комбинация цифровой логической части и аналоговой силовой, однако, учитывая общий объем вычислений процессора, данная особенность не оказывает сколько-нибудь заметного влияния на свойства системы. Моделирование цифровой части проводилось из предположения реализации ее на базе контроллера, оперирующего данными с фиксированной запятой. Как положительные стороны такого решения можно отметить хорошее соотношение цена-качество данных контроллеров, как отрицательные – возможные ошибки переполнения при оперировании большими величинами и влияние ошибок квантования при обработке малых чисел.

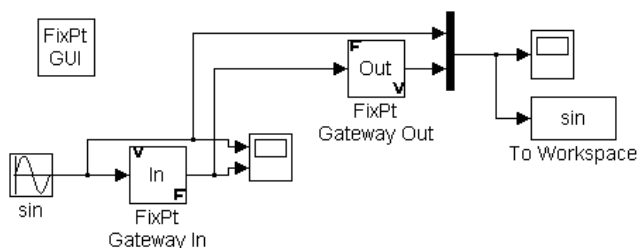


Рис.6.64. Поясняющая преобразования в формат с фиксированной точкой схема

Как инструмент моделирования использовалось расширение программы MATLAB – пакет Fixed-Point Blockset. Данное приложение ориентировано именно на создание систем, оперирующих величинами в формате с фиксированной запятой. Рассмотрим возникающие при этом особенности. Для пояснения работы процессоров с фиксированной запятой используем простую схему, приведенную на рис. 6.64.

В приведенной схеме реализуется простейшая операция – перевод аналогового сигнала в дискретный вид. Однако она позволяет отметить все особенности формата данных с фиксированной запятой с ограничением разрядности. Представление данных в пакете Fixed-Point Blockset базируется на выражении

$$V \approx \tilde{V} = S \cdot Q + B, \quad (6.49)$$

где V - действительная величина аналогового сигнала,

$\tilde{V}$ - его приближенное значение,

Q - некоторый квантованный сигнал, кодирующий величину V ,

$S = F \cdot 2^E$ - параметр наклона (определяет степень приближения к точному значению числа), коэффициент F при расчете принимался $F=1$, показатель степени E при расчете брался в различных значениях (будет указан ниже),

B - смещение сигнала (при моделировании использовался формат с $B=0$).

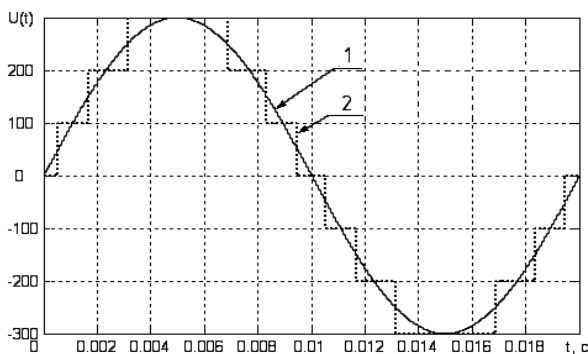
Пример:

$$\tilde{V} = (F \cdot 2^E) \cdot Q = 2^E \left[\sum_{i=0}^{ws-1} b_i 2^i \right], \quad (6.50)$$

где $F=1$,

$ws=8$ - разрядность данных в битах.

$$\tilde{V} = 2^{-4}(0 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = 3.3125$$



1– аналоговый сигнал; 2– дискретный сигнал.

Рис.6.65. Сигнал в аналоговой и цифровой системах ($S = 100$)

Главными факторами, определяющими соответствие степень соответствия цифрового и аналогового сигнала, являются разрядность и параметр S . В данном случае разрядность составляет восемь бит, коэффициент S принят равным 100 единицам ($S = 100$). Это достаточно наглядно прослеживается на графике – при непрерывном изменении исходного сигнала на сто единиц квантованный сигнал меняется на эту же величину скачком. Изменения исходного сигнала менее чем на величину квантованным сигналом никак не отслеживаются.

На рис.6.66 приведен тот же дискретный сигнал при значении $S = 20$. Параметры представления числа связаны между собой: при 8-битной разрядности и значении $S = 2^{-4}$ возможны действия с числом в диапазоне $-8 < \tilde{V} < 7.9375$ с дискретностью $\Delta \tilde{V} = 0.0625$.

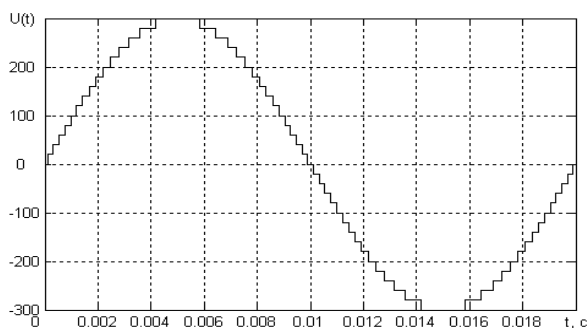


Рис. 6.66. Дискретный сигнал при значении $S = 20$

При изменении дискретности диапазон представления меняется обратно пропорционально. При превышении указанного диапазона происходит переполнение разрядности. Процессоры могут по-разному обрабатывать подобную ситуацию:

- могут сдвинуть сигнал в область допустимых значений;
- либо продолжить работу в режиме насыщения, оперируя максимально/минимально возможной величиной.

Увеличив разрядность можно исключить переполнение. Следует отметить достоинство пакета Fixed-Point Blockset – возможность управления форматом данных на уровне индивидуальных блоков, то есть для одного элемента можно установить обработку переполнения разрядности в режиме насыщения, для другого в режиме сдвига сигнала. Кроме того, пакет позволяет оперировать данными в различных вариантах формата с фиксированной и плавающей запятой, что также конфигурируется практически для каждого блока.

В состав Fixed-Point Blockset входит средство контроля протекающих в моделируемой системе процессов – блок FixPt GUI, позволяющий отслеживать максимальные и минимальные значения переменных, фиксировать случаи переполнения, производить автоматическую оптимальную установку разрядности для блоков. Дополнительно из этого блока можно построить график практически любого сигнала в цифровой системе. Однако работа с числами менее десяти

практически лишена какой-либо точности. При расчете системы векторного управления дискретность будет существенно уменьшена.

Цифровая модель электропривода с векторным управлением структурно повторяет аналоговую, отличия заключаются в том, что в блоках CONTROL и FIXED-POINT CONT-ROLLER (что соответствовало подсистемам CONTROL и Vector system в аналоговой модели) все аналоговые элементы заменены соответствующими элементами из библиотеки Simulink Fixed-Point Blockset. Например, как в представленной структурной схеме (рис. 6.67) перехода от трехфазной к двухфазной системе координат.

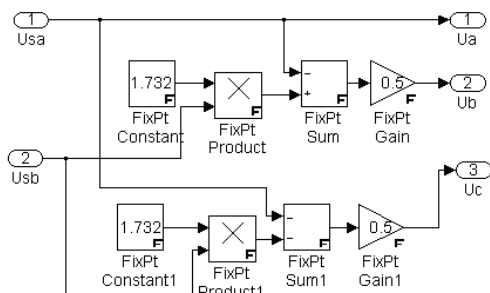
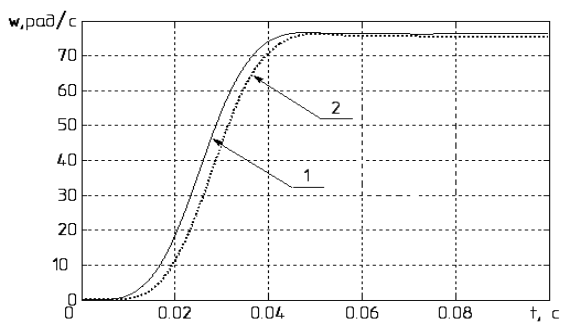


Рис.6.67. Пример дискретной подсистемы



1 – скорость аналоговой модели системы векторного управления;
2 – скорость цифровой модели системы векторного управления.

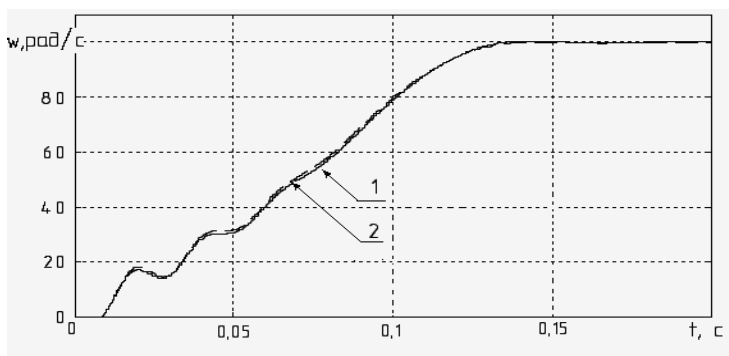
Рис.6.68. Переходные процессы моделей векторного управления

На рис.6.68 отражены графики переходных процессов в аналоговой и цифровой моделях электропривода с векторным управлением (ЭПВУ).

Приведенные графики получены из моделей со следующими параметрами представления числа в формате с фиксированной точкой: $B = 0$, $F = 1$, $S = 2^{-20}$, $sw = 32$. Переходный процесс в цифровой системе несколько отстает, что объясняется некачественной обработкой сигналов низкого уровня, когда величины обрабатываемых переменных еще малы. При уменьшении дискретности до $S = 2^{-30}$ отставание нарастания скорости в цифровой модели системы векторного управления уменьшается (но возникает необходимость увеличения разрядности до $sw = 64$ бит). Наоборот, при увеличении разрядности до значения $S = 2^{-10}$ задержка в переходном процессе увеличивается.

Стремление предельно удешевить привод, особенно для массовых применений в бытовой технике (пылесосы, стиральные машины, холодильники, кондиционеры и т.д.), привело к отказу от датчиков механических переменных и переходу к системам бездатчикового управления, где для оценки механических координат привода (положения, скорости, ускорения) используются специальные цифровые наблюдатели. Модель бездатчиковой системы векторного управления несколько отличается от рассмотренной выше замкнутой по скорости и потокосцеплению системы. Для расчета мгновенных переменных двигателя (электромагнитного момента, угловой скорости ротора, токов статора и потокосцеплений ротора в осях (q,d)) была построена цифровая модель асинхронного двигателя (ЦМАД). Она также выполнена на базе блоков Fixed-Point Blockset, оперирующих данными с фиксированной запятой. На данный момент ЦМАД составлена по традиционным уравнениям обобщенной электрической машины и не учитывает эффект вытеснения тока и нелинейность кривой намагничивания. На рис. 6.69 приведены сравнительные графики переходных процессов по скорости цифровой модели и идентичной по структуре аналоговой (то есть также не учитывающей нелинейность намагничивающего контура и вытеснение тока при пуске двигателя).

Входным сигналом для ЦМАД является управляющее трехфазное напряжение, поступающее также на входы амплитудно-фазочастотного преобразователя, управляющего двигателем. Таким образом, структурно модель бездатчикового электропривода с векторным управлением может быть представлен как одна система управления и две параллельно работающих модели асинхронного двигателя, одна из которых – аналоговая двигатель, а вторая – его цифровая имитация. Модель реального двигателя представляет собой взятую из библиотеки Power System Blockset структуру Asynchronous Machine SI Units, уточненную путем введения соответствующих нелинейностей в цепи ротора и намагничивания аналоговой модели асинхронного двигателя (АМАД).

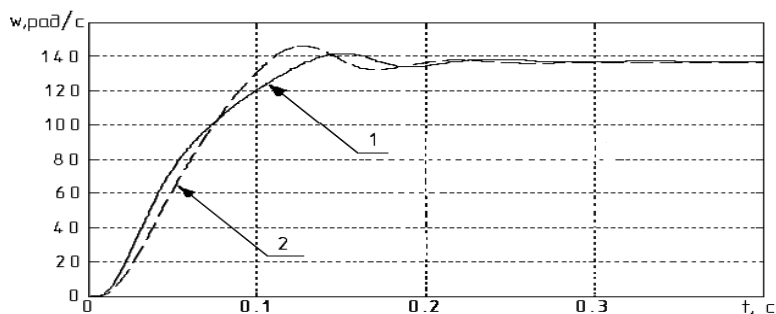


- 1 – скорость аналоговой модели двигателя (сплошная линия);
 2 – скорость цифровой модели двигателя (прерывистая линия).

Рис. 6.69. Переходные процессы в моделях АД

Для точной работы ЦМАД необходима информация о моменте нагрузки на валу двигателя. На рис.6.70 приведены графики вычисленной ЦМАД угловой скорости и скорости АМАД при прямом воздействии статического момента (для одномассовой механической части) на соответствующие вхо-

ды как аналоговой, так и цифровой модели. Отметим, что при управлении посредством ЦМАД необходимо уменьшать коэффициент передачи автономного инвертора, поскольку скорость существенно превышает заданную $\omega=105$ рад/с.



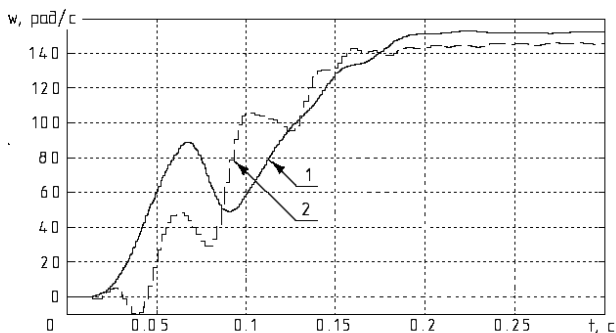
- 1 – скорость аналоговой модели системы векторного управления;
2 – скорость цифровой модели системы векторного управления.

Рис. 6.70. Расчетный и реальный переходные процессы

Однако такая модель не соответствует действительности, поскольку в реальном двигателе момент нагрузки воздействует непосредственно на вал, но передать информацию о нем в ЦМАД невозможно, так как применение прямых измерителей момента существенно сложнее использования датчиков скорости и смысл бездатчикового управления теряется. Возможно вычисление статического момента на базе основного уравнения электропривода. Единственная информация, которая нужна при этом процессору – суммарный момент инерции привода (при этом механическая часть может быть представлена исключительно как одномассовая). Недостаток такого метода – полное отсутствие обратных связей в электроприводе, при этом система управления лишь предполагает мгновенный режим работы двигателя, не получая никакой обратной информации. Эта особенность способна перечеркнуть все достоинства векторного асинхронного электропривода как точной и динамичной системы. В то же время можно достаточ-

но простым путем получить информацию о нагрузке двигателя – необходимо производить измерение токов статора, что и реализовано в промышленных инверторах с векторным управлением.

Прямое решение этой задачи – разорвать цепь вычисления тока статора в ЦМАД и подать в нее сигналы токов статора двигателя. Для этого можно использовать выход is_abc модели Asynchronous Machine Si Units, для чего его трехфазные сигналы необходимо перевести в систему координат (q,d). На пути сигнала целесообразно установить апериодическое звено с постоянной времени $T=0,001$ с. Звено имитирует датчик тока и дополнительно позволяет исключить математический цикл (algebraic loop) в составляемых программой уравнениях, способный вызвать нестабильность решения. Исходя из симметричности трехфазной асинхронной машины и предположения о равенстве подаваемых на нее инвертором напряжений, есть возможность измерять ток лишь одной фазы, два других подлежат вычислению. Графики переходных процессов при наличии вводимой непосредственно в ЦМАД информации о токах статора АМАД представлены на рис. 6.71 (механическая часть электропривода также одномассовая).



1 – вычисленная аналоговой моделью скорость;

2 – вычисленная цифровой моделью скорость;

Рис. 6.71. Переходные процессы при обратной связи по току статора

Из представленных графиков следует вывод о весьма не-точном расчете скорости двигателя средствами ЦМАД. В динамике скорости аналоговой и цифровой моделей в некоторые моменты отличаются в два раза и даже в установившемся режиме погрешность составляет порядка $\Delta\omega = 7\%$. Как факторы, влияющие на качество оценки скорости, следует отметить: погрешности цифрового представления информации (главным образом проявляется при проведении ЦМАД операций интегрирования в цепях ротора и статора), погрешность косвенного определения нагрузки двигателя и влияние фильтра в амплитудно-фазочастотном преобразователе напряжения (в ЦМАД наличие фильтра не учитывается, преобразователь моделируется усилительным звеном). Следует отметить, что сам факт наличия широтно-импульсной модуляции ($f = 1$ кГц, что, как отмечалось выше, является достаточной величиной) не столь сильно влияет на характер процессов как постоянная времени фильтра.

Главной причиной все же следует считать недостаточно точный метод определения статического и динамического момента двигателя, то есть модель требует применения иных методов определения мгновенных параметров управляемого двигателя.

Соответственно указанным недостаткам следует проводить уточнение модели: главным образом оптимизировать структуру ЦМАД и метод расчета переменных. Как показали исследования, выбор формата данных в цифровой части системы крайне сильно влияет на качество и устойчивость косвенной оценки механических и электрических координат двигателя. В данном случае существует возможность выбора оптимальной комбинации разрядности, дискретности (точности) и диапазона изменения величин. В некоторых случаях целесообразно вводить смещение сигнала B и, по возможности, переходить к беззнаковому формату данных, что позволяет повысить точность расчета без увеличения разрядности данных.

Исследование влияния двухмассовой механической части электропривода (рис. 6.72) на динамику системы в режиме пуска и выявление отличий от электропривода с одномассовой механической частью, то есть ответить на вопрос, как

влияют параметры и изменения независимых переменных механической части на переходные процессы.

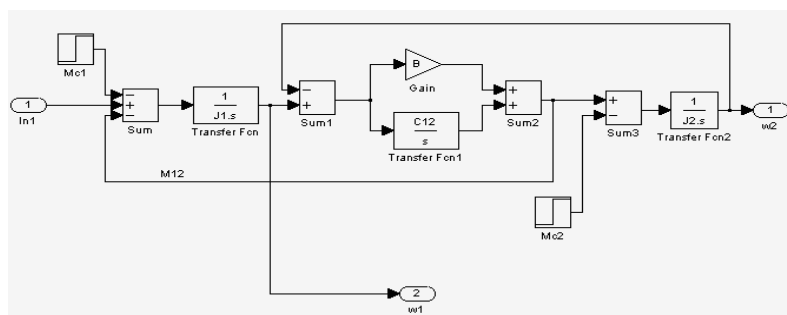
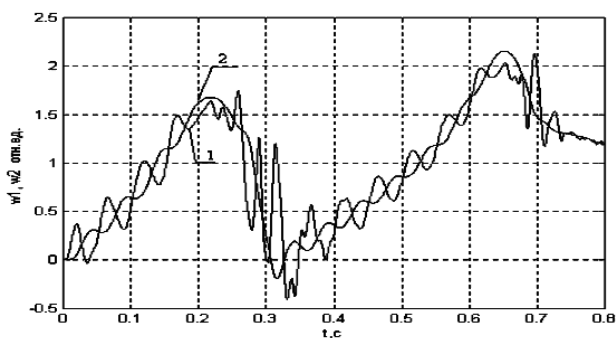


Рис. 6.72. Структурная модель двухмассовой механической части электропривода

На рис. 6.73 представлены графики переходных процессов скоростей первой и второй массы механической части.



- 1 – переходная характеристика по скорости первой массы МЧЭП
2 – переходная характеристика по скорости второй массы МЧЭП

Рис.6.73. Графики переходных процессов электропривода с двухмассовой механической частью при пуске со скачкообразным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$

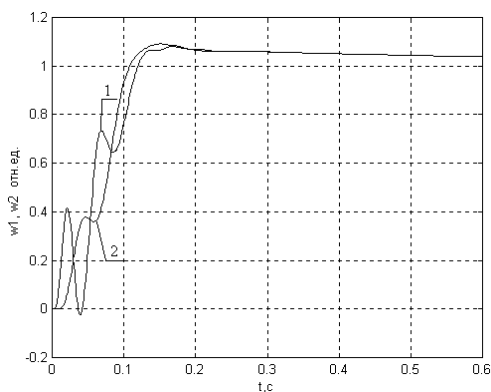
Из графиков на рис. 6.73 видно, что модель двухмассовой механической части электропривода значительно влияет на характер переходных процессов, то есть система стала неустойчива, видны существенные незатухающие колебания скорости первой массы относительно скорости второй массы. Отсюда можно сделать вывод о том, что система требует дополнительной настройки контура скорости. С этой целью была проведена настройка в программе MATLAB.

Параметры регулятора скорости, соответствующие новой настройке системы, приведены в табл. 6.1. Из этой таблицы видно, что все параметры регуляторов, кроме постоянной времени регулятора скорости, остались неизменными. Постоянная времени регулятора скорости при настройке путем оптимизации была увеличена в семь раз.

Таблица 6.1
Параметры регуляторов скорости и тока

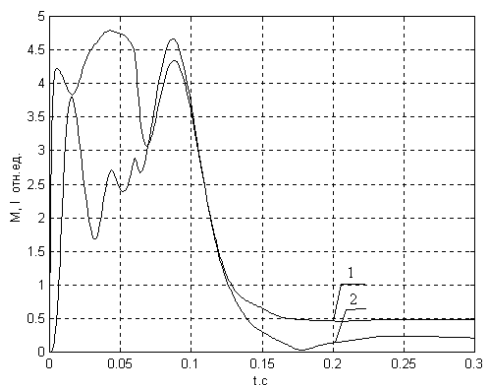
Наименование параметра	Обозначение параметра	Значение параметра
Коэффициент усиления регулятора скорости	K_{pc}	0,8
Постоянная времени регулятора скорости	T_{pc}	0,7
Коэффициент усиления регулятора тока	K_{pt}	10
Постоянная времени регулятора тока	T_{pt}	0,05

Для сравнения ниже приведены графики переходных процессов с одномассовой механической частью электропривода при аналогичных условиях пуска, что и для электропривода с двухмассовой механической частью (рис.6.74 и рис. 6.75).



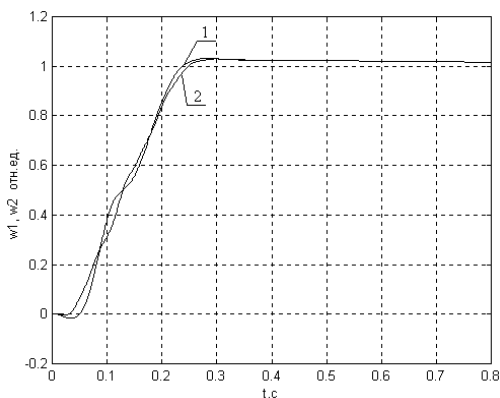
- 1 – переходная характеристика по скорости первой массы МЧЭП
2 – переходная характеристика по скорости второй массы МЧЭП

Рис. 6.74. Графики переходных процессов электропривода с двухмассовой механической частью при пуске со скачкообразным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$



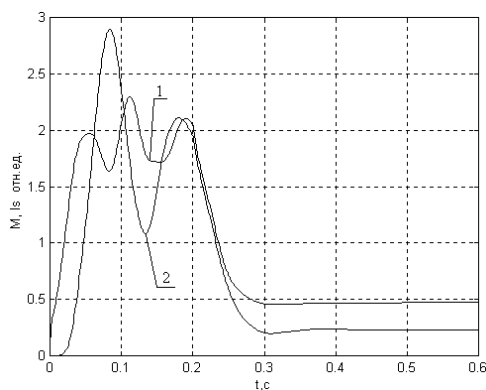
- 1 – переходная характеристика по току статора
2 – переходная характеристика по электромагнитному моменту

Рис. 6.75. Графики переходных процессов электропривода с двухмассовой механической частью при пуске со скачкообразным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$



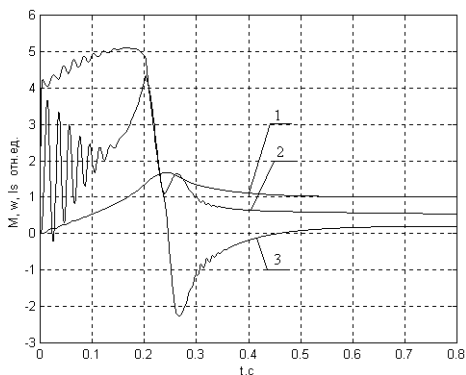
- 1 – переходная характеристика по скорости первой массы МЧЭП
 2 – переходная характеристика по скорости второй массы МЧЭП

Рис. 6.76. Графики переходных процессов электропривода с двухмассовой механической частью при пуске с линейным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$



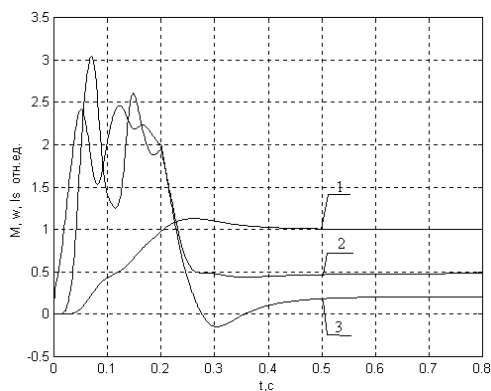
- 1 – переходная характеристика по току статора
 2 – переходная характеристика по электромагнитному моменту

Рис.6.77. Графики переходных процессов электропривода с двухмассовой механической частью при пуске с линейным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$



- 1 – переходная характеристика по угловой скорости ротора
 2 – переходная характеристика по току статора
 3 – переходная характеристика по электромагнитному моменту

Рис. 6.78. Графики переходных процессов электропривода с одно-массовой механической частью при пуске со скачкообразным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.



- 1 – переходная характеристика по угловой скорости ротора
 2 – переходная характеристика по току статора
 3 – переходная характеристика по электромагнитному моменту

Рис. 6.79. Графики переходных процессов электропривода с одно-массовой механической частью при пуске с линейным заданием частоты тока статора и $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$

На рис. 6.74...6.77 приведены графики переходных процессов, соответствующие проведению эксперимента с двухмассовой механической частью электропривода и настройками согласно табл. 6.1 скоростей первой и второй масс механической части электропривода, электромагнитного момента и тока статора для разных режимов пуска (скачкообразное задание частоты и задание частоты по линейному закону) при $M_c=6,28 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и $J=0,089 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Подобные графики переходных процессов представлены при линейном задании частоты тока статора

Из графиков следует, что характер переходных процессов существенно отличается в электроприводах с одномассовой и двухмассовой механической частью. Поэтому при моделировании электроприводов нужно обязательно учитывать то, что механическая часть является многомассовой даже при наличии больших жесткостей.

При пуске электропривода с двухмассовой механической частью заметно ее сильное влияние на характер переходных процессов скоростей, тока, и электромагнитного момента. При параметрах регуляторов, соответствующих табл. 6.1, скорость первой массы ω_1 имеет перерегулирование меньше, чем перерегулирование скорости двигателя в модели с одномассовой механической частью. При пуске электропривода с линейным заданием частоты и при тех же параметрах регуляторов время разгона увеличилось и стало равным $t_n=0,25 \text{ с}$, хотя задатчик интенсивности формирует сигнал задания, время нарастания которого равно $0,2 \text{ с}$.

Из вышесказанного можно сделать вывод о том, что при исследовании динамики электропривода, а также исследовании установившихся режимов, следует учитывать влияние двухмассовой механической части, так как влияние упругих связей сказывается не только на характере переходных процессов, но и на устойчивости всей системы (рис. 6.73).

ГЛАВА 7. ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ

Введение

Рассмотренный в главе 6 метод векторного управления (ВУ) обладает рядом положительных качеств, позволяя поддерживать частоту вращения с точностью 0.01% и электромагнитный момент с точностью 3...5%, а перегрузочная способность систем векторного управления достигает 150...200%. При этом диапазон регулирования скорости в замкнутых системах ВУ составляет 1:10000, в бездатчиковых системах - 1:200.

Недостатками рассмотренных выше алгоритмов векторного управления являются большой объем вычислений при прямом и обратном взаимном преобразовании неподвижной и вращающейся систем координат, а также наличие запаздывания в формировании электромагнитного момента.

Для устранения этих недостатков были предложены алгоритмы прямого управления моментом, которые отличает отсутствие необходимости выполнения преобразований координат и настройки регулирования токовых контуров, робастность по отношению к неопределенности параметров, высокое быстродействие по электромагнитному моменту, минимизация обратных связей, минимальная частота коммутации силовых ключей.

Впервые способ прямого управления моментом был предложен в 1986 году японскими исследователями Такахаши и Ногучи и в 1988 году германским исследователем Депенброк. В Японии метод получил название «Прямое управление потоком рассеяния», в Германии – «Прямой самоконтроль». Позже метод получил название «Прямое управление моментом» (Direct Torque Control - DTC), которое стало общепринятым.

Первая промышленная реализация метода состоялась в 1995 году, когда фирмой ABB был представлен инвертор для управления двигателями переменного тока.

7.1. Принцип прямого управления моментом

Как известно, полная управляемость электропривода существует, если обеспечивается управление электромагнитным моментом двигателя. Во всех электромеханических преобразователях вращающий момент образуется в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора или магнитного поля одного элемента и тока другого. Для получения однозначных функций управления обе величины должны быть независимы друг от друга, тогда одну из них можно поддерживать постоянной, а с помощью другой осуществлять регулирование. Этим требованиям наиболее отвечает двигатель постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ), на котором лучше всего уяснить принцип прямого управления моментом.

Главной целью управления электрическими двигателями (в том числе и ДПТ НВ) является создание электромагнитного момента на его валу в некотором диапазоне скоростей вращения вала. Момент двигателя в соответствии с законом электромагнитной индукции является функцией двух пространственных, моментобразующих векторов: вектора магнитного потока возбуждения $\vec{\Phi}_в$ и вектора тока якоря $\vec{i}_я$, имеем:

$$M_д = C_м \cdot [\vec{\Phi}_в \cdot \vec{i}_я]; \quad (7.1)$$

$$M_д = C_м \cdot \Phi_в \cdot i_я \cdot \sin \varepsilon, \quad (7.2)$$

где $\Phi_в$ и $i_я$ – модули векторов $\vec{\Phi}_в$ и $\vec{i}_я$;

ε – фазовый угол между моментобразующими векторами;

$C_м$ – коэффициент пропорциональности.

Из выражения (7.1) следует, что задача управления двигателем сводится к формированию модулей моментобразующих векторов и фазового угла между ними. В силу различных принципов технической реализации законов электромагнитной индукции и, в соответствии с этим, конструктивных особенностей известных электрических двигателей решение задачи

управления их моментами оказывается отличным друг от друга.

В двигателях постоянного тока (коллекторных машинах) пространственный угол вектора потока возбуждения $\vec{\Phi}_в$ определяется осью явно выраженных полюсов, располагаемых на статоре, и поэтому неподвижных, а фазовый угол вектора тока якоря $\vec{i}_я$ задается угловым положением оси щеток относительно статора и поэтому тоже оказывается неизменным. Для двигателей постоянного тока, используемых в силовых частях электропривода, щетки всегда устанавливаются на геометрической нейтрали (двигательный и генераторный режимы работы для электропривода механизмов являются равно необходимыми). Таким образом, фазовый угол δ в двигателях постоянного тока определяется самой конструкцией двигателя и всегда равен $\pi/2$.

Это значит, что всегда в двигателях постоянного тока автоматически обеспечивается оптимальное управление его моментом (получение максимально возможного момента) при заданном значении тока якоря $i_я$.

$$M_d = C_m \cdot \Phi_v \cdot i_я. \quad (7.3)$$

При этом управление моментом двигателя сводится к заданию значений скалярных величин Φ_v и $i_я$, то есть задача управления моментом двигателя постоянного тока в полном объеме (с формированием угла δ) перед разработчиками не стоит. В быстродействующих силовых частях двигателя постоянного тока используются при $\Phi_v = \text{const}$, то есть управление моментом этих двигателей сводится к заданию тока якоря $i_я$.

Ток $i_я$ можно формировать путем подачи на якорь регулируемого напряжения $U_я$ от источника (усилителя) напряжения, то есть регулировать ток косвенно и с запаздыванием, определяемым постоянной времени цепи якоря. Можно ток $i_я$ регулировать непосредственно, питая цепь якоря от источника (усилителя) тока. В обоих случаях косвенного или непосредственного регулирования тока якоря управление двигателем постоянного тока сводится к заданию в цепи якоря значения скалярной величины либо напряжения $U_я$, либо тока $i_я$. Такое управление электрическим двигате-

лем является самым простым из всех известных способов.

Магнитное поле в ДПТ НВ, созданное током возбуждения, всегда перпендикулярно полю обмотки якоря. Это условие, известное как ориентация поля, необходимо для получения максимального вращающего момента и обеспечивается благодаря коллектору независимо от положения ротора.

Преимущество двигателей постоянного тока состоит в том, что скорость и вращающий момент, два интересующих конечного пользователя параметра, контролируются непосредственно током якоря: вращающий момент управляется во внутренней цепи, скорость - во внешней, (см. рис. 7.1).

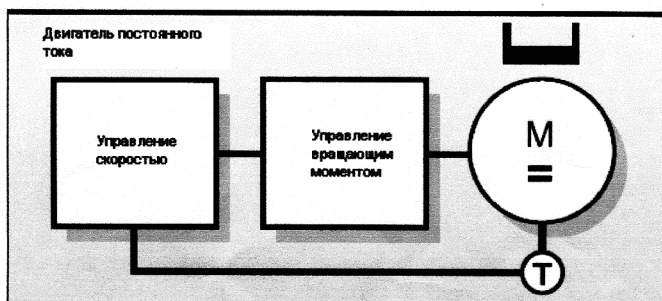


Рис. 7.1. Схема управления двигателя постоянного тока

Преимущества

- Точное и быстрое управление вращающим моментом.
- Высокое быстродействие.
- Легко управлять.

Двигатель постоянного тока способен обеспечивать момент, такой как:

- *Прямой* - момент двигателя пропорционален току якоря: момент может, таким образом, контролироваться точно и напрямую.
- *Быстрый* - управление моментом быстрое; система электропривода может иметь высокое быстродействие. Мо-

мент может быть изменен мгновенно, если двигатель запитывается от идеального источника тока. Питающее напряжение электропривода по-прежнему имеет быструю реакцию, так как она определяется электрической постоянной времени ротора (а та, в свою очередь, определяется суммарным индуктивным и ёмкостным сопротивлением в цепи якоря).

- *Простой* - ориентация поля достигается использованием простого механического устройства, называемого коллектором, поэтому нет необходимости в сложной электрической схеме управления, которая увеличивает стоимость контроллера.

Недостатки

- Уменьшается надежность двигателя.
- Постоянный ремонт.
- Дорогостоящий двигатель.
- Требуется энкодер (устройство для обеспечения обратной связи).

Энкодер (или по-другому датчик положения вращающегося объекта) - это электромеханическое устройство, с помощью которого можно определить положение вращающейся оси (вала). В данном устройстве механическое движение преобразовывается в электрические сигналы, определяющие положение объекта, дают информацию об угле поворота вала, его положении и направлении вращения. С помощью энкодера также можно измерить длину и расстояние или установить перемещение инструмента.

Главный недостаток данного способа - невысокая надежность двигателя постоянного тока, щетки и коллектор изнашиваются и требуют постоянного ремонта; двигатель постоянного тока дорого стоит; требуются энкодеры для обратной связи по скорости и положению. Хотя привод постоянного тока и дает легко контролируемый вращающий момент от нулевой скорости и выше, механика двигателя более сложная и требует постоянного ремонта.

И всё же, несмотря на отмеченные недостатки, серьёзное внимание уделяется изучению свойств ДПТ НВ. *Дело в том, что*

рассмотренный способ прямого управления моментом ДПТ НВ положен в основу прямого управления моментом (ПУМ) асинхронного двигателя с учётом особенностей его конструкции.

В отличие от двигателя постоянного тока независимого возбуждения, у которого существуют отдельные электрические цепи для управления магнитным потоком и моментом, в короткозамкнутых АД есть только один канал, в котором объединены обе составляющие и в задачу системы управления входит функция их разделения. Наиболее просто задача разделения сигналов управления магнитным потоком и моментом АД решается при использовании уравнений обобщенной электрической машины в векторной форме. В результате выбора пары векторов величин, образующих электромагнитный момент, и системы координат, в которой они представлены, можно получить уравнение момента в виде функции независимых проекций этих величин на координатные оси. И тогда управление моментом сведется к управлению проекциями векторов, как это происходит в векторном управлении, о котором речь шла в предыдущей главе.

Указанный выше принцип применяется в технологии прямого управления вращающим моментом, разработанной фирмой АВВ (Швеция). Ориентация поля достигается без использования обратной связи, но с применением современной теории для вычисления вращающего момента двигателя на прямую и без использования модуляции (рис. 7.2).

Управляемые параметры: магнитный поток и вращающий момент двигателя.

При прямом управлении вращающим моментом нет потребности в тахометре или в позиционном энкодере для обеспечения обратной связи по скорости и положению вала двигателя. Прямое управление вращающим моментом использует самый быстрый процесс обработки цифровых сигналов и более современное математическое описание как двигатель работает. В результате реакция вращающего момента в десять раз быстрее, чем у любого другого привода постоянного или переменного тока.

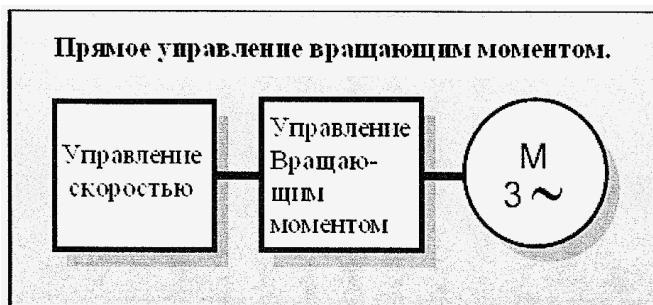


Рис. 7.2. Схема управления АД с прямым управлением моментом

Сравнение рис. 7.1 и рис. 7.2 указывает на сходство между блоком управления двигателем постоянного тока (рис.7.1) и прямым управлением вращающим моментом (рис.7.2).

Так как вращающий момент и магнитный поток - параметры двигателя, которые по существу управляются напрямую, нет необходимости в модуляторе, как в приводах с ШИМ, управлять частотой и напряжением (рис. 7.3). Это, в действительности, значительно увеличивает реакцию привода на изменения вращающего момента.



Рис.7.3. Схема управления с векторным управлением

Прямое управление вращающим моментом (ПУМ) имеет ряд преимуществ:

- Приводы, использующие прямое управление вращающим моментом, имеют исключительные динамические характеристики, многие из которых получаются без использования энкодера и тахометра, выводящие данные на монитор о положении вала двигателя и скорости: для прямого управления вращающим моментом типичная реакция вращающего момента составляет 1-2 мс ниже 40Гц, в то время как для привода с векторным управлением потоком и привода постоянного тока с энкодером 10-20 мс. Для приводов открытого контура с ШИМ реакция далеко за 100 мс. На самом деле с такой реакцией вращающего момента технология прямого управления вращающим моментом достигла предела.

- Точное управление вращающим моментом на низких частотах, так же как полный момент нагрузки на нулевой скорости без необходимости в устройстве обратной связи, таких как энкодер или тахометр. При прямом управлении вращающим моментом скорость может контролироваться при частоте ниже 0,5 Гц и обеспечивать 100% вращающий момент через нулевую скорость.

- Повторяемость вращающего момента без энкодера составляет 1-2% от номинального момента через величину скорости. Это частично как в приводе переменного тока с разомкнутым контуром и так же как в приводе переменного и постоянного тока с замкнутым контуром.

- Статическая точность скорости двигателя (ошибка между стандартным значением скорости и реальной величиной скорости при постоянной нагрузке) составляет 10% скольжения двигателя, которое для двигателя 11 кВт, равно 0.3% статической точности скорости. Для двигателя мощностью 110 кВт точность скорости составляет 0.1% без энкодера (разомкнутый контур). Приводы с прямым управлением вращающим моментом, использующие энкодер с 1024 импульсами/оборот, могут достигать точность скорости 0,01%. Что касается приводов с частотным управлением, в них статическая точность скорости обычно составляет 1-3%.

- Динамическая точность скорости (интеграл по времени от отклонения скорости, когда обеспечивается номинальный вращающий момент) составляет от 0,3 до 0,4% с, что в восемь раз меньше по сравнению с другими приводами переменного тока с открытым контуром. При наличии энкодера в системе прямого управления вращающим моментом динамическая точность скорости составляет 0,1% с, что значительно уменьшает время снижения скорости во время подключения нагрузки, принося при этом улучшение процесса управления и более стабильное качество продукции.

- Управление вращающим моментом на низких частотах, позволяющее подключать или снимать нагрузку регулярно без рывков, что очень выгодно для кранов и лифтов, а также в подъемнике, где управление натяжением должно быть обеспечено от нулевой до максимальной скорости. В сравнении с приводами с векторным управлением, прямое управление вращающим моментом приносит экономические выгоды, так как не требуется тахометр.

- Линейность вращающего момента, что необходимо в точных устройствах, например, в подъемниках, используемых в бумажной промышленности, где точность и последовательность необходимы.

- Для привода с прямым управлением вращающим моментом характерной чертой является быстрый пуск во всех двигательных электромагнитных и механических состояниях. Двигатель может запуститься немедленно, без всякой задержки.

- Применение прямого управления вращающим моментом обеспечивает уменьшение гармоник и шума. Более низкий, чем при традиционной 6 или 12 импульсной конфигурации, уровень искажения тока при ПУМ с управляющим мостом позволяет достигать коэффициент мощности до 0,99.

- При стандартном применении приводы с ПУМ легко выдерживают огромные и внезапные моменты нагрузки, вызванные быстрыми изменениями процесса без перегрузок по току и напряжению. Чтобы это обеспечить, ПУМ имеет цикл управления 25 микросекунд.

- Используются положительные свойства двигателя переменного тока (маленький размер, ударопрочный, простота исполнения, легкий и компактный, низкие эксплуатационные расходы и цена).

- Не применяется устройство обратной связи.

Прямое управление вращающим моментом дает первый «универсальный» привод, способный работать как привод переменного или постоянного тока.

Приведенная ниже структурная схема прямого управления вращающим моментом (рис. 7.4) показывает, как осуществляется *управление вращающим моментом*.

На рис. 7.4 введены следующие обозначения:

- Speed control loop - контур управления скоростью;
- Torque control loop - контур управления вращающим моментом;
- Torque reference controller - контроллер действия вращающего момента;
- Flux reference controller - контроллер действия потока;
- Torque comparator - компаратор вращающего момента;
- Speed control loop - контур управления скоростью;
- Speed controller - контроллер скорости;
- Flux comparator - компаратор потока;
- Flux status - положение потока;
- Adaptive motor model - адаптивная модель двигателя;
- Optimum pulse selector - оптимальный импульсный переключатель;
- Rectifier - выпрямитель переменного электрического тока в постоянный;
- Inverter - инвертор (обратный преобразователь);
- DC Bus - шина постоянного тока;
- DC bus voltage - шина напряжения;
- Flux optimizing - оптимизация потока;
- Flux breaking - уменьшение потока;
- Actual speed - фактическая скорость;
- Actual torque - фактический момент;
- Actual flux - фактический поток;
- Torque status - положение вращающего момента;

- Control signals - управляющие сигналы;
- Commands – команды.
- Switch positions - положения переключателя;
- Internal torque reference - внутренняя ссылка на вращающийся момент;
- Internal flux reference - внутренняя ссылка на поток;
- Mains - питающая сеть;
- Motor current - ток двигателя.

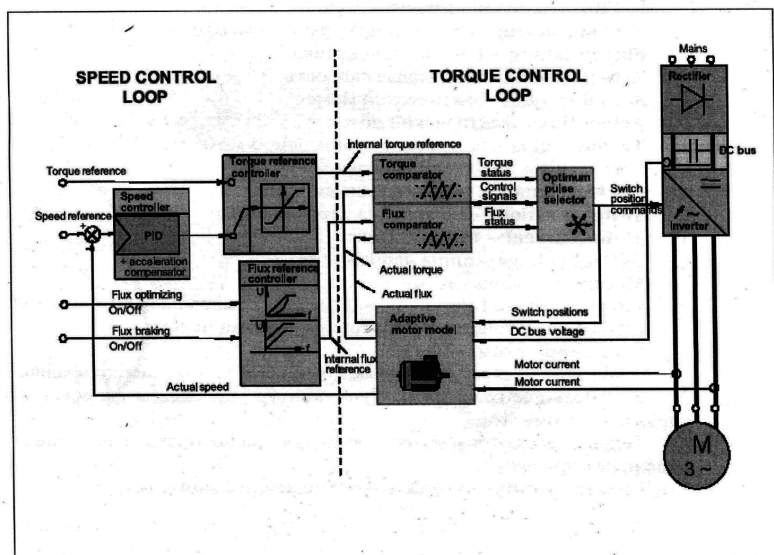


Рис. 7.4. Прямое управление вращающим моментом асинхронного двигателя

Структурная схема показывает, что прямое управление вращающим моментом имеет два главных контура: контур управления скоростью и контур управления моментом.

Теперь рассмотрим блоки, исследуя каждый этап и показывая, как они дополняют друг друга. Начнем с контура управления вращающим моментом.

Шаг 1 - измерение тока и напряжения

При нормальном функционировании два фазных тока двигателя и напряжение шины постоянного тока легко измеряются вместе с положениями переключателя инвертора.

Шаг 2 - адаптивная модель двигателя

Полученная информация от двигателя подается в адаптивную модель двигателя. Совершенствование данной модели двигателя позволяет получить точные данные о двигателе для дальнейшего расчета. Перед началом работы привода эта модель дает информацию о двигателе, которая собирается во время «пробежки» двигателя. Процесс называется самонастройкой, и данные, такие как сопротивление статора, взаимоиндукция и коэффициент насыщения, определяются вместе с инерцией двигателя. Определение параметров модели двигателя может быть произведено без вращения вала двигателя. Это дает возможность легко применить прямое управление вращающим моментом в станках. Сверхточная настройка модели двигателя достигается, когда идентификационная «пробежка» дополнительно включает вращение вала двигателя в течение нескольких секунд. Нет необходимости в обратной связи по скорости или позиции вала двигателя, получаемых при помощи тахометра или энкодера, если требование статической точности скорости более 0,5%, что свойственно для большинства промышленных требований. Это значительное преимущество по сравнению с другими технологиями приводов переменного тока. Модель двигателя, по существу, ключ для не имеющих себе равных действий на низкой скорости.

Управляющие выходные сигналы с модели двигателя прямо представляют собой фактический вращающий момент и фактический магнитный поток статора. Также скорость вала двигателя вычисляется внутри модели двигателя.

Шаг 3 - Компаратор вращающего момента и компаратор потока.

Информация для управления переключателями мощности обрабатывается в компараторе вращающего момента и компараторе потока.

И действующий момент, и действующий поток подаются на компаратор, где они сравниваются каждые 25 микросекунд

для получения контрольного значения момента и потока. Сигналы момента и потока обрабатываются по методу двухуровневого запаздывания. Дальше эти сигналы идут на оптимальный импульсный переключатель.

Шаг 4 - оптимальный импульсный переключатель

Внутри оптимального импульсного переключателя процессор цифровой обработки сигналов определяет логику включения инвертора. Более того, все управляющие сигналы передаются через оптические линии для высокоскоростной передачи информации.

Данная конфигурация позволяет огромную скорость обработки данных, так как каждые 25 микросекунд на полупроводниковые устройства переключения инвертора подаются оптимальные импульсы для обеспечения точности вращающего момента двигателя.

Правильная переключательная комбинация определяет каждый цикл управления. Прямое управление вращающим моментом подразумевает включение «точно в срок» в отличие от традиционных приводов с ШИМ, где вплоть до 30% всех изменений положений переключателей не является необходимым. При прямом управлении вращающим моментом каждое переключение необходимо и используется.

Высокая скорость переключений является основным для прямого управления вращающим моментом. Главные параметры управления двигателем обновляются 40000 раз в секунду. Это дает очень быструю реакцию на валу и необходимо, чтобы модель двигателя могла обновлять эту информацию.

Эта скорость обработки приносит улучшенные рабочие характеристики, включающие статическую точность скорости без энкодера, равную $\pm 0,5\%$ и реакцию вращающего момента менее, чем 2 мс.

Шаг 5 - контроллер действия вращающего момента

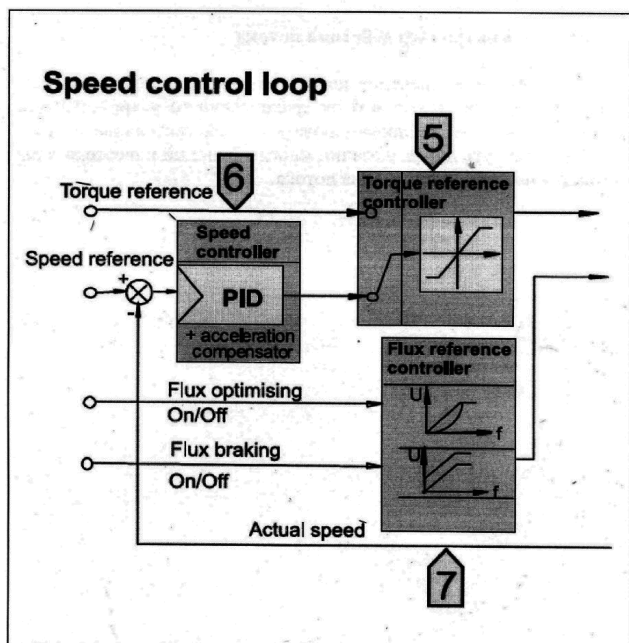
Внутри контроллера действия вращающего момента выход управления скоростью ограничен пределами вращающего момента и напряжением шины постоянного тока. Это также включает управление скоростью для случаев, когда наружный сигнал вращающего момента используется. Внутренняя ссыл-

ка вращающего момента с этого блока подается на сравнивающее устройство вращающего момента.

Шаг 6 - контроллер скорости.

Блок контроллера скорости состоит из ПИД-контроллера и ускоряющего трансформатора (рис.7.5). Сигнал наружной ссылки скорости сравнивается с фактической скоростью, получаемой в модели двигателя. Сигнал ошибки затем подается на ПИД-контроллер и на ускоряющий трансформатор (acceleration compensator). Выход является суммой выходов с этих двух устройств.

Управление скоростью



Acceleration – ускорение;
Compensator – трансформатор;

Рис.7.5. Контур управления скоростью

Шаг 7 - Контроллер действия потока

Действительное значение потока статора может быть передано с контроллера действия потока в блок сравнивающего устройства потока. Возможность управлять и модифицировать это действительное значение обеспечивает легкий путь для реализации многих функций инвертора, таких как оптимизация потока и уменьшение потока.

7.2. Прямое управление моментом асинхронного двигателя

Развитие средств вычислительной техники и силовой электроники привело к тому, что в дополнение к модульному и трансекторному появились новые возможности управления АД. Был разработан и в 1995 году реализован в серийных изделиях фирмы ABB (Швеция) способ прямого управления моментом (ПУМ).

Метод прямого управления моментом асинхронного двигателя дает возможность непосредственного управления потокосцеплением статора и электромагнитным моментом электродвигателя посредством выбора соответствующего управляющего вектора напряжения статора.

Ключевым преимуществом системы прямого управления моментом асинхронного двигателя является высокая динамика реакции на управляющие воздействия по каналу электромагнитного момента.

В соответствии с принципом ПУМ все выражения рассматриваются в неподвижной системе координат, что существенно упрощает модель электропривода, исключая координатные преобразования.

Основное выражение для вычисления электромагнитного момента позволяет рассчитать его значение на основании сведений о пространственных векторах потокосцепления статора и тока ротора:

$$M_C = c \overline{\psi_s} \times \overline{i_r'} \quad (7.4)$$

где c – коэффициент инвариантности;

$\overline{\psi_s}$ и $\overline{i_r'}$ - пространственные векторы потокосцепления статора и тока ротора, выраженные в неподвижной системе координат.

Переходя от векторного произведения к проекциям, вышеприведенное выражение следует записать в следующем виде:

$$M_C = c |\overline{\psi_s}| \cdot |\overline{i_r'}| \cdot \sin \delta \quad (7.5)$$

где δ - угол между пространственными векторами потокосцепления статора и тока ротора, рад.

Как следует из выражения (7.5), электромагнитный момент максимален при условии, когда $\delta = 90$ град. При этом выражение момента приближается к аналогичной зависимости машины постоянного тока. Однако в машине постоянного тока оптимальный угол между векторами обеспечивается конструктивно и не зависит от текущих значений переменных. В асинхронных двигателях принцип раздельного управления и оптимальная ориентация пространственных векторов потокосцепления статора и тока ротора реализуется значительно труднее. Кроме того, в асинхронных машинах с короткозамкнутым ротором прямое измерение тока ротора невозможно. Поэтому целесообразно для выражения момента использовать измеряемые физические параметры.

Для электрической машины с числом полюсов более двух выражение момента имеет следующий вид через измеряемые параметры:

$$M_C = \frac{3d\overline{\psi_s}}{2dt} \times \overline{i_s} = \frac{3}{2} p_n \overline{\psi_s} \times \overline{i_s} \quad (7.6)$$

где p_n – число пар полюсов электрической машины.

Или в проекциях:

$$M_C = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (7.7)$$

Уравнение электромагнитного момента может быть выражено через потокосцепления статора и ротора (7.8):

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{k_1 \cdot k_2}{\sigma L_m} \cdot |\psi_1 \times \psi_2| = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{k_1 \cdot k_2}{\sigma L_m} \cdot \psi_{1m} \cdot \psi_{2m} \cdot \sin(\delta), \quad (7.8)$$

где $k_1 = \frac{L_m}{L_1}$; $k_2 = \frac{L_m}{L_2}$; $\sigma = 1 - k_1 \cdot k_2$ – соответственно коэффици-

циенты электромагнитной связи статора и ротора и коэффициент рассеяния;

δ – пространственный угол между векторами потокосцеплений статора и ротора.

Согласно выражению (7.6) электромагнитный момент электродвигателя определяется значением и взаимным расположением векторов потокосцепления рассеяния статора и токов статора. Переходя от векторного произведения к скалярному выражению величин, формулу (7.6) можно представить в следующем виде:

$$M_e = \frac{3}{2} p \|\bar{\psi}_s\| \bar{i}_s |\sin(\alpha_s - \rho_s)|, \quad (7.9)$$

где α_s - угол поворота вектора тока статора относительно прямой оси α неподвижной системы координат;

ρ_s - угол поворота вектора потокосцепления рассеяния статора относительно прямой оси α неподвижной системы координат.

В основе метода прямого управления моментом лежат физические принципы, аналогичные классическому векторному управлению по потокосцеплению статора: если поддерживать значение вектора потокосцепления статора постоянным и иметь возможность быстрой корректировки углового положения вектора потокосцепления статора, то становится возможным непосредственное управление электромагнитным моментом асинхронного двигателя (см. выражение 7.10):

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\bar{\psi}_r'| \times |\bar{\psi}_s| \sin(\rho_s - \rho_r), \quad (7.10)$$

где ρ_r - угол поворота вектора потокосцепления рассеяния ротора относительно прямой оси α неподвижной системы координат.

Поскольку постоянная времени ротора T_2 значительно больше постоянной времени статора T_1 , соответственно изменение потокосцепления ротора происходит медленнее переходных процессов статора и потокосцепление ротора в каждый момент времени приближено к постоянной величине. Таким образом, при условии поддержания постоянства модуля потокосцепления рассеяния статора, электромагнитный момент АД может контролироваться изменением угла ($\rho_r - \rho_s$) между векторами потокосцепления рассеяния ротора и статора.

Функциональная схема одной из реализаций системы приведена на рис. 7.6. Она имеет два канала: управления скоростью вращения ω^* и модулем потокосцепления статора $|\psi_s|^*$. На входе канала управления скоростью установлен датчик интенсивности (ЗИ), ограничивающий ускорение при разгоне и снижении скорости. Ограничение ускорений необходимо для уменьшения нагрузок на автономный инвертор напряжения (АИН) и механизм. При разгоне ЗИ ограничивает ток АИН, а при замедлении – рассеяние или возврат энергии в источник. Как и в системе трансвекторного управления, для исключения значительного перерегулирования на выходе ЗИ целесообразно установить апериодический фильтр первого порядка (Ф). На выходе ПИ регулятора скорости (РС) формируется сигнал задания момента M^* , ограниченный нелинейным звеном насыщения.

В уравнениях момента и скорости используются средние за интервал дискретности вычислений ($\Delta t = t_2 - t_1$) значения, а синхронная частота вращения определяется методом конечных разностей как

$$\omega_1 = \frac{d\varphi_2}{dt} \approx \frac{\varphi_2(t_2) - \varphi_2(t_1)}{\Delta t}. \quad (7.12)$$

Сигналы задания момента M^* и модуля потокосцепления статора сравниваются с текущими оценками M и $|\psi_1|$. Далее, с помощью релейных регуляторов РМ и РП с гистерезисной характеристикой формируются логические сигналы ошибок этих величин

$$\begin{aligned} d_M &= \begin{cases} +1 \leftarrow M^* - M > +\Delta_M; \\ -1 \leftarrow M^* - M > -\Delta_M. \end{cases} \\ d_\psi &= \begin{cases} +1 \leftarrow |\psi_1|^* - |\psi_1| > +\Delta_\psi; \\ -1 \leftarrow |\psi_1|^* - |\psi_1| > -\Delta_\psi, \end{cases} \end{aligned} \quad (7.13)$$

где Δ_M, Δ_ψ – значения гистерезисов регуляторов момента и потока.

Если требуется управление частотой коммутации при изменении частоты вращения магнитного поля или ее ограничение, то используют регуляторы момента и потока с управляемым гистерезисом.

Сигналы ошибок и текущего угла потокосцепления статора φ_{ψ_1} поступают на вход селектора вектора напряжения (СВН), который осуществляет управление ключами АИН по определённому алгоритму. Пусть вектор потокосцепления статора находится в секторе ошибок d_1 и в секторе u_1 векторов напряжений (рис. 7.7).

Секторы напряжений $u_1 \dots u_6$ ограничены векторами возможных напряжений, формируемых АИН, а секторы ошибок

$d_1...d_6$ – это сектора напряжений, смещенные на 30° . Допустим, в момент времени t_1 возникла ситуация, когда ошибки момента и потокосцепления равны соответственно: $d_M = -1$; $d_\psi = -1$, то есть потокосцепление и момент меньше заданных значений. Тогда СВН сформирует на выходе АИН конечный граничный вектор сектора $u_1(u_2)$, под действием которого вектор потокосцепления ψ_1 сместится в положительную сторону, угол δ возрастет, увеличивая момент до тех пор, пока при t_2 (рис. 7.8) отклонение от заданного значения M^* не достигнет уровня $+\Delta_M$.

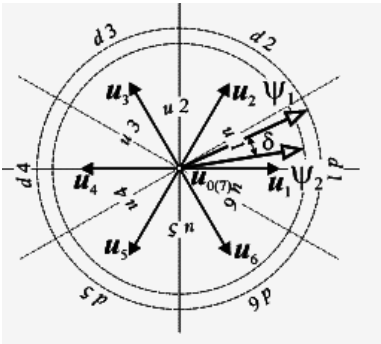


Рис. 7.7. Сектора векторов напряжений

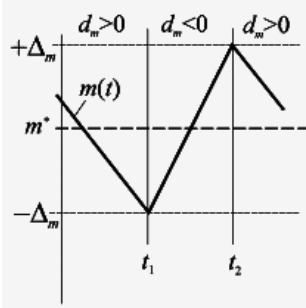


Рис. 7.8. Отклонение значения сигнала и ошибок момента от заданного

Если при этом сигнал d_ψ будет по-прежнему отрицательным, то будет сформирован начальный граничный вектор сектора $u_1(u_1)$, под действием которого ψ_1 сместится в отрицательную сторону и момент начнет уменьшаться. Таким образом, мгновенное значение электромагнитного момента будет совершать колебания в «коридоре», ограниченном величиной гистерезиса регулятора Δ_M .

При этом в течение нескольких межкоммутационных интервалов модуль ψ_1 будет увеличиваться, так как среднее значение напряжения при отсутствии в алгоритме нулевого вектора будет выше, и в какой-то момент времени сигнал d_ψ станет положительным. Тогда СВН в интервалах $d_M = +1$ вместо начального вектора сектора будет формировать нулевой вектор u_0 или u_7 , замыкая все четные или нечетные ключи АИН в зависимости от того, какой переход будет сопровождаться меньшим числом коммутаций ключей. В интервалах формирования нулевых векторов будут одновременно уменьшаться момент и $|\psi_1|$, пока модуль ψ_1 не выйдет из нижней границы «коридора» и d_ψ не изменит знак. Смещение секторов напряжений и ошибок необходимо для сохранения динамики переходных процессов в межкоммутационных интервалах. Если вектор ψ_1 располагается в секторах с разными номерами, то для управления моментом используется конечный вектор следующего по направлению движения сектора.

Описанный алгоритм работы системы ПУМ основан на том, что между постоянными времени ротора, статора существует соотношение $T_2 > T_1$. Поэтому в пределах Δt , где $\Delta t = t_2 - t_1$ (на рис.7.8) модули ψ_1 и ψ_2 практически остаются постоянными и момент АД изменяется за счет изменения пространственного угла δ .

Таким образом, основной задачей, от решения которой зависит работоспособность системы прямого управления моментом, является идентификация потокосцепления статора ψ_1 , так как эта величина используется во всех последующих вычислениях. Она определяется интегрированием, а эта операция в принципе приводит к накоплению ошибки.

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt + \bar{\psi}_{s0} \quad (7.14)$$

В данном случае источником появления ошибки является неточность определения активного сопротивления статора R_1 и его изменение под влиянием нагрева в процессе работы

АД. Ошибка определения более чем 10% приводит к потере работоспособности системы ПУМ. Поэтому в таких системах используют режим предварительной идентификации параметров двигателя и алгоритмы адаптации в процессе работы. Сопротивление ротора R_2 также изменяется, но чувствительность системы к ошибке его идентификации невелика и сказывается только на точности оценки частоты вращения в приводе без датчика скорости.

Предварительная идентификация параметров АД производится при пуске. Для этого используется режим возбуждения магнитного потока, при котором напряжение на двух фазах статора модулируется переключением векторов u_k, u_0 так, чтобы среднее значение тока I_{cp} не превышало допустимое. Тогда по средним значениям напряжения и тока можно определить сопротивления статора R_1 с погрешностью не более 1% по формуле

$$R_1 = \frac{U}{I_{cp}}. \quad (7.15)$$

Для определения полной индуктивности статора L_1 также используют режим предварительного возбуждения постоянным током. При этом АД сначала намагничивается током, близким к номинальному значению, а затем система переводится в режим поддержания заданного потокосцепления $|\psi_1|^*$. Так как до этого сопротивление уже было определено и ошибка интегрирования за время теста не успевает накопиться, то полная индуктивность статора L_1

$$L_1 = \frac{|\psi_1|^*}{I_{cp}}. \quad (7.16)$$

Принимая предварительно $L_2 \approx L_1$, можно определить полную взаимную индуктивность L_m из зависимости

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2} \quad (7.17)$$

Идентификация выполняется также в режиме намагничивания на основе линейной аппроксимации кривой намагничивания ротора:

$$R_2 = - \frac{\psi_{20}}{t_m \cdot I_{2cp}}, \quad (7.18)$$

где ψ_{20} – значение потокосцепления ротора в момент перехода в режиме поддержания потокосцепления;

t_m – время намагничивания с ограничением тока;

I_{2cp} – среднее значение составляющей тока ротора за время t_m .

Погрешность идентификации индуктивностей и сопротивления ротора не превышает 5%.

Тем не менее, *классическая система прямого управления моментом обладает рядом характерных недостатков:*

- пульсации потока и трудности уменьшения времени запаздывания в инверторе. Пульсации потока приводят к пульсациям момента, а время запаздывания – к искажению кривой тока, особенно при малой скорости;

- наличие пульсаций в электромагнитном моменте и потокосцеплении снижает точность регулирования, повышает электропотребление и увеличивает акустический шум АД.

- необходимость оценки электромагнитного момента, значения и углового положения пространственного вектора потокосцепления статора, недостаточно точная оценка параметров при пуске электродвигателя в зоне низких скоростей;

- необходимость оценки текущей частоты вращения вала двигателя для замыкания системы по скорости в бездатчиковом исполнении.

С целью ликвидации отмеченных недостатков в работах по тематике ПУМ исследователями уделяется значительное вни-

мание вопросам уменьшения неравномерности формируемого электромагнитного момента, стабильности поддержания модуля потокосцепления рассеяния статора, робастности по отношению к изменению параметров двигателя, а также уточнению способа оценки потокосцепления статора при низких частотах вращения и неточно известных параметрах двигателя. При этом необходимо иметь в виду, что исследование особенностей работы асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом требует не только четкого представления о принципе регулирования, но и составления комплексной математической модели, которая должна учитывать особенности микропроцессорной реализации системы управления, а также специфику силового инвертора и электрической машины.

На рис. 7.9 представлена структурная схема управления моментом электродвигателя, в которой показаны пути уточнения модели в части учета микропроцессорной реализации системы управления ПУМ.

Система управления содержит два независимых контура регулирования – модуля потокосцепления статора и электромагнитного момента. Пунктирной линией отмечена часть системы, где формируются управляющие воздействия в системе ПУМ.

Заданные значения модуля потокосцепления статора и электромагнитного момента сравниваются с текущими значениями, результат сравнения (текущая ошибка) поступает на двухуровневый и трехуровневый блоки гистерезиса. Результаты гистерезисного сравнения ошибки текущих величин модуля потокосцепления статора и момента электродвигателя с допустимыми значениями поступают в блок коммутационной таблицы, куда также поступает информация о текущем секторе нахождения вектора потокосцепления статора.

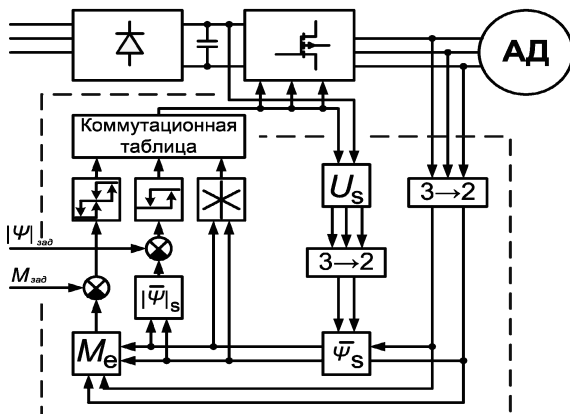


Рис. 7.9. Структурная схема асинхронного электропривода с ПУМ

Принцип работы блоков гистерезисных блоков момента и модуля потокосцепления раскрыт на рис. 7.10.

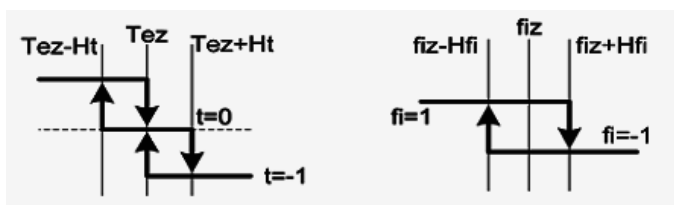


Рис. 7.10. Принцип работы гистерезисных блоков

Выходом блока гистерезиса момента является параметр « t », который принимает значения $t=1$, если текущее значение момента меньше заданного и выходит за границы значений компаратора, $t=-1$ если текущее значение момента больше заданного и выходит за границы значений компаратора. Если текущее значение момента находится в пределах значений компаратора возможны значения $t=1$, $t=0$, $t=-1$. Выходом блока гистерезиса модуля потокосцепления статора является

параметр « f_i », который принимает значения $f_i=1$, если текущее значение момента меньше заданного и выходит за границы значений компаратора, $f_i=-1$, если текущее значение момента больше заданного и выходит за границы значений компаратора. Если текущее значение момента находится в пределах значений компаратора возможны значения $f_i=1$, $f_i=-1$.

Способ достижения требуемого потокосцепления статора заключается в своевременном включении соответствующих ключей силового инвертора напряжения, то есть в формировании соответствующего состояния инвертора.

На рис. 7.11 приведено возможное динамическое положение вектора потокосцепления статора и его различные варианты изменения потокосцепления и момента в зависимости от состояния силового инвертора.

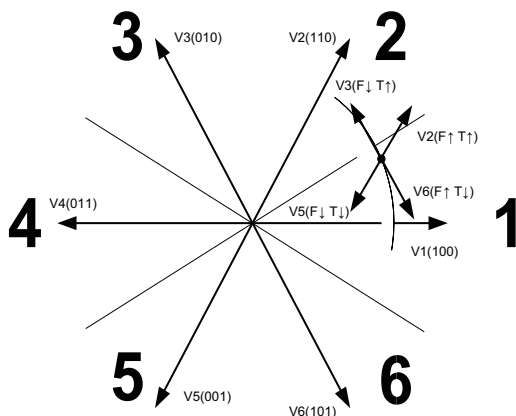


Рис.7.11. Динамическое положение вектора потокосцепления статора

Крупными цифрами на рисунке обозначены сектора, в которых может находиться вектор потокосцепления статора. Символами $F\uparrow$ и $F\downarrow$ соответственно обозначены увеличение и уменьшение модуля потокосцепления статора, $M\uparrow$ и $M\downarrow$ соот-

ответственно обозначены увеличение и уменьшение электромагнитного момента АД.

В соответствии с рис. 7.11 и выражением (7.11) составлена табл. 7.1 соответствия текущего положения вектора потокосцепления и значений потокосцепления и электромагнитного момента.

Таблица 7.1.
Влияние вектора напряжения статора

	Увеличение	Уменьшение
Потокосцепление статора	V_k, V_{k+1}, V_{k-1}	$V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$
Электромагнитный момент	V_{k+1}, V_{k+2}	V_{k-1}, V_{k-2}

Расчет табл. 7.1 для каждого сектора возможного текущего положения вектора потокосцепления позволяет записать табл. 7.2.

Таблица 7.2.
Таблица коммутации вектора напряжения.

Сектор вектора потокосцепления		Θ_1	Θ_2	Θ_3	Θ_4	Θ_5	Θ_6
Увеличение потокосцепления	Увеличение момента	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Сохранение момента	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Уменьшение момента	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
Уменьшение потокосцепления	Увеличение момента	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Сохранение момента	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Уменьшение момента	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

На основании сектора потокосцепления (рис. 7.11), табл. 7.1, 7.2 и результатов гистерезисного сравнения данных составлена табл. 7.3, на основании которой производится коммутация силовых ключей инвертора

Таблица 7.3
Сектор вектора потокосцепления

Сектор вектора потокосцепления ⊕		1	2	3	4	5	6
fi = 1	t = 1	2	3	4	5	6	1
	t = 0	0	0	0	0	0	0
	t = -1	6	1	2	3	4	5
	t = 1	3	4	5	6	1	2
fi = -1	t = 0	0	0	0	0	0	0
	t = -1	5	6	1	2	3	4

Способ прямого управления моментом требует косвенного вычисления потокосцепления статора и электромагнитного момента. Наиболее распространенным является оценка требуемых параметров на основании измерения токов и напряжений статора. При этом целесообразно измерение токов в двух фазах и расчет тока в третьей фазе, что упрощает схемные решения инвертора.

Также оценка потокосцепления и электромагнитного момента может быть произведена на основании иных исходных данных: тока статора в двух фазах и частоты вращения вала, тока статора в двух фазах и текущего угла поворота вала.

Рассмотрим принцип определения потокосцепления и момента на основании токов статора и угловой скорости вала. Для этого необходимо произвести преобразование трехфазных токов в двухфазную систему токов в системе координат статора и после преобразований потокосцепление статора может быть вычислено в соответствии с нижеприведенными выражениями:

$$\psi_{s\alpha}(k) = i_{s\alpha}(k) \cdot \frac{L_x}{L_m} + (\psi_{ra}(k))' \cdot \frac{L_m}{L_r} \quad (7.19)$$

$$\psi_{s\beta}(k) = i_{s\beta}(k) \cdot \frac{L_x}{L_m} + (\psi_{r\beta}(k))' \cdot \frac{L_m}{L_r} \quad (7.20)$$

Для оценки потокосцепления статора используется модель статора машины переменного тока, получаемая из выражения Кирхгофа для Т-образной схемы замещения (7.14) из выражения

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (7.21)$$

Выполнив z-преобразование предыдущего выражения и пренебрегая начальным намагничиванием электрической машины получим формулу для расчета потокосцепления рассеяния статора в z-форме:

$$\bar{\psi}_s = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \cdot T_s \cdot (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) \quad (7.22)$$

Разложив полученное выражение по осям координат (α , β) получим разностные уравнение для каждой из двух составляющих потокосцепления статора в неподвижной системе координат:

$$\psi_{s\alpha}(k) - \psi_{s\alpha}(k-1) = T_s \cdot u_{s\alpha}(k-1) - T_s \cdot R_s i_{s\alpha}(k-1) \quad (7.23)$$

$$\psi_{s\beta}(k) - \psi_{s\beta}(k-1) = T_s \cdot u_{s\beta}(k-1) - T_s \cdot R_s i_{s\beta}(k-1) \quad (7.24)$$

Из приведенных уравнений следует, что для оценки потокосцепления статора необходимо иметь сведения о текущем напряжении статора и токе статора. Следует отметить, что для получения информации о составляющих напряжения статора в неподвижной системе координат не требуется выполнения координатных преобразований, связанных с тригонометрическими функциями, а в ряде случаев и знания углового положения вала двигателя, достаточно арифметического преобразования от трехфазных величин к двухфазному виду. Электромагнитный момент в данном случае может быть найден в соответствии с выражением (7.7).

Учитывая перспективы применения бездатчиковых частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, актуальным направлением является разработка и исследование систем оценки частоты вращения ротора исходя из значений электрических переменных, доступных для измерения непосредственно в инверторе.

С целью повышения точности оценки скорости и уменьшению чувствительности к изменению внешних параметров целесообразно применение более эффективных систем оценки, основанных на механизме адаптации. Это позволяет улучшить характеристики электропривода в целом, однако несколько усложняет управляющую программу. Эффективным является применение адаптивных систем с настраиваемой моделью. Структура системы оценки частоты вращения приведена на рис.7.12.

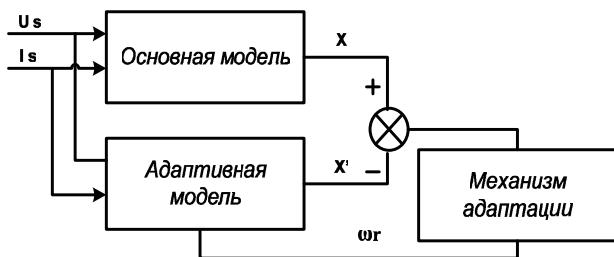


Рис. 7.12. Адаптивная система с настраиваемой моделью

В системах подобного типа вычисление производится одновременно в двух моделях: основной и адаптивной. Основная модель использует лишь сигналы о текущих электрических переменных статора АД и не зависит от вычисленного значения частоты вращения. Адаптивная модель кроме электрического переменного статора использует результат оценки искомой переменной. Настройка системы происходит за счет изменения параметров модели по величине разности вычислений основной и адаптивной модели, обязательным

элементом механизма адаптации является ПИ-регулятор, позволяющий настроить влияние адаптивной модели. Основная модель описывается выражением (7.25):

$$\frac{d}{dt}\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left(\bar{U}_s - R_s \bar{i}_s - L'_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s \right) \quad (7.25)$$

Настраиваемая модель:

$$\frac{d}{dt}\psi_{rd} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{sd} - \psi_{rd} - \omega_r T_r \psi'_{rq}) \quad (7.26)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{rq} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{sq} - \psi_{rq} - \omega_r T_r \psi'_{rd}) \quad (7.27)$$

Механизм адаптации описывается следующим выражением:

$$\omega'_{re} = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) (\psi_{rq} \psi'_{rd} - \psi_{rd} \psi'_{rq}) \quad (7.28)$$

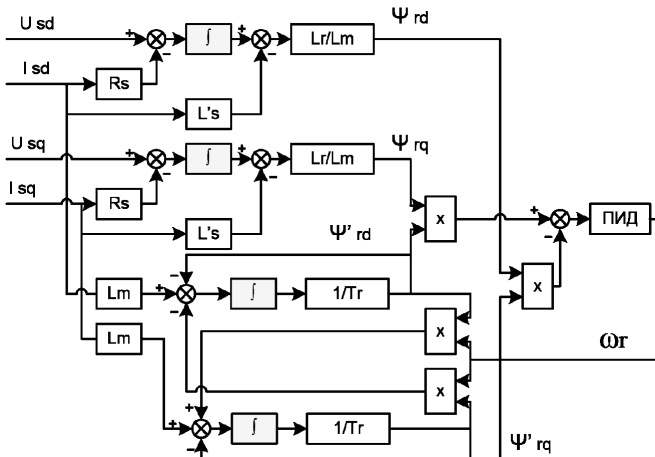


Рис. 7.13. Детализированная структура адаптивной системы оценки частоты вращения с настраиваемой моделью

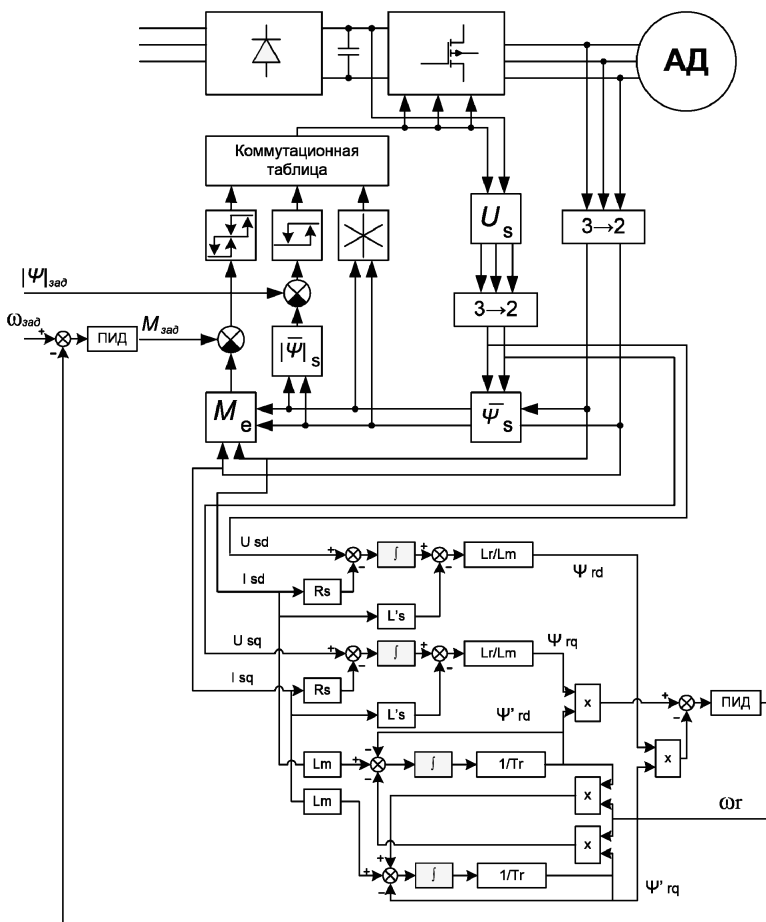


Рис. 7.15. Полная схема бездатчикового асинхронного электропривода с ПУМ

Графики переходных процессов по скорости и погрешности оценки скорости приведены на рис. 7.16. В цифровой системе электропривода с ПУМ погрешность оценки в статическом режиме возросла до 0,5 рад/с.

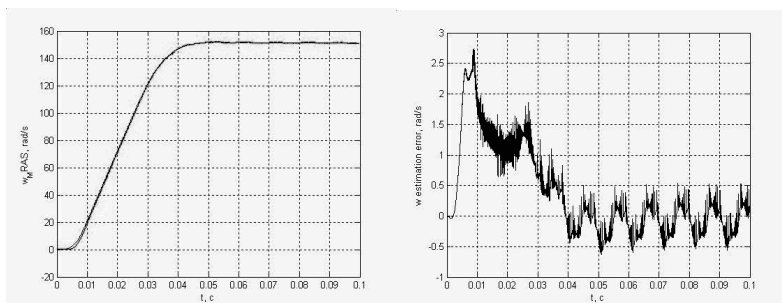


Рис. 7.16. Переходный процесс по скорости (слева – реальная и расчетная скорость) и погрешности оценки (справа)

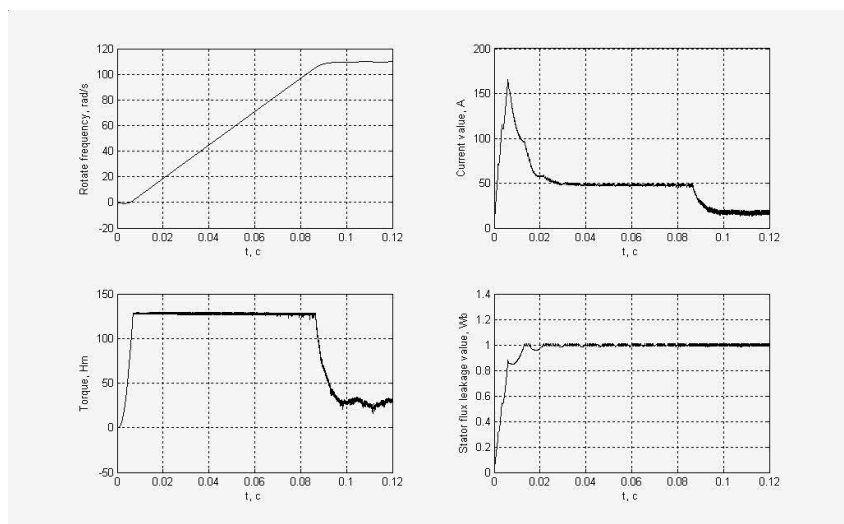


Рис.7.17. Переходные процессы при пуске двигателя

На рис. 7.17 представлены кратковременно достижимые переходные процессы с ограничением электромагнитного момента электродвигателя на значении $M = 5 M_{\text{ном}}$.

Верхний левый – угловая частота ротора, рад/с; нижний левый – электромагнитный момент двигателя, Н·м; верхний

правый – значение тока статора, А; нижний правый – значение модуля потокосцепления рассеяния статора, Вб.

Анализ графиков показывает эффективную работу системы токоограничения и устойчивый пуск электропривода. В системе применен алгоритм ограничения развиваемого момента и тока статора, который обеспечивает закрытие верхних ключей инвертора при превышении максимально допустимого тока статора или электромагнитного момента двигателя.

Потокосцепление поддерживается постоянным, разгон происходит при постоянном моменте электродвигателя и с равномерным ускорением. Уровень намагниченности машины поддерживается постоянным. При достижении заданной частоты вращения контур регулирования скорости обеспечивает снижение электромагнитного момента.

Из анализа графиков следует, что система прямого управления моментом позволяет эффективно формировать заданные переходные процессы, обеспечивая высокую точность формирования заданного электромагнитного момента под нагрузкой ($\pm 2,5\%$) и поддержания заданного значения модуля потокосцепления ($\pm 0,7\%$).

Подобный режим работы оптимален для лифтовых и крановых применений, обеспечивая высокий комфорт и оптимальную динамику процессов при отсутствии перегрузок.

Одним из важнейших параметров динамического электропривода является полоса пропускания. Граница полосы пропускания определяется по критерию:

$$A_{\text{ВХОДА}} / A_{\text{ВЫХОДА}} = \sqrt{2}$$

Моделирование показывает высокие динамические показатели электропривода, обладающего полосой пропускания по скорости 25 Гц при уровне входного воздействия $A_{\text{ВХОДА}} = \omega_n$.

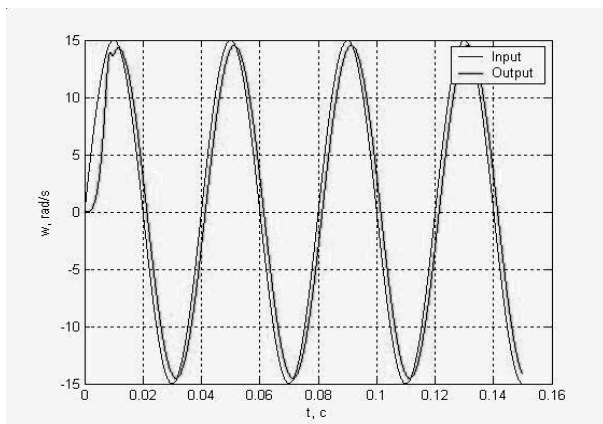


Рис. 7.18. Реакция системы на синусоидальное входное воздействие 25 Гц

Одним из существенных преимуществ электропривода с ПУМ является высокая динамика формирования заданного электромагнитного момента, что может быть подтверждено определением полосы пропускания по развиваемому моменту электропривода (рис.7.19).

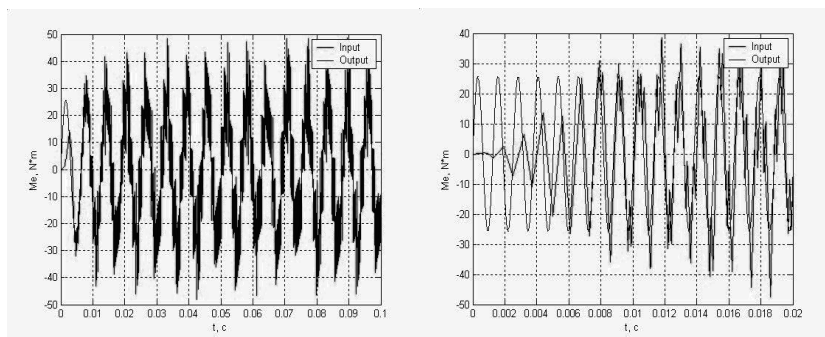


Рис.7.19. Реакция системы на синусоидальное входное воздействие по моменту 1кГц (слева) и 5кГц (справа)

Как следует из полученных графиков, электропривод с прямым управлением моментом обладает высокой полосой пропускания ($f=5$ кГц) по электромагнитному моменту, но погрешность формирования текущего значения электромагнитного момента в данном режиме составляет более 40%. Среднее значение электромагнитного момента в динамическом режиме обеспечивается с погрешностью не хуже 10%.

Схема бездатчикового цифрового асинхронного электропривода с ПУМ (рис.7.15) показала при моделировании высокие динамические и статические показатели электропривода:

- погрешность адаптивной цифровой оценки частоты вращения в статическом режиме составляет 0,5 рад/с, в динамическом режиме 2,5 рад/с;

- погрешность стабилизации частоты вращения составляет $\pm 0,9$ рад/с;

- преимуществом электропривода является высокая точность формирования заданного электромагнитного момента под нагрузкой ($\pm 2,5\%$) и высокая точность и стабильность поддержания заданного значения модуля потокосцепления ($\pm 0,7\%$);

- электропривод эффективно работает в режимах ускорений с максимально допустимым моментом по критерию допустимого тока и требованию технологического процесса;

- электропривод обладает высокой максимальной полосой пропускания по скорости, которая составляет 25 Гц при уровне входного воздействия $A=\omega_n$ с двукратным превышением тока двигателя, полоса пропускания по моменту достигает 5 кГц при уровне входного воздействия $A = M_n$;

- упрощенный учет нелинейности кривой намагничивания и эффекта вытеснения тока ротора позволяет повысить точность модели в динамических режимах на 8%.

При моделировании установлено, что:

- при неточном знании активного сопротивления статора (ошибка 50%) наиболее существенному искажению подвергается отработка управления модулем потокосцепления, его

значение является заниженным на 20%, уровень формируемого момента, ниже заданного значений на 15%;

- введение информации о значении сопротивления статора обеспечивает повышенную точность формирования электромагнитного момента 15% и потокосцепления 0,8%.

- система работоспособна и обладает свойством малой восприимчивости к изменению сопротивления в пределах $(-30...+5)\%$ от действительного значения, при наличии фазовой задержки измерения токов, система работоспособна, точность поддержания модуля потокосцепления сохраняется, неравномерность момента повышается до 45%;

- отличающиеся коэффициенты передачи каналов АЦП (с несоответствием амплитуд 10%) приводят к искажению формируемого потокосцепления АД на 7%, повышению пульсаций момента на 35%.

Применительно к задаче оценки текущего значения частоты вращения ротора отмечено, что адаптивная модель менее чувствительна к неопределенности параметров электродвигателя, наименьшее влияние оказывает неточность знания активного сопротивления статора, но проявляется как в статическом, так и в динамическом режиме, внося знакопеременную погрешность, что затрудняет ее коррекцию. Неточность знания активного сопротивления ротора вносит погрешность в статическом режиме, неточность знания индуктивности статора главным образом вносит существенную погрешность в динамическом режиме.

Экспериментальная проверка показывает адекватность примененных решений при моделировании:

- точность расчета по значению частоты вращения составляет 5%;

- точность расчета по времени переходного процесса по частоте вращения составляет 6%;

- точность расчета по мгновенному значению токов статора составляет 21%;

- точность расчета по средней амплитуде токов статора составляет 8%.

Проведенные исследования свидетельствуют о хорошем совпадении результатов эксперимента и моделирования.

Таким образом, моделирование бездатчикового электропривода с ПУМ с учетом уточнения модели электрической машины, цифровой реализации управляющей системы, применение адаптивного принципа оценки частоты вращения для замыкания по контуру скорости показало высокие динамические и статические характеристики электропривода, подтвердив основные преимущества электроприводов с ПУМ.

Полученные качественные и количественные показатели работы электропривода позволяют сделать заключение о перспективности применения данного типа электроприводов в промышленности.

Адаптивная система оценки частоты вращения вала двигателя без использования механических датчиков (скорости, положения или ускорения) с настраиваемой моделью хорошо зарекомендовала себя в составе электроприводов переменного тока с векторным управлением моментом.

ГЛАВА 8. ИНТЕЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Перспективным направлением в построении систем управления неопределенными и нестационарными объектами является применение интеллектуальных технологий (технологий искусственного интеллекта) обработки информации. Под технологиями искусственного интеллекта в данном случае подразумеваются методики, ориентированные на синтез управляющих алгоритмов, обеспечивающих принятие решений высокого уровня сложности и трансформацию стратегии управления объектом в условиях, действующих на него параметрических и внешних возмущений, имитируя функции человека-оператора.

Системы, реализованные с применением интеллектуальных методик, принято называть *системами интеллектуального управления*. Управляющие воздействия в них являются результатом комплекса операций автоматизированного сбора, хранения, логической обработки информации и принятия решения в условиях частично неопределенной информации об объекте.

8.1. Адаптивные системы управления электроприводом

Часто на решение задач управления электропривода (ЭП) существенное влияние оказывают такие негативные факторы, как изменение в процессе работы привода его параметров и нестабильность параметров внешних воздействий в системе «управляемый преобразователь-двигатель» (УП–Д). Нестационарность работы ЭП, как объекта, зависит от способов управления электродвигателями и от свойств механизмов в процессе их эксплуатации.

Изменение параметров ЭП происходит вследствие изменения следующих основных величин: параметров электромагнитных контуров в цепи, передаточных коэффициентов преобразователей, магнитного потока двигателей, моментов инерции механизмов, частот упругих механических колебаний, взаимного изменения механических параметров в многосвязных системах многодвигательных промышленных установок. Кроме того, в процессе эксплуатации ЭП могут наблю-

даться значительные изменения по спектральному составу и интенсивности возмущающих и управляющих воздействий, что может приводить к существенному увеличению динамических ошибок системы и к необходимости перенастройки параметров регуляторов для минимизации этих ошибок.

Перспективным путем повышения качества функционирования электромеханической системы является использование современных принципов автоматического управления – *адаптивного управления*. Если в обычных системах управления значение регулируемой величины задается заранее по определенному закону в зависимости от времени (по определенной программе во времени), то адаптивные системы выбирают свою программу сами во время работы, то есть автоматически изменяют какие-либо параметры системы.

Решение задачи адаптивного управления на исполнительном уровне в современных условиях стало возможно на основе сочетания научных результатов в области системного подхода к теории автоматического управления с современными достижениями микроэлектроники и микропроцессорной техники.

Классификация адаптивных систем

Адаптивные системы разделяются:

По целевому назначению:

- Система с сохранением заданных динамических характеристик (стабилизация качества) – направлена на удержание критерия качества J .
- Система с оптимизацией качества – на поиск и поддержание оптимального значения J .
- Система с сохранением условий устойчивости.
- Система с сохранением условий инвариантности (невозмущаемая система).
- Система с сохранением заданных статических характеристик.
- Система с сохранением заданных перегрузок (система с ограничением по ускорению).
- Система с сохранением условий подобию (система с моделью).

– Система с сохранением состава элементов и связи между ними, в которой на основе информации о внешних воздействиях, динамических характеристиках объекта или системы, получаемых в процессе работы, осуществляется активное изменение параметров регулятора для обеспечения оптимальной работы системы – самонастраивающаяся система.

– Система с сохранением состава элементов, характеризуется наличием процесса формирования алгоритма управления, который связан не только с изменением параметров, но и с изменением структуры - самоорганизующиеся системы.

Самонастраивающиеся системы (СНС) подразделяют:

По выбору источника текущей информации и способу получения ее в процессе функционирования на:

- СНС по входу сигнала.
- СНС по выходному сигналу.
- СНС по корреляции входного и выходного сигнала.
- СНС по параметрическому воздействию.
- СНС под влиянием изменения позиции на нелинейных характеристиках или самих характеристик, например, экстремальных.
- СНС под влиянием изменения комбинации параметров или комбинации характеристик.

По способу получения рабочей информации:

- Системы с исполнением дополнительных воздействий (системы с пробным сигналом), поисковые системы.
- Системы без дополнительных воздействий (аналитические или беспоисковые).
- Системы с непосредственным получением информации о состоянии объекта.
- Системы с косвенным получением информации о состоянии объекта.

По способу реализации отклонения критерия качества (условия самонастройки от его оптимального значения в алгоритме управления):

- С непрерывной обработкой алгоритма.
- С дискретной обработкой алгоритма.

Таким образом, при неопределенности информации об изменяющихся параметрах и возмущающих воздействиях, дей-

ствующих на электромеханическую систему (ЭМС), становится необходимым внедрение адаптивного подхода, способного: обеспечить оптимизацию и работоспособность ЭМС в условиях широкого спектра изменений технологического объекта управления, повысить надежность и стабильность реальной ЭМС, снизить технологические требования к изготовлению узлов устройств управления и сократить время разработок.

Среди адаптивных систем можно выделить:

- системы с самонастройкой параметров,
- системы с самонастройкой структуры.

Системы с самонастройкой параметров

Основным видом адаптивных систем управления являются такие системы, в которых автоматически, не заданным заранее образом изменяются какие-либо параметры системы управления, т. е. коэффициенты усиления, коэффициенты интенсивности введения производной и интеграла в закон регулирования, коэффициенты обратных связей и постоянные времени фильтров.

Когда параметры самого объекта известны недостаточно достоверно (или они в процессе работы могут случайным образом изменяться), то и параметры системы управления и корректирующих устройств можно подобрать лишь ориентировочно. При этом происходит ухудшение качества работы системы при случайных отклонениях параметров объекта. Для предотвращения этого эффекта приходится прибегать к самонастройке (адаптации) параметров системы управления по заданному показателю желаемого качества работы системы с помощью специального автоматического устройства для анализа качества работы объекта по какому-либо заданному критерию. Бывают системы, у которых устройство самонастройки работает с ошибкой регулирования, т. е. на устройство самонастройки приходит сигнал ошибки (сигнал после сумматора).

Самоприспосабливающимися (адаптивными) называются системы, которые автоматически приспособляются к изменению внешних условий и свойств объекта управления, обеспечивая при этом необходимое качество управления путем

изменения структуры и параметров управляющего устройства. Областью применения самоприспосабливающихся САУ является управление объектами, свойства или условия работы, которых недостаточно известны или существенно непостоянны.

Автоматическое изменение способа функционирования управляющего устройства, называемое адаптацией или настройкой самоприспосабливающейся системы, требует дополнительных устройств, называемых устройствами или контурами адаптации. В простейшем случае дополнительное устройство — это управляющее устройство адаптации.

В общем виде схема адаптивной системы приведена на рис. 8.1.

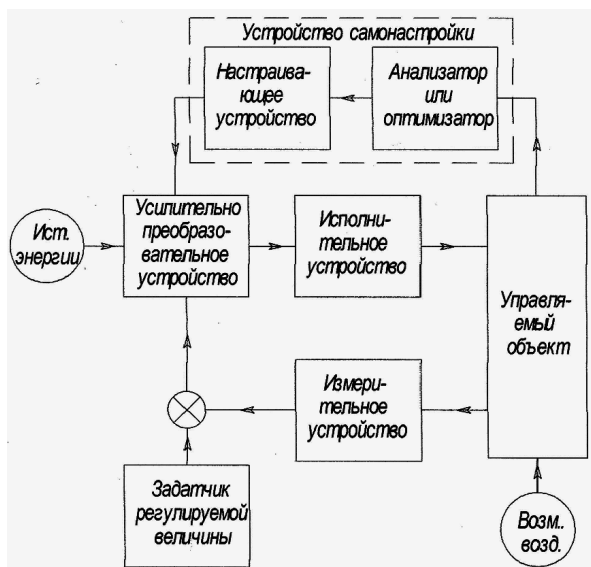


Рис.8.1. Общая структура системы адаптации параметров системы управления

На основании оценки внешних условий работы и свойств объекта устройство самонастройки (адаптации) изменяет параметры настраиваемого устройства, обеспечивая требуемое значение критерия качества $J(x, y, u, F)$. Устройство адаптации

определяет в зависимости от алгоритма работы отклонение критерия J от заданного или экстремального значения.

Таким образом, устройство самонастройки решает задачи:

а) получения информации о воздействиях и динамических свойствах объекта управления в процессе его работы (получение рабочей или текущей информации — задача идентификации, или опознавания);

б) формирования из полученной информации значения критерия качества системы J (текущего критерия адаптации);

в) сравнения текущего значения критерия качества с эталонным или экстремальным значением и вычисления соответствующего управляющего воздействия;

г) изменения параметров настраиваемого устройства для приведения критерия качества к требуемому значению.

Критериями качества в зависимости от назначения системы могут быть точность управления (например, минимум СКО), быстродействие, какой-либо показатель эффективности управления (например, коэффициент полезного действия, расход топлива и др.).

Одним из отличительных и самых сложных устройств в системе адаптивного управления является устройство самонастройки. Обычно эти устройства проектируются на математических моделях, которые эмитируют желаемое динамическое поведение объекта. Это эталонное качество поведения модели сравнивается с реальным поведением системы и параметры системы управления настраиваются автоматически таким образом, чтобы поведение системы подогнать к эталонному поведению модели.

Системы с самонастройкой структуры

Все те же задачи самонастройки и некоторые новые задачи целесообразно бывает решать не путем изменения параметров системы управления, имеющую определенную структуру, а путем изменения самой структуры системы управления не заданным заранее образом. Это – системы с самонастройкой структуры, т.е. самоорганизующиеся.

Адаптивные системы, у которых адаптация осуществляется

изменением значений структуры и параметров управляющего устройства называются *самоорганизующимися*. В самоорганизующихся САУ адаптация осуществляется путем выбора структуры, т. е. выбора корректирующего звена или их комбинации из набора определенного числа звеньев изменяемой части основного управляющего устройства, а затем происходит самонастройка параметров выбранной структуры. Такие системы обеспечивают требуемое качество управления при более широких диапазонах изменения свойств объекта и внешних условиях, чем самонастраивающиеся, но более сложны.

Простейшая самоорганизующаяся САУ с адаптацией коррекции представлена на рис. 8.2. Исполнительные элементы управляющего устройства адаптации ИЭ, получающие сигналы от вычислительного устройства ВУ, включают соответствующие цепи корректирующих элементов КЭ, тем самым изменяя структуру УУо. Путем автоматического выбора определенной комбинации КЭ осуществляется стабилизация или оптимизация принятого критерия качества J .

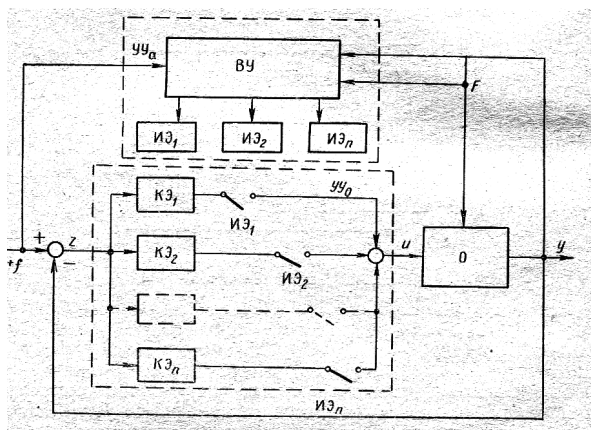


Рис. 8.2. Схема самоорганизующейся САУ.

В *самоорганизующихся системах* при автоматической настройке структуры не задан даже закон управления; в об-

щем случае неизвестно заранее, какие корректирующие устройства и как вводить, какие логические и вычислительные операции производить. В общем случае может меняться структура не только усилительно-преобразовательного, но и измерительного устройства системы управления, если выгодно применять разные принципы измерения или измерять разные исходные величины в разных условиях работы объекта. При любой самонастройке и особенно при самоорганизации может быть учтено требование повышения надежности и предусмотрена возможность работы системы при выходе из строя каких-либо звеньев.

Общую схему системы с самонастройкой структуры можно представить, как и у системы с самонастройкой параметров, но только не с настраиваемым устройством, а с логической схемой переключения отдельных звеньев системы в соответствии с сигналами анализатора или оптимизатора. В качестве анализатора здесь тоже может применяться математическая эталонная модель объекта с желаемыми свойствами.

Принципы построения адаптивных электроприводов

Основной принцип адаптивного управления состоит в таком изменении структуры и параметров регулятора в зависимости от структуры и параметров объекта регулирования, при котором во всей рабочей области имеет место оптимальное согласование регулятора с объектом.

Согласно этому принципу все существующие типы адаптивных систем характеризуются наличием в них процессов перенастройки параметров или структуры регуляторов, позволяющих обеспечить оптимальные условия работы замкнутой системы во всем диапазоне работы. Принцип построения классических адаптивных систем ЭП отражен на структурной схеме (рис. 8.3).

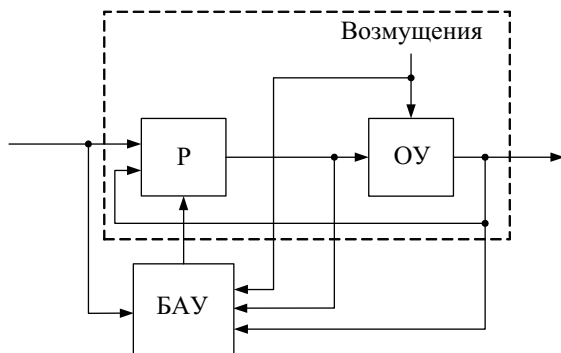


Рис. 8.3. Структура адаптивной системы управления

Основная часть обобщенной адаптивной системы включает в себя объект управления ОУ (непосредственно привод) и регулятор Р, охваченные обратной связью. В зависимости от поставленной задачи и требований, предъявляемых к системе, в качестве основной части может рассматриваться любая из представленных структур ЭП.

Адаптация в системе осуществляется с помощью дополнительного блока адаптивного управления (БАУ), который включает в себя блоки обработки информации о текущем состоянии привода и перенастройки параметров регуляторов по принятому критерию качества работы электропривода.

Адаптивные системы управления, в которых осуществляется изменение параметров управляющего устройства с целью обеспечения оптимальной работы системы, относятся к **классу самонастраиваемых (СНС)**. В большинстве случаев эти системы строятся на принципе добавления к основной автоматической системе контура самонастройки, выполняющего такие функции, как то: получение информации о воздействиях и динамических свойствах системы в процессе работы (получение рабочей информации); формирование из полученной информации значение показателя качества, сравнение текущего показателя качества с желаемым и вычисление на этой основе соответствующего управляющего воздействия или сигнала для достижения желаемого показателя качества.

Его выбор зависит от многих факторов. Широкое применение на практике в этих целях получили интегральные функционалы качества, время переходных процессов, динамические характеристики замкнутой системы (частотные, импульсные, переходные) и так далее.

Структура адаптивного ЭП с самонастраивающейся системой характеризуется наличием специальных контуров самонастройки, с помощью которых осуществляется оценка динамических и статических свойств объекта **О** (в рассматриваемом случае – привода) и формируются такие контролируемые воздействия, которые способствуют самопроизвольному приближению состояния системы к определенному эталону, часто задаваемому математически в виде критерия качества функционирования (рис.8.4).

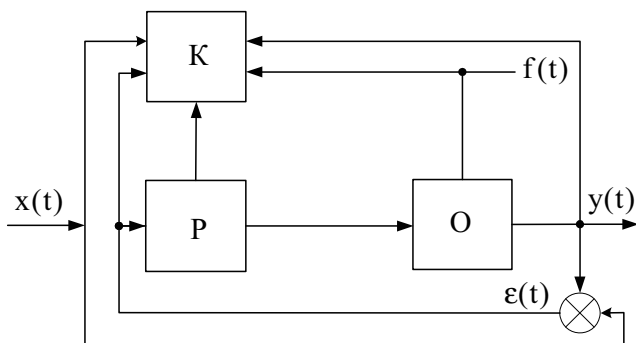


Рис. 8.4. Структура адаптивного ЭП с самонастраивающейся системой

*Контур самонастройки с корректирующим устройством **K**, воздействуя на основной контур системы, изменяет параметры или структуру регулятора **P** с целью обеспечения заданного критерия качества регулирования объекта **O**.*

Критерий качества регулирования выражается в виде функционала или функции $J[x(t), \varepsilon(t), y(t), u(t), f(t), t]$ параметров и измеряемых координат системы. При этом основной задачей системы является поддержание заданий, обеспечиваю-

щих меры качества управления вблизи экстремального значения при изменениях в процессе функционирования системы входных управляющих воздействий $x(t)$, возмущающих воздействий $f(t)$, а также динамических характеристик объекта.

В системах, построенных в соответствии со структурным решением рис. 8.4, процессы нахождения и поддержания экстремального значения качества управления могут быть реализованы либо с помощью пробных отклонений, либо путем аналитического определения условий экстремума. В зависимости от указанных способов нахождения экстремума самонастраивающиеся системы можно разделить на *поисковые и беспойсковые*.

Все существующие методы поиска можно условно разделить на регулярные и случайные. *Регулярные методы поиска* характеризуются направлением поискового движения, определяемым в соответствии с заранее заданным законом. *В случайных методах направление движения* к экстремуму определяется в соответствии с вероятностными процедурами. Применение методов случайного поиска целесообразно в случаях решения многоэкстремальных задач (при оптимизации сложных многопараметрических систем приводов).

Эффективным методом поддержания экстремального режима при функционировании СНС ЭП является введение в контур самонастройки модели-эталона объекта управления (рис. 8.5). Принцип эталонной модели основан на сравнении динамических процессов, происходящих в реальном объекте **О** с процессами, протекающими в модели **М**, которые соответствуют задаваемым на стадии разработки экстремальным условиям. Такой подход дает возможность оперативной коррекции характеристик основного контура ЭП. Совпадение динамических процессов в объекте **О** и эталонной модели автоматически обеспечивает функционирование реальной системы в режиме, близком к экстремальному.

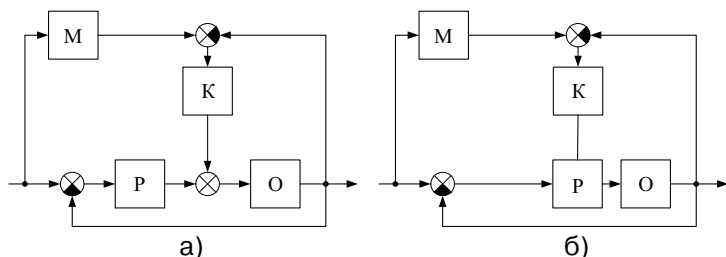


Рис. 8.5. Структуры самонастраивающихся ЭП с эталонными моделями

Существуют два основных варианта реализации самонастраивающихся ЭП с эталонными моделями. В первом варианте (рис. 8.5, а) изменение параметров основного контура привода влечет за собой изменение параметров или структуры регуляторов, что реализуется посредством корректирующего устройства **К** в контуре самонастройки. Во втором варианте (рис. 8.5, б) коррекция достигается формированием дополнительного управляющего сигнала, вводимого в основной контур системы (сигнальная самонастройка). Системы с сигнальной самонастройкой отличаются относительной простотой с точки зрения технической реализации, однако основным условием их работы являются малые значения отклонений параметров объекта от начальных значений. Это условие не является определяющим при реализации беспоисковых СНС (по схеме рис. 8.5).

Отрицательным моментом при реализации СНС ЭП с эталонными моделями является их повышенная чувствительность к возмущающим воздействиям и помехам. Это обусловлено тем, что эталонная модель, как правило, реализуется ориентируемой на определенное воздействие, например, управляющее, и все иные возмущения могут искажать процессы самонастройки в системе. Это ведет либо к необходимости дополнительного введения алгоритмов, придающих системе свойства сигнальной избирательности, либо к использованию сложных моделей.

Анализируя поисковый и беспоисковый подходы к построению СНС ЭП можно сделать вывод о том, что *примене-*

ние поисковых методов самонастройки целесообразно в условиях сравнительно медленного изменения значений функционала качества J в процессе функционирования системы, в случаях, когда время, требующееся для определения условий экстремума, не является критичным фактором. *Беспоисковое определение условий экстремума* функционала качества позволяет получить темп процесса адаптации, соизмеримый с темпом переходных процессов в системе и, как следствие, наиболее эффективно в быстродействующих ЭП.

Рассмотрим *адаптивные системы* управления электроприводом *с переменной структурой*. В случаях, когда динамические свойства O в процессе функционирования привода подвергаются существенным изменениям, что главным образом связано с изменением режимов работы ЭП, необходимо применение структурных решений с переключающейся в функции фазового состояния системы структурой регуляторов (рис. 8.6).

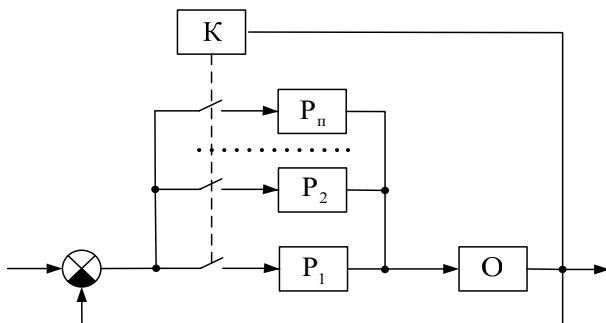


Рис. 8.6. Структура адаптивных ЭП с переменной структурой

Существенное изменение динамических свойств приводов происходит, например, при переходе электропривода из двигательного режима в тормозной, если двигательный и тормозной моменты формируются в различных электромагнитных цепях системы «УП–Д».

В системах с переменной структурой за счет нелинейного

сочетания различных линейных корректирующих устройств ($P_1, \dots, P_n$) принудительно организуется специфическое вырожденное движение – *скользящий режим*, или режим перехода от движения, соответствующего одной линейной структуре, к движению, соответствующему другой линейной структуре. Такой переход осуществляется с высокой частотой, в идеале стремящейся к бесконечности. В скользящем режиме движение системы происходит вдоль границы переключения и не зависит от параметров O . Таким образом, параметрические возмущения, возникающие в процессе функционирования нестационарного ЭП с переменной структурой и находящегося в скользящем режиме, не оказывают влияния на динамические свойства системы.

Электропривод с обучающимися системами управления

Важнейшим свойством самоорганизующихся систем является их способность к обучению и самообучению, т. е. к самоусовершенствованию.

Самоорганизующиеся САУ, в которых в результате целенаправленного изменения структурной схемы в процессе эксплуатации осуществляется усовершенствование алгоритма функционирования, называются самообучающимися САУ.

Обучающиеся системы являются наиболее сложным классом адаптивных ЭП. Такие системы создаются на основе принципов обучения, заключающегося в постепенном накоплении опыта формирования поведения системы в условиях высокой степени неопределенности ее исходных состояний, по результатам которых происходит улучшение функционирования системы.

Обучающиеся системы ЭП характеризуются наличием специальных процессов обучения, которые заключаются в постепенном накапливании, запоминании и анализе информации о поведении системы и изменении законов функционирования в зависимости от приобретаемого опыта. К процессу обучения приходится прибегать тогда, когда не только мал объем априорных сведений об объекте, но и отсутствует возможность установления детальных причинно-следственных связей в структуре самой системы из-за ее сложности.

Накопление и обобщение информации в процессе обучения можно осуществлять за счет внесения «эталонного опыта» в систему извне, либо путем формирования такого опыта внутри системы. В первом случае обучаемой системе предъявляют последовательность ситуаций или режимов, которые имеют заранее известные характеристики и различаются по принадлежности к определенным классам. Набор реакций привода на такую обучающую последовательность ситуаций сортируют на основе принципа «поощрение-наказание», то есть «правильная» реакция системы на предъявляемую ситуацию запоминается и используется для организации контролируемых изменений динамических свойств ЭП.

В таких системах качество управления (например, точность) повышается по мере эксплуатации системы. В простейшем случае в самообучающуюся систему для усовершенствования алгоритма работы контура адаптации вводится второй контур адаптации со своим управляющим устройством, который корректирует алгоритм работы первого контура адаптации по результатам анализа его функционирования в ходе эксплуатации системы. Управляющее устройство второго контура адаптации должно при этом обладать памятью. Второй контур адаптации может быть дополнен третьим контуром адаптации, улучшающим со временем алгоритм второго контура, и т. д. Самообучающиеся САУ должны, таким образом, иметь иерархическую структуру с рядом этажей адаптации, каждый последующий из которых имеет все более обобщенный алгоритм функционирования, более долговременную память.

Для самоорганизующихся и самообучающихся систем объем априорной (начальной) информации для достижения заданной цели управления требуется меньший, чем в самонастраивающихся системах, но при этом сложность реализации таких систем возрастает. Априорная информация как совокупность заранее известных сведений получается в результате предварительного теоретического или экспериментального исследования. В отличие от априорной информации текущая (рабочая) информация извлекается в результате наблюдений за ходом процесса, т. е. в процессе функционирования системы.

Краткая характеристика классификации СНС

Самонастраивающиеся САУ делятся на:

- САУ со стабилизацией качества управления, задачей которых является поддержание критерия качества управления J на заданном (эталонном) уровне;
- САУ с оптимизацией качества управления, осуществляющих поиск и поддержание оптимального значения критерия качества.

САУ со стабилизацией качества управления применяют для стабилизации динамических свойств систем. При этом возможно аналитическое задание эталонных характеристик и применение эталонных моделей. В качестве аналитически задаваемых эталонных характеристик используются коэффициенты дифференциальных уравнений, описывающих поведение систем, коэффициенты передаточных функций, значения частотных характеристик на одной или нескольких частотах, временные характеристики. Критериями качества могут быть динамические характеристики объекта, т. е. частотные и переходные характеристики, статистический критерий точности, различные косвенные критерии качества переходных процессов.

Самонастраивающиеся САУ с оптимизацией качества управления обеспечивают определение и поддержание оптимального значения критерия качества управления $J = \text{extr}$ при изменениях внешних условий и свойств объекта. Управляющее устройство в таких системах решает автоматически задачу оптимизации, т. е. поиск оптимальных параметров. Автоматическая оптимизация может осуществляться и в беспоисковых САУ.

Рабочей информацией для систем с оптимизацией качества является отклонение принятого критерия от его экстремального значения.

По способу получения информации об управляемом процессе различают системы *поисковые* и *беспоисковые* [2].

Поисковой называют систему, в которой изменение параметров управляющего устройства производится в результате поиска условий экстремума заданного критерия качества.

В *беспоисковых* системах информация о динамическом состоянии объекта управления и значений параметров

управляющего устройства получается на основании аналитического определения условий, обеспечивающих требуемое качество управления без применения специальных поисковых сигналов. Они требуют большего объема начальной (априорной) информации, чем поисковые, но обеспечивают большую скорость самонастройки, имеют меньшие потери энергии на поиск и могут быть сравнительно простыми из-за отсутствия поисковых движений.

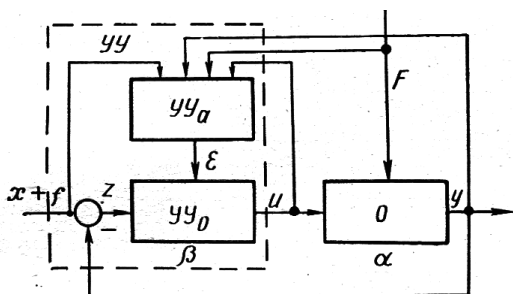
Следовательно, если скорость самонастройки является определяющим фактором для реализации принципа адаптации, то (при наличии соответствующей априорной информации) целесообразно применение беспоисковых систем. Кроме того, осуществление поиска иногда является недопустимым.

Для получения информации о состоянии объекта управления или управляемой системы могут использоваться задающие или возмущающие сигналы, поступающие в систему в процессе ее работы, или специальные пробные воздействия.

В качестве пробного воздействия в СНС (поисковых и беспоисковых) применяют гармонический, случайный, ступенчатый, импульсный сигналы. Выбор пробного сигнала определяется выбором критерия качества J , т. е. типом динамических характеристик, подлежащих контролю.

СНС могут классифицироваться и по наличию замкнутого или разомкнутого контура самонастройки. Первые из них являются более совершенными, но и более сложными в реализации.

По источнику рабочей информации и способу ее получения в процессе функционирования СНС можно разделить на системы, самонастраивающиеся по входному сигналу, по выходному сигналу, системы, настраивающиеся по динамическим характеристикам объекта управления, комбинированные СНС (например, с настройкой по входному сигналу и динамическим характеристикам объекта).



О — объект управления; УУ — управляющее устройство, состоящее из основного управляющего устройства УУО и управляющего устройства адаптации УУА.

Рис. 8.7. Схема адаптивной САУ

В достаточно общем виде уравнения беспоисковой СНС (см. рис. 8.7) можно записать в векторной форме:

$$\begin{aligned}\bar{y}(t) &= A_u(t, \bar{\alpha})\bar{u} + A_F(t, \bar{\alpha})\bar{F}(t, \gamma_1); \\ \bar{u} &= B(t, \bar{\beta})\bar{z}; \\ \bar{z} &= \bar{x}(t, \gamma_2) + \bar{f}(t, \gamma_3) - \bar{y}(t)\end{aligned}$$

или в виде одного операторного уравнения

$$\bar{y}(t) = D(t, \bar{\alpha}, \bar{\beta})[\bar{x}(t, \gamma_2) + \bar{f}(t, \gamma_3)] + \bar{C}(t, \bar{\alpha}, \bar{\beta})\bar{F}_k(t, \gamma_1),$$

где $\bar{x}(t, \gamma_2)$, $\bar{f}(t, \gamma_3)$, $\bar{F}_k(t, \gamma_1)$ векторы соответственно задающего воздействия, помехи, возмущающего воздействия;

$\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ — случайные параметры соответственно возмущающего, задающего воздействия и помехи;

$\bar{\alpha}, \bar{\beta}$ — векторы изменяющихся параметров объекта и изменяемых параметров управляющего устройства

$\bar{y}(t), \bar{\varepsilon}, \bar{u}, \bar{z}$ — векторы выходных координат системы и УУа управляющего воздействия и ошибки системы;

$A_u(t, \bar{\alpha}), A_F(t, \bar{\alpha}), B(t, \bar{\beta})$ — операторы объекта по отношению к сигналу u , сигналу F и оператор управляющего устройства;

$$D(t, \bar{\alpha}, \bar{\beta}) = \frac{A_u(t, \bar{\alpha})B(t, \bar{\beta})}{1 + A_u(t, \bar{\alpha})B(t, \bar{\beta})};$$

$$C(t, \bar{\alpha}, \bar{\beta}) = \frac{A_F(t, \bar{\alpha})}{1 + A_u(t, \bar{\alpha})B(t, \bar{\beta})}.$$

Для СНС различных типов приведенные уравнения могут несколько упрощаться. Так, для систем с настройкой только по входному сигналу $F(t, \gamma)=0$ и $\alpha=\text{const}$, для систем с настройкой только по изменяющимся параметрам объекта $F(t, \gamma), f(t, \gamma_3)=0, \gamma_2=\text{const}$, т. е. задающее воздействие может быть детерминированной или стационарной случайной функцией.

Критерий качества СНС определяется через изменяющиеся и изменяемые параметры выражением

$$I = I'(\bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{x}, \bar{f}, \bar{F})$$

или через координаты выхода и воздействий

$$I = I''(\bar{y}, \bar{x}, \bar{f}, \bar{F}).$$

Обеспечение требуемого значения $I = I_0$ осуществляется выбором соответствующего алгоритма контура самонастройки (где I_0 — заданный, а I — текущий критерий качества).

Очевидно, вектор ошибки может быть связан с критерием качества и воздействиями согласно уравнению:

$$\bar{z} = \Phi(\Delta I) = \Phi_1(\bar{x}, \bar{f}, \bar{F}, \bar{\alpha}, \bar{\beta}),$$

где $\Delta I = I_0 - I$.

Таким образом, изменением параметров β , управляющего устройства достигается подстройка системы при изменении векторов задающего сигнала x , помех f , возмущения F и параметров объекта α .

В общем случае СНС описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами, что затрудняет их исследование. Поэтому используются различные методы линеаризации: линеаризация путем разложения нелинейных функций в ряд Тейлора, гармоническая и статистическая. Для систем, описываемых уравнениями невысокого порядка может использоваться метод фазовой плоскости. Эффективным методом исследования СНС является метод моделирования.

Синтез цепей настройки, являющийся сложной задачей, может осуществляться на основе применения методов вспомогательного оператора и его разновидностей, метода стохастической аппроксимации, второго метода Ляпунова.

Целесообразность использования того или иного метода зависит от типа и назначения системы.

Для систем с моделями и настройкой по изменяющимся динамическим характеристикам целесообразны методы вспомогательного оператора, метод Ляпунова, для систем с настройкой по входному сигналу, комбинированных СНС — метод стохастической аппроксимации, методы вспомогательного оператора и др.

Выбор конкретного типа СНС и оценка его эффективности должны производиться, исходя из назначения системы управления и предъявляемых к ней требований в отношении точности, быстродействия, способности бороться с возмущением, надежности, сложности и стоимости.

8.2. Беспoisковые системы с моделями, самонастраивающиеся по динамическим характеристикам объекта управления

Общие сведения

Беспoisковые СНС с настройкой по динамическим характеристикам объекта управления можно разделить на три класса:

1. СНС, в которых используется информация о частотных характеристиках. В этих системах перестройка параметров УУ осуществляется в соответствии с принятым критерием качества на основании измерений амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик системы или одного объекта.

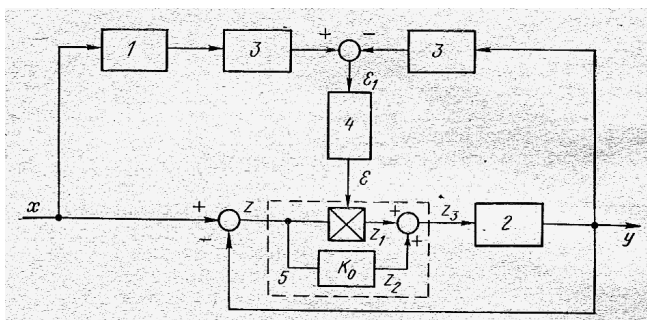
2. СНС, в которых используется информация о временных характеристиках. К такому классу относятся системы с непосредственным контролем импульсной переходной функции, системы, в которых критерием качества является число перемен знака импульсной переходной функции, системы с оценкой затухания по разности положительной и отрицательной площадей импульсной переходной функции и др. К этому же классу относятся системы с моделями, которые могут применяться либо для определения параметров объектов, либо для создания желаемого эталона системы.

3. СНС, в которых используется информация о процессах на границе устойчивости.

Ниже рассматриваются системы с моделями. В таких системах получение информации о течении управляемого процесса, динамических характеристиках объекта управления, действующих на систему внешних возмущениях можно обеспечить с помощью моделей с желаемыми характеристиками. Могут использоваться модели не только с постоянными, обеспечивающими стабилизацию критерия качества параметрами, но и с настраиваемыми параметрами, что позволяет обеспечивать оптимизацию критерия качества системы в условиях изменения как характеристик объекта управления, так и входных сигналов.

Задачей систем с моделью и настройкой параметров

Принцип действия самонастраивающейся системы с параметрической настройкой



- 1 — эталонная модель с передаточной функцией в разомкнутом состоянии $K_m(p)$, характеризующая требуемый режим работы;
- 2 — объект управления с передаточной функцией $K_c(p)$, параметры которого изменяются непредвиденным образом в широких пределах;
- 3 — устройства для определения модулей сигналов;
- 4 — цепь настройки;
- 5 — управляющее устройство

Рис. 8.8. Структурная схема СНС с эталонной моделью

Схема системы, в которой настройка осуществляется изменением коэффициента усиления управляющего устройства УУ, представлена на рис. 8.8.

Отклонения параметров объекта управления от их желаемых значений оцениваются косвенным путем в виде сигнала рассогласования ε_1 , возникающего между выходом системы и выходом модели. Эта информация используется для настройки параметров изменяемой части УУ, которая может располагаться либо в прямой цепи, либо в цепи обратной связи системы, либо одновременно в обеих цепях, с целью сведения ошибки или ее функции к минимально достижимому значению в пределах диапазона настройки параметров.

В рассматриваемой системе перестройка коэффициента усиления УУ осуществляется в соответствии с уравнением $K_y = K_0 + \varepsilon$, где $K_0 = \text{const}$ и в дальнейшем принимается равным единице, а ε - перестраиваемая составляющая ($\varepsilon = K \varepsilon_1$, $\varepsilon = K \varepsilon_1 + K_u \int \varepsilon_1 dt$, $\varepsilon = K_u \int \varepsilon_1 dt$ и т.д.).

Динамические свойства СНС описываются нелинейным уравнением с переменными коэффициентами:

$$\sum_{i=0}^k c_i(t) y^{(i)} = b(t) z_3 \text{ — объект управления;}$$

$$z_3 = K_y z = K_y (x - y) \text{ — закон управления;}$$

$$\sum_{i=0}^n c_{mi} y_m^{(i)} = x \text{ — модель,}$$

$$\left. \begin{aligned} K_y &= K_0 + K \varepsilon_1; \\ K_y &= K_0 + K \varepsilon_1 + K_u \int \varepsilon_1 dt; \\ K_y &= K_0 + K_u \int \varepsilon_1 dt \end{aligned} \right\} \text{ — рассматриваемые уравнения}$$

цепи самонастройки;

где y , y_m , z , ε - выходные координаты соответственно объекта управления, модели, управляющего устройства и цепи самонастройки;

x - входная координата системы;

$z=x-y$ - сигнал рассогласования системы;

$\varepsilon_1 = |y_m| - |y|$ - сигналы рассогласования координат модели и системы;

K_y - коэффициент усиления управляющего устройства;

$c_i(t)$, $b(t)$ - переменные коэффициенты уравнения объекта управления;

c_{mi} - постоянные коэффициенты уравнения модели;

K_i , K - постоянные коэффициенты.

Критерием самонастройки является степень соответствия выхода системы выходу эталонной модели. Организация самонастройки производится за счет основного управляющего сигнала x .

Устройства для определения модулей сигналов выполняют функции логического устройства, обеспечивающего независимость знака сигнала рассогласования ε_1 от знака входного сигнала, так как направление подстраиваемого параметра должно определяться направлением изменения параметров объекта управления.

Структура и параметры цепи настройки системы выбираются из условия обеспечения высокого быстродействия и максимально допустимого приближения выходов системы и модели в переходном и установившемся режимах.

В ряде случаев целесообразно такое построение цепи настройки, при котором перестройка коэффициента усиления осуществляется в зависимости от ошибки ε_1 по закону

$$K(t) = K_0 + K_u \int_{t_0}^{t_u} \varepsilon_1 dt + K_\varepsilon \varepsilon_1 + K'_\varepsilon \dot{\varepsilon}_1,$$

где K_0 , K_u , K_ε , K'_ε — постоянные коэффициенты.

Интегральная составляющая улучшает качество настройки в установившемся режиме, а составляющие по положению и по скорости улучшают динамику переходного режима. Вместе с тем чрезмерное добавление производных от ошибки значительно

усложняет механизм настройки, делая его чувствительным к шумам, генерируемым даже в самом контуре самонастройки.

Характеристика эталонной модели может быть найдена в результате анализа как среднее характеристик системы во всем диапазоне их изменения.

Близкой к идеальной (когда в качестве сигнала выхода модели используется входной сигнал x) будет модель тогда, когда контур самонастройки используется как корректирующий. В большинстве случаев оказывается возможным применение упрощенной модели системы в виде колебательного или апериодического звена.

Параметры эталонной модели должны выбираться с учетом ограничений координат реальной системы. Для этой цели можно, например, воспользоваться методом интегральных квадратичных оценок.

Пример. Анализ динамических свойств беспоисковой СНС с эталонной моделью

Объект управления, модель и цепь настройки описываются передаточными функциями:

$$K(p) = \frac{K_c}{1 + 2\xi_c T_c p + T_c^2 p^2};$$

$$K_{0м}(p) = \frac{K_m}{1 + T_m p};$$

$$K_{ц.н}(p) = \frac{K(1 + T_1 p)}{p};$$

А логическое устройство в прямой цепи сигнала ошибки выполнено на квадраторе.

Требуется оценить устойчивость и определить флуктуционную ошибку при воздействии на систему помехи со спектральной плотностью

$$S_f(\omega) = \frac{N_0}{1 + \alpha^2 \omega^2},$$

где $N_0 = 0,1 \text{ В}^2 \text{ с}$; $\alpha = 0,01 \text{ с}$.

Параметры СНС имеют следующие значения:

$$K_0 = 1; K_c = 10;$$

$$K = 10 \text{ с}^{-1};$$

$$\xi = 0,1;$$

$$T_c = 1 \text{ с};$$

$$T_l = 1,5 \text{ с};$$

$$T_m = 0,5 \text{ с};$$

$$K_m = 0,5.$$

1. Предварительное исследование устойчивости для случая идеальной модели ($K_{OM}(p) = 1$).

Характеристическое уравнение исследуемой системы равно

$$p^2 T_c^2 + p \cdot 2\xi_c T_c + K_c K_1(A, \omega) + 1 = 0, \quad (8.1)$$

где

$$K_1(A, \omega) = K_0 + A^2 \cdot 0,75 K T_l - \frac{A^2 K}{4\omega}.$$

Преобразованное уравнение (8.1) к виду

$$X + jY = 0$$

дает систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} X &= 1 + K_0 K_c + A^2 \cdot 0,75 K K_c T_1 - \omega^2 T_c^2 = 0; \\ Y &= \omega \cdot 2\xi_c T_c - \frac{A^2 K K_c}{4\omega} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8.2)$$

На основании решения уравнений (8.2) находим:

$$\omega^2 = \frac{1 + K_0 K_c + A^2 \cdot 0,75 K K_c T_1}{T_c^2}$$

и

$$A^2 = \frac{8\xi_c (1 + K_0 K_c)}{K K_c (T_c - 6\xi_c T_1)}.$$

Исследование уравнения (8.1) показывает, что автоколебательный режим в системе невозможен, а система может потерять устойчивость при входном сигнале $x=0,936$ В.

2. Для статистического исследования исходная система линеаризуется, в результате чего передаточные функции линеаризуемой системы и ошибки в общем случае принимают вид:

$$K_{\pi}(p, Z_0) = \frac{[K_{0\pi}(p) K_{\pi.\pi}(p) Z_0 + 1] K(p)}{1 + K(p) + K(p) K_{\pi.\pi}(p) Z_0}$$

$$K_z(p, Z_0) = 1 - K_{\pi}(p, Z_0).$$

С учетом заданных параметров передаточные функции системы и ошибки соответственно равны:

$$K_{\pi}(p, Z_0) = \frac{5p^2 + (10 + 75Z_0)p + 50Z_0}{0,5p^4 + 1,1p^3 + (10,7 + 150Z_0)p^2 + (11 + 250Z_0)p + 100Z_0} \quad (8.3)$$

$$K_z(p, Z_0) = \frac{0,5p^4 + 1,1p^3 + (5,7 + 150Z_0)p^2 + (1 + 175Z_0)p + 50Z_0}{0,5p^4 + 1,1p^3 + (10,7 + 150Z_0)p^2 + (11 + 250Z_0)p + 100Z_0} \quad (8.4)$$

Усредненное значение сигнала ошибки Z_0 в соответствии с уравнением (8.4) для заданного входного воздействия равно

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{z\pi}(j\omega, Z_0)|^2 S_f(\omega) d\omega. \quad (8.5)$$

После преобразования выражения (8.5) получим

$$Z_0^3 + 7,77Z_0^2 - 1,55Z_0 - 0,059 = 0.$$

Из решения этих уравнений находим $Z_0 = 8,1 \text{ В}^2$.

Величина флуктуационной ошибки СНС определяется с учетом выражения (8.3) и значения Z_0 :

$$\sigma_{\pi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{\pi}(j\omega, Z_0)|^2 S_f(\omega) d\omega} = 0,236 \text{ В}$$

Флуктуационная ошибка для эталонной модели $\sigma_m = 0,157 \text{ В}$ и системы без учета самонастройки $\sigma_c = 1,52 \text{ В}$.

Процесс нахождения флуктуационной ошибки в СНС можно упростить, если в качестве величины Z_0 использовать значение $Z_{0м}$, найденное для эталонной модели. Такое допущение справедливо при близости динамических свойств модели и объекта.

Для данного примера величина дисперсии ошибки эталонной модели

$$Z_{0м} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{zm}(j\omega)|^2 S_f(\omega) d\omega = 5 \text{ В}^2$$

Величина флуктуационной ошибки СНС, найденная при использовании $Z_{0м}$, равна

$$\sigma_{\pi} = 0,242 \text{ В}.$$

Приведенное упрощение позволяет облегчить задачу определения влияния структуры и параметров цепи настройки на динамику СНС.

В заключение следует отметить, что применение адаптивного управления позволяет:

- Осуществлять оптимизацию режимов работы объектов.
- Обеспечивать работоспособность в условиях широкого изменения динамических свойств объекта.
- Повысить надежность системы.
- Унифицировать отдельные регуляторы или их блоки и приспособить их для работы с различными типами объекта.
- Снизить технологические требования к изготовлению узлов системы.
- Сократить сроки разработки и доводки системы.

8.3. Системы управления на базе нечеткой логики

Введение

Как отмечалось в главе 2 широкое среди интеллектуальных технологий в области электропривода (ЭП) получила технология нечеткого управления (Fuzzy-control). *Концепцию управляющих алгоритмов на базе нечеткой логики (Fuzzy-logic)* можно рассматривать как формализацию целого ряда технологий в области синтеза систем управления. Если в традиционных системах управления электроприводами управляющее воздействие определяется по заранее заданному алгоритму, структура которого привязана к параметрам объекта управления, то с изменением этих параметров оптимальность законов регулирования теряется. Да и сама разработка алгоритмов управления требует определенных допущений и упрощений, поскольку является сложной математической задачей. Порой сами математические исследования объекта бывают просто невозможны по объективным причинам, что принципиально исключает использование классических подходов. В таких случаях на помощь приходят нечеткие алгоритмы управления, предоставляющие возможность связать между собой входные и выходные координаты объекта без составления его математической модели. В этом заключается одно из важнейших пре-

имущества нечеткой логики управления.

Судьба нечеткой логики (fuzzy logic) как нового научного направления во многом сходна с ее содержанием - необычна, сложна и парадоксальна. Достаточно сказать, что еще в 1989 году Национальный научный фонд США обсуждал вопрос об исключении fuzzy logic из всех институтских учебников, а годом позже Комитет по контролю над экспортом (COCOM) внес ее в список критически важных оборонных технологий, не подлежащих экспорту потенциальному противнику. Сегодня элементы нечеткой логики можно найти в десятках промышленных изделий - от систем управления электропоездами и боевыми вертолетами до пылесосов и стиральных машин.

В основе нечеткой логики лежит теория нечетких множеств, изложенная в серии работ Лотфи Заде (Lotfi Zadeh) в 1965-1973 годах. Он расширил классическое канторовское понятие множества, допустив, что характеристическая функция (функция принадлежности элемента множеству) может принимать любые значения в интервале $[0,1]$, а не только значения 0 либо 1. Л. Заде определил также ряд операций над нечеткими множествами и предложил обобщение известных методов логического вывода. С самого начала основная прагматическая цель Заде – создание аппарата, способного моделировать человеческие рассуждения и объяснять человеческие приемы принятия решений в ходе решения различных задач. Надо сказать, что понятие нечеткого множества вполне согласуется с нашими интуитивными представлениями об окружающем мире. Возьмите любой из терминов, которыми мы пользуемся в повседневных дорожных ситуациях: «притормози», «возьми правее», «немного поднажми» и др.

Таким образом, основным преимуществом разработки нечетких систем является отсутствие необходимости составления математической модели объекта. Этим обусловлено широкое применение нечетких систем для управления комплексными технологическими процессами со сложным или непредсказуемым характером изменения параметров объекта управления. Следовательно, изучение нечетких алгоритмов управления становится неотъемлемой задачей современного инженера.

Теоретические положения нечеткой логики

Классическая, или булева, логика имеет один существенный недостаток - с ее помощью невозможно описать ассоциативное мышление человека. Классическая логика оперирует только двумя понятиями: ИСТИНА и ЛОЖЬ, исключая любые промежуточные значения. Аналогично этому булева логика не признает ничего, кроме единиц и нулей. Все это хорошо для вычислительных машин, но попробуйте представить весь окружающий вас мир только в черном и белом цвете, вдобавок исключив из языка любые ответы на вопросы, кроме ДА и НЕТ. Решить эту проблему и призвана нечеткая логика.

С термином «лингвистическая переменная» можно связать любую физическую величину, для которой нужно иметь больше значений, чем только ДА и НЕТ. В этом случае вы определяете необходимое число термов и каждому из них ставите в соответствие некоторое значение описываемой физической величины. Для этого значения степень принадлежности физической величины к терму будет равна единице, а для всех остальных значений - в зависимости от выбранной функции принадлежности [1].

Применение нечеткого управления эффективно: для очень сложных процессов, когда имеется сложная математическая модель; для нелинейных процессов; если должна выполняться обработка экспертных знаний.

Одним из основных методов представления знаний в экспертных системах являются *продукционные правила*, позволяющие приблизиться к стилю мышления человека. Любое правило продукций состоит из посылок и заключения. Возможно наличие нескольких посылок в правиле, в этом случае они объединяются посредством логических связок И, ИЛИ. Обычно продукционное правило записывается в виде: «ЕСЛИ (посылка) (связка) (посылка)... (посылка), ТО (заключение)».

Главным же недостатком продукционных систем остается то, что для их функционирования требуется наличие полной информации о системе.

Нечеткие системы тоже основаны на правилах продук-

ционного типа, однако в качестве посылки и заключения в правиле используются лингвистические переменные, что позволяет избежать ограничений, присущих классическим продукционным правилам.

Целевая установка процесса управления связывается с выходной переменной нечеткой системы управления, но результат нечеткого логического вывода является нечетким, а физическое исполнительное устройство не способно воспринять такую команду. Необходимы специальные математические методы, позволяющие переходить от нечетких значений величин к вполне определенным. В целом весь процесс нечеткого управления можно разбить на несколько шагов: *фаззификация, разработка нечетких правил и дефаззификация*.

Точные значения входных переменных преобразуются в значения лингвистических переменных посредством применения положений теории нечетких множеств, а именно - при помощи определенных функций принадлежности, этот процесс называется фаззификацией (переход к нечеткости).

В нечеткой логике значения любой величины представляются не числами, а словами естественного языка и называются ТЕРМАМИ. Так, значением лингвистической переменной СКОРОСТЬ являются термы БЫСТРО, МЕДЛЕННО, СРЕДНЕ. Конечно, для реализации лингвистической переменной необходимо определить точные физические значения ее термов. Согласно положениям теории нечетких множеств, каждому значению скорости из диапазона может быть поставлено в соответствие некоторое число, от нуля до единицы, которое определяет СТЕПЕНЬ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ данного физического значения скорости к тому или иному терму лингвистической переменной СКОРОСТЬ. Конкретное определение степени принадлежности возможно только при работе с экспертами. В определении числа термов необходимо руководствоваться следующими правилами: исходить из стоящей задачи и необходимой точности описания, для большинства приложений вполне достаточно трех термов в переменной; составляемые нечеткие правила функционирования системы должны быть понятны, в противном случае, если не хватает

словарного запаса в термах, следует увеличить их число.

Принадлежность каждого точного значения к одному из термов лингвистической переменной определяется посредством *функции принадлежности*. Ее вид может быть абсолютно произвольным. Стандартные функции принадлежности легко применимы к решению большинства задач. Однако если предстоит решать специфическую задачу, можно выбрать и более подходящую форму функции принадлежности, при этом можно добиться лучших результатов работы системы, чем при использовании функций стандартного вида.

Алгоритм этапа фаззификации можно представить в четырех шагах.

Шаг 1. Для каждого терма взятой лингвистической переменной найти числовое значение или диапазон значений, наилучшим образом характеризующих данный терм. Так как это значение или значения являются «прототипом» нашего терма, то для них выбирается единичное значение функции принадлежности.

Шаг 2. После определения значений с единичной принадлежностью необходимо определить значение параметра с принадлежностью «0» к данному терму. Это значение может быть выбрано как значение с принадлежностью «1» к другому терму из числа определенных ранее.

Шаг 3. После определения экстремальных значений нужно определить промежуточные значения. Для них выбираются П- или Л-функции из числа стандартных функций принадлежности.

Шаг 4. Для значений, соответствующих экстремальным значениям параметра, выбираются S- или Z-функции принадлежности.

На следующем этапе определяются продукционные правила, связывающие лингвистические переменные. Совокупность таких правил описывает стратегию управления, применяемую в данной задаче.

Большинство нечетких систем используют продукционные правила для описания зависимостей между лингвистическими переменными. Типичное продукционное правило состоит из *антецедента (часть ЕСЛИ ...)* и *консеквента (часть ТО ...)*. Антецедент может содержать более одной посылки. В этом случае они объединяются посредством логических связок И или ИЛИ.

Процесс вычисления нечеткого правила называется нечетким логическим выводом и подразделяется на два этапа: *обобщение* и *заключение*.

На первом шаге логического вывода необходимо определить степень принадлежности всего antecedента правила. Для этого в нечеткой логике существуют два оператора: MIN (...) и MAX (...). Первый вычисляет минимальное значение степени принадлежности, а второй - максимальное значение. Когда применять тот или иной оператор, зависит от того, какой связкой соединены посылки в правиле. Если использована связка И, применяется оператор MIN (...). Если же посылки объединены связкой ИЛИ, необходимо применить оператор MAX (...). Ну а если в правиле всего одна посылка, операторы вовсе не нужны. Операция, описанная выше, отрабатывается для каждого правила в базе нечетких правил.

Следующим шагом является собственно *вывод или заключение*. Подобным же образом посредством операторов MIN/MAX вычисляется значение консеквента. Исходными данными служат вычисленные на предыдущем шаге значения степеней принадлежности antecedентов правил.

После выполнения всех шагов нечеткого вывода находят нечеткое значение управляющей переменной. Чтобы исполнительное устройство смогло отработать полученную команду, необходим этап управления, на котором избавляются от нечеткости и который называется **дефаззификацией**. На этом этапе осуществляется переход от нечетких значений величин к определенным физическим параметрам, которые могут служить командами исполнительному устройству.

Результат нечеткого вывода, конечно же, будет нечетким. Команда для электродвигателя будет представлена термом МАЛОЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ (изменение напряжения).

Для устранения нечеткости окончательного результата существует несколько методов (рис. 8.9):

- наименьший максимум (smallest of max, som);
- средний максимум (mean of max, mom);
- наибольший максимум (largest of max, lom);

- центроидный метод - как центр тяжести для кривой $\mu_{\Sigma}(z)$ (centroid);
- бисекторный (bisector of area).

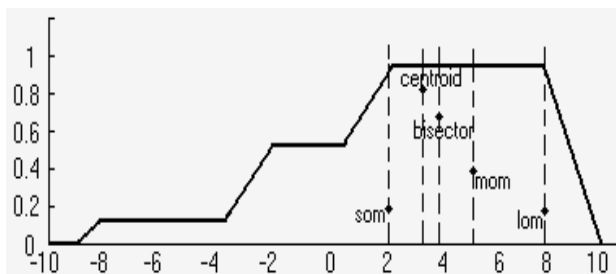


Рис. 8.9. Методы приведения к четкости

Применение традиционной нечеткой логики в современных системах крайне ограничено следующими факторами:

- как правило, сложная система управления имеет большее количество входов, чем самое заурядное нечеткое приложение;
- добавление входных переменных увеличивает сложность вычислений экспоненциально;
- как следствие предыдущего пункта, увеличивается база правил, что приводит к трудному ее восприятию, поскольку база правил набирается вручную;
- операции в реальном масштабе требуют специальных микроконтроллеров.

Области применения нечеткой логики

Современный уровень развития промышленности требует комплексного подхода при разработке систем автоматического регулирования техническими объектами. Это обусловлено необходимостью повышения качества управления при минимальных затратах на создание и эксплуатацию систем, а также усложнением структуры объекта управления, функций, выполняемых им, и, как следствие, увеличением факторов неопределенности, ко-

которые необходимо учитывать для управления объектом.

Для описания неопределенностей в задачах автоматического управления используются три метода:

- вероятностный (стохастический);
- использование нечеткой логики (fuzzy logic);
- хаотические системы.

В последнее время нечеткая технология завоевывает все больше сторонников среди разработчиков систем управления. Взяв старт в 1965 году из работ профессора Лотфи Заде, за прошедшее время нечеткая логика прошла путь от почти антинаучной теории, практически отвергнутой в Европе и США, до банальной ситуации конца девяностых годов, когда в Японии в широком ассортименте появились «нечеткие» бритвы, пылесосы, фотокамеры. В Японии функционирует специально созданная лаборатория Laboratory for International Fuzzy Engineering Research (LIFE). Программой этой организации является создание более близких человеку вычислительных устройств. LIFE объединяет 48 компаний, в числе которых находятся: Hitachi, Mitsubishi, NEC, Sharp, Sony, Honda, Mazda, Toyota. Из зарубежных (не японских) участников LIFE можно выделить: IBM, Fuji, Xerox. Диапазон применения нечеткой логики очень широк - от бытовых приборов до управления сложными промышленными процессами. Многие современные задачи управления просто не могут быть решены классическими методами из-за очень большой сложности математических моделей, их описывающих. Вместе с тем, чтобы использовать теорию нечеткости на цифровых компьютерах, необходимы математические преобразования, позволяющие перейти от лингвистических переменных к их числовым аналогам в ЭВМ.

На рис. 8.10 показаны области наиболее эффективного применения современных технологий управления. Как видно, классические методы управления хорошо работают при полностью детерминированном объекте управления и детерминированной среде, а для систем с неполной информацией и высокой сложностью объекта управления оптимальными являются нечеткие методы управления.



Рис. 8.10. Области применения технологий управления

Очевидной областью внедрения алгоритмов нечеткой логики являются всевозможные экспертные системы, в том числе:

- нелинейный контроль за процессами (производство);
- самообучающиеся системы (или классификаторы), исследование рискованных и критических ситуаций;
- распознавание образов;
- финансовый анализ (рынки ценных бумаг);
- исследование данных (корпоративные хранилища);
- совершенствование стратегий управления и координации действий, например, сложное промышленное производство.

Мощь и интуитивная простота нечеткой логики как методологии разрешения проблем гарантирует ее успешное использование во встроенных системах контроля и анализа информации. В отличие от традиционной математики, требующей на каждом шаге моделирования точных и однозначных формулировок закономерностей, нечеткая логика предлагает совершенно иной уровень мышления, благодаря которому творческий процесс моделирования происходит на наивысшем уровне абстракции, при котором постулируется лишь минимальный набор закономерностей.

Нечеткие числа, получаемые в результате «не вполне точных измерений», во многом аналогичны распределениям теории вероятностей, но в пределе, при возрастании точности, нечеткая логика приходит к стандартной, булевой. По сравнению с вероятностным методом, нечеткий метод позволяет резко сократить объем производимых вычислений, что, в свою очередь, приводит к увеличению быстродействия нечетких систем.

Примеры того, как нечеткая логика применилась в действительности:

- Упрощенное управление роботами (Hirota, Fuji Electric, Toshiba, Omron);

- Эффективный и устойчивый контроль над автомобильными двигателями, автоматическими коробками передач и тормозными системами (Nissan);

- Улучшенная эффективность и оптимизированная функциональность производственных прикладных программ управления (Aptronix, Omron, Meiden, Sharp, Micom, Mitsubishi, Nisshin-Denki, Oku-Electronics);

- Система предсказания для раннего распознавания землетрясений (Inst. of Seismology Bureau of Metrology, Japan);

- Медицина: диагноз рака (Kawasaki Medical School);

- Сочетание нечеткой логики и нейронных сетей (Matsushita);

- Распознавание рукописного текста при помощи карманного компьютера (Sony);

- Распознавание образов с изображений видеокамеры (Canon, Minolta);

- Помощь при полете для вертолетов (Sugeno);

- Управление скоростной сборкой машин и температурой при плавке стали (Kawasaki Steel, New-Nippon Steel, NKK);

- Управление системой метрополитена, чтобы улучшить комфорт при запуске, точность останова и экономию электроэнергии (Hitachi);

- Улучшенное потребление топлива для автомобилей (NOK, Nippon Denki Tools);

- Улучшенная безопасность для ядерных реакторов (Hitachi, Bernard, Nuclear Fuel div.).

8.4. Разработка нечеткого логического регулятора

Применение управляющих алгоритмов на базе нечеткой логики при разработке нечетких систем базируется на использовании в структуре привода нечеткого регулятора, способного придать системе свойство невосприимчивости к стохастическим ограниченными изменениям параметров самой системы и внешних возмущений в отличие от систем с классическими законами управления, которые не дают ожидаемого результата при изменяющихся во времени параметрах системы, а также при наличии в ее структуре неучтенных нелинейностей.

Для простейших нечетких алгоритмов рассматриваются функции входа и выхода и не используются функции переходов и операций. Этот тип алгоритмов получил широкое распространение при формализации опыта человека-оператора, управляющего технологическим процессом. Такие алгоритмы называются нечеткими логическими регуляторами.

Структура нечеткого логического регулятора, в котором используются эвристические правила принятия решений, показана на рис. 8.11.

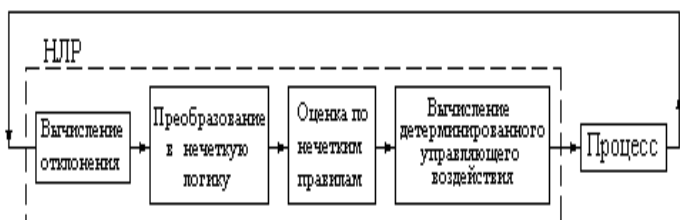


Рис. 8.11. Структура нечеткого логического регулятора

Определение управляющих воздействий состоит из четырех основных этапов:

- а) получение отклонения;
- б) преобразование значения отклонения к нечеткому виду, такому как «большой», «средний»;
- в) оценка входного значения по заранее сформулирован-

ным правилам принятия решения посредством композиционного правила вывода;

г) вычисление детерминированного выхода, необходимого для регулирования процесса.

Нечеткие логические управляющие устройства характеризуются множеством входных и выходных переменных, определяющих структуру регулятора; множеством лингвистических правил (схемы нечетких рассуждений); нечетким языком. В качестве входных параметров могут быть значения ошибки, интеграл ошибки, значение контролируемых параметров и т.д. В качестве выходной переменной выбирается входное управляющее воздействие управляемой системы.

Для обеспечения необходимого качества переходных процессов в электроприводе нередко принимают структура системы с двумя входными координатами (рис. 8.12), которыми являются ошибка по скорости и ускорение. Выходной координатой разрабатываемой системы является приращение напряжения управления преобразователем $dU_{упр}$ относительно предыдущего значения.

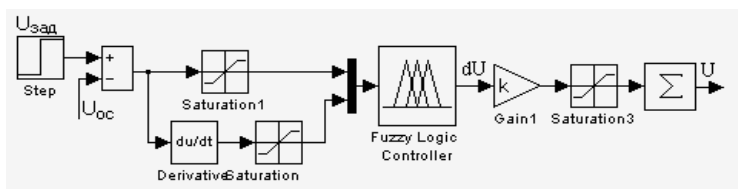


Рис.8.12. Структура регулятора на основе нечетной логики

Синтез нечетких регуляторов ведется с помощью пакета Fuzzy Logic Toolbox version 2.1 среды Matlab 6.5.

На выходе нечеткого регулятора формируется величина управляющего воздействия. Выход dU используется для вывода величины приращения управляющего воздействия на текущем пересчете блока.

Значение выхода формируется по следующему алгоритму:

$$U = U_1 + k \cdot dU, \quad (8.6)$$

где U – управляющее воздействие, B ;
 U_1 – управляющее воздействие на предыдущем такте, B ;
 k – коэффициент усиления приращения управляющего воздействия;
 dU – приращение управляющего воздействия, B .

Блок Saturation3 предназначен для ограничения величины приращения управляющего воздействия, то есть ограничивает скорость возрастания управляющего напряжения на тиристорном преобразователе.

Блок Fuzzy Logic Controller (регулятор на основе нечеткой логики) в пакете Simulink имеет один параметр, в котором указывается имя нечеткой системы. Сам регулятор нечеткой логики создается в редакторе нечеткой системы вывода (FIS Editor).

Командой (функцией) Fuzzy из режима командной строки запускается основная интерфейсная программа пакета Fuzzy Logic – редактор нечеткой системы вывода. Вид открывающегося при этом окна приведен на рис. 8.13.

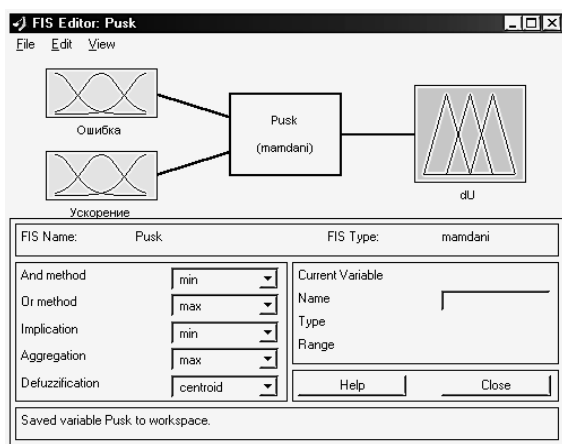


Рис. 8.13. Вид окна FIS-редактора после задания структуры системы

В блоках «Ошибка», «Ускорение» и «dU» задаются форма,

число и расположение функций принадлежности.

В блоке «Pusk» составляются правила. Ввод правил происходит следующим образом: выбирается функция принадлежности в столбце «Ошибка» или значение None (Нет); выбирается функция принадлежности в столбце «Ускорение» или значение None (Нет); выбирается функция принадлежности в столбце dU; записываем правило нажатием кнопки Add rule (рис.8.14). В качестве "связки" правил можно использовать логическое OR (ИЛИ) и AND (И). Параметр Weight (Вес), который отображается в скобках после каждого правила, определяет значимость правила. Диапазон изменения от 0 до 1.

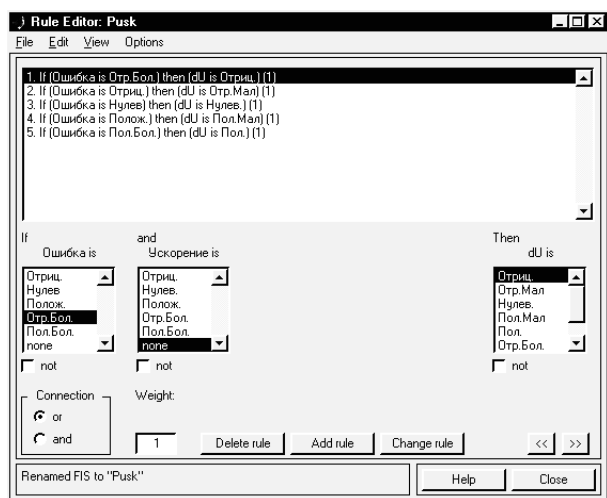


Рис. 8.14 – Окно редактора правил

При двойном щелчке на блоке «Ошибка» откроется окно редактора функций принадлежности (рис.8.15)

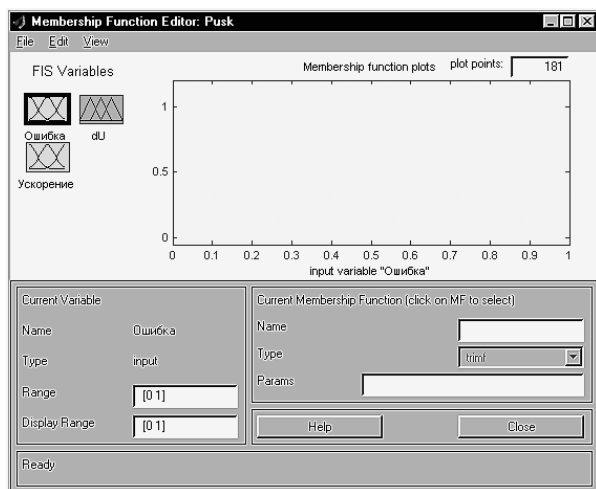


Рис. 8.15. Окно редактора функций принадлежности

Для задания функций принадлежности используются типовые формы приведенных ниже функций ():

- треугольная (trimf);
- трапецеидальная (trapmf);
- гауссова (gaussmf);
- двойная гауссова (gauss2mf);
- обобщенная колоколообразная (gbellmf);
- сигмоидальная (sigmf);
- двойная сигмоидальная (dsigmf);
- произведение двух сигмоидальных функций (psigmf);
- Z – функция;
- S – функция;
- Pi – функция.

Конкретный вид данных функций определяется значениями параметров, входящих в их аналитические представления, например,

$$\text{trimf}(x, a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right); \quad (8.7)$$

$$\text{trapmf}(x, a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{c-d}\right), 0\right); \quad (8.8)$$

$$\text{gaussmf}(x, \sigma, c) = e^{-\frac{(x-c)^2}{\sigma}}; \quad (8.9)$$

$$\text{sigmf}(x, a, c) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))}. \quad (8.10)$$

и т.д.

Указанные функции принадлежности приведены на рис.8. 16.

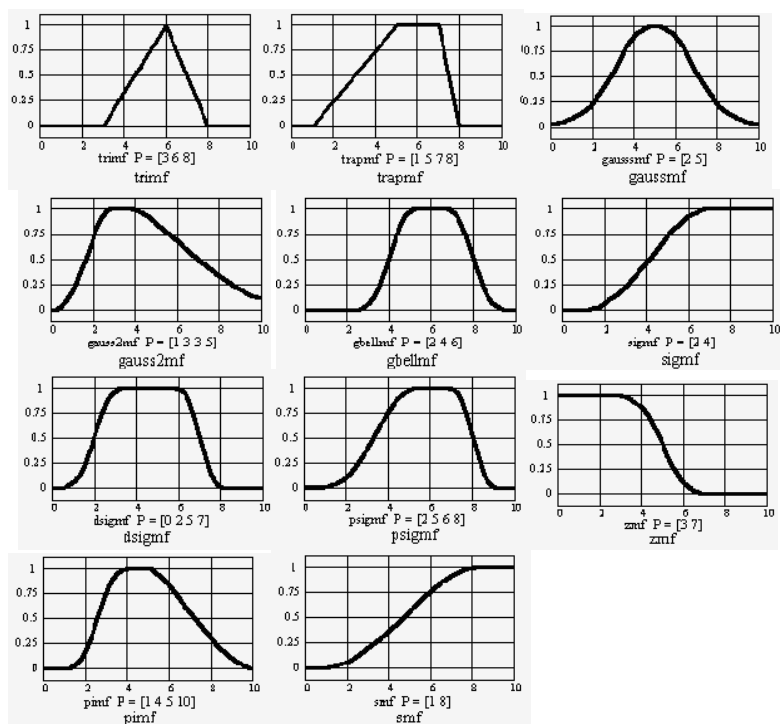


Рис. 8.16. Типовые функции принадлежности нечетких множеств

Если по каким-либо причинам вас не устраивает ни одна из встроенных функций принадлежности, можно создать и использовать собственную подходящую функцию.

В окне редактора функций принадлежности, используя поле Range (Диапазон), устанавливается диапазон изменения «Ошибки».

Далее в меню Edit указанного редактора можно выбрать две команды: Add MFs (добавить функции принадлежности) и Add custom MFs (добавить одну выборочную функцию принадлежности).

При выборе Add MFs появится диалоговое окно (рис. 8.17), позволяющее выбрать тип (MF type) и количество (Number of MFs) функций принадлежности.

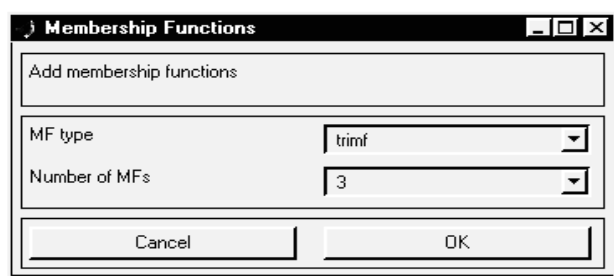


Рис.8.17. Диалоговое окно задания типа и количества функций принадлежности

Выбранные функции принадлежности отображаются в окне редактора функций принадлежности (рис. 8.15). С помощью указателя мыши можно выбрать одну из функций принадлежности, после чего с помощью мыши ее можно подвинуть в нужную сторону, изменить вершину, а также увеличить основание треугольника. Более точную установку можно провести, изменяя числовые значения в поле Params (Параметры). В поле Name задается имя кривой (ввод каждого имени завершается нажатием клавиши Enter). Для конструирования правил необходимо дважды щелкнуть на среднем (белом) блоке, при этом раскроется окно редактора правил (Rule Editor), показанное на рис. 8.18.

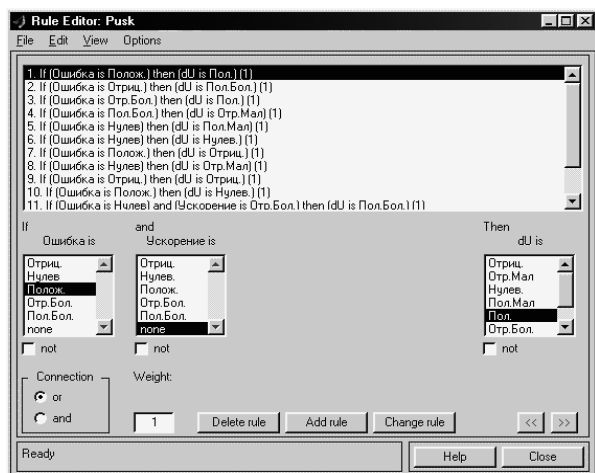


Рис. 8.18. Окно редактора правил

Ввод правил происходит следующим образом:

- выбирается функция принадлежности в столбце «Ошибка» или значение None (Нет);
- выбирается функция принадлежности в столбце «Ускорение» или значение None (Нет);
- выбирается функция принадлежности в столбце dU;
- записываем правило нажатием кнопки Add rule.

При удалении правила необходимо выделить его, щелкнув на нем один раз левой кнопкой мыши, и нажать кнопку Delete rule (Удалить правило). Для изменения правила необходимо выделить его, изменить функцию принадлежности в одном из столбцов и нажать на клавишу Change rule (Изменить правило). В качестве «связки» правил можно использовать логическое OR (ИЛИ) и AND (И). Параметр Weight (Вес), который отображается в скобках после каждого правила, определяет значимость правила. Диапазон изменения от 0 до 1. После составления правил откроем через пункт меню View > View rules окно просмотра правил (рис. 8.19). В данном окне можно задать любые значения ошибки и ускорения, просмотреть значение выходной переменной и какие правила задействованы при этом.

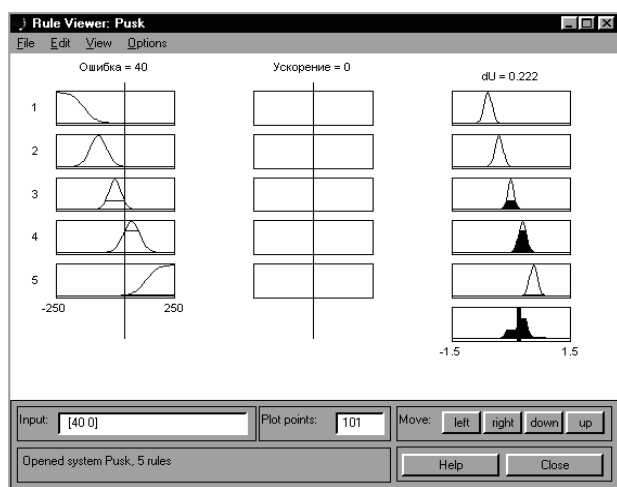


Рис. 8.19. Окно просмотра правил

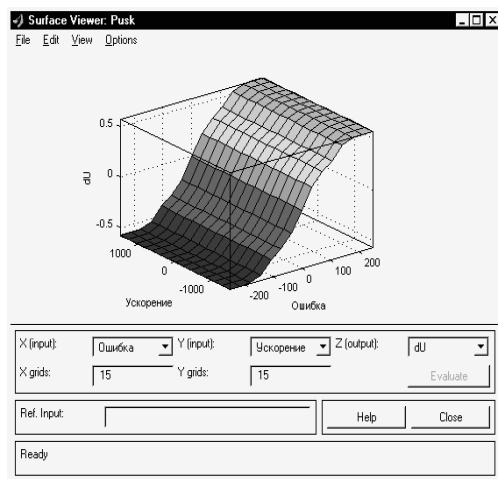


Рис. 8.20. Графический вид зависимости выходной переменной от двух входных

С помощью команды меню View > View surface перейдем к окну просмотра поверхности отклика (выхода). Это окно дает возможность просмотра зависимостей выходной переменной как от одной входной переменной, так и от двух переменных (рис. 8.20, 8.21).

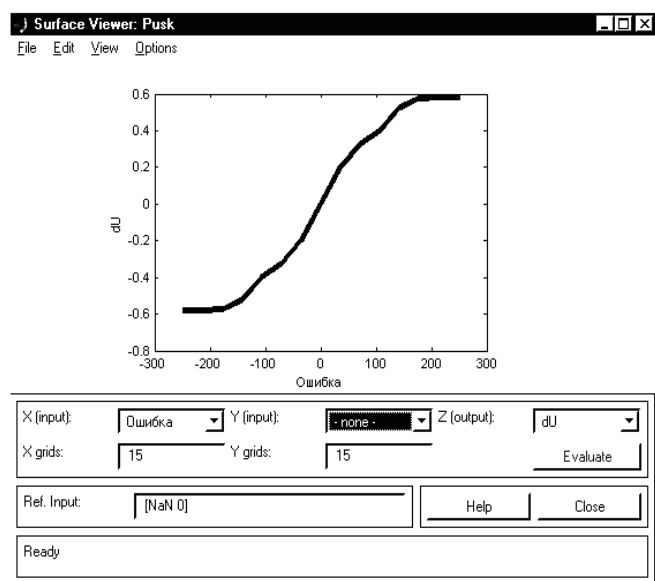


Рис.8.21. Одномерная зависимость выходной переменной от входной

В заключении отметим, что с помощью вышеуказанных программ-редакторов на любом этапе проектирования нечеткой модели в нее можно внести необходимые коррективы.

Пример 8.2. Составление базы правил нечеткого логического регулятора

Определить зависимость показателей переходных процессов на примере двухмассовой механической части электропривода от параметров настройки нечеткого регулятора в

одноконтурной системе управления, где большую роль играет значение и характер статического момента, зависящего от объекта управления. При рабочей подаче металлорежущего станка в процессе резания усилие подачи определяется усилием резания и трения.

Изменение статического момента за цикл одного черного прохода составляет:

$M_{ст.1} = 4,877 \text{ Н} \cdot \text{м}$ – статический момент на холостом ходу;

$M_{ст.2} = 29,47 \text{ Н} \cdot \text{м}$ – статический момент при черновой обработке.

Для модели электропривода с двухмассовой механической частью при составлении правил необходимо рассмотреть поведение системы при различных режимах:

- при пуске двигателя,
- при изменении статического момента,
- при изменении задающего напряжения,
- при торможении в режиме обратного хода.

Приступим к составлению правил и одновременно при добавлении нового правила будем наблюдать, как реагирует на определенное правило система управления стабилизацией скорости двигателя. При начальном составлении правил за основу возьмем режим пуска двигателя, но при добавлении каждого нового правила необходимо будет учесть и остальные режимы.

При пуске двигателя (скачке $\omega_{зад} = 104,72 \text{ с}^{-1}$) в начальный момент ошибка по скорости, поступающая в регулятор, будет положительной и равной 104,72. Для того чтобы увеличилась скорость, необходимо увеличить напряжение на выходе преобразователя, то есть необходимо при положительной ошибке по скорости значение на выходе нечеткого регулятора было положительным. При приближении скорости к заданной, когда ошибка по скорости приближается к нулю, значение на выходе регулятора должно уменьшаться. При нулевой ошибке по скорости приращение управляющего напряжения равно нулю.

Отрицательная ошибка по скорости может возникнуть в двух случаях: при скорости на выходе большей, чем заданная, то есть при перерегулировании, и при изменении задания в сторону уменьшения. В обоих случаях необходимо уменьшить значение

напряжения управления преобразователя, то есть приращение управляющего напряжения должно быть отрицательным.

В режиме обратного хода для обеспечения реверса при отводе инструмента в исходное положение необходимо подать на преобразователь отрицательное управляющее напряжение.

Таким образом, используя одну входную координату, ошибку по скорости, составим начальную базу правил нечеткого регулятора при пуске электропривода:

- 1) если ошибка Пол.Бол., то dU Полож. (1);
- 2) если ошибка Полож., то dU Пол.Мал. (1);
- 3) если ошибка Нулев., то dU Нулев. (1);
- 4) если ошибка Отриц., то dU Отр.Мал. (1);
- 5) если ошибка Отр.Бол., то dU Отриц. (1).

График переходного процесса изображен на рис. 8.22.

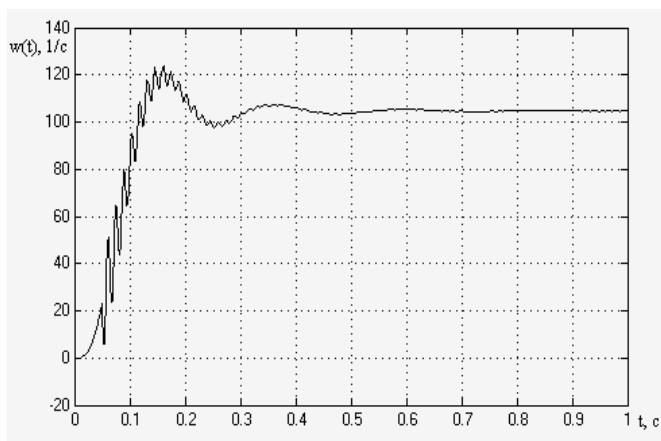


Рис. 8.22. Переходный процесс скорости второй массы

Из графика переходного процесса (рис. 8.22) видно, что в системе наблюдается значительное перерегулирование =19,5% (вместо 4,3%), $t_{\text{ин}}=0,5$ с. Необходима оптимизация переходного процесса. Изменение ошибки по скорости, ускорения и значения на выходе нечеткого регулятора приведены на рис. 8.23.



Рис. 8.23, а. График изменения ошибки по скорости

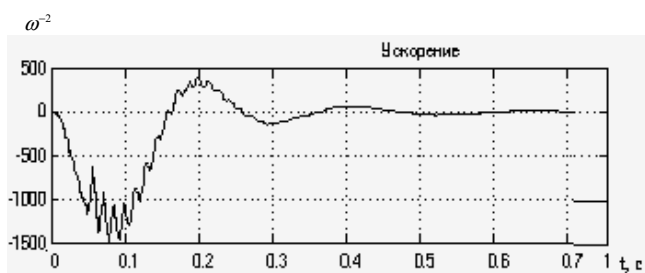


Рис. 8.23, б. График изменения ускорения



Рис. 8.23, в. График изменения значения сигнала на выходе нечеткого регулятора

Оптимизация переходного процесса

С целью составления дополнительных правил для получения оптимальных динамических характеристик электропривода с двухмассовой механической частью воспользуемся дробно-факторным экспериментом.

Для определения оптимального переходного процесса по времени применим метод движения по градиенту.

Для трех факторов полная матрица планирования включает $N = 2^3 = 8$ опытов. Полная матрица имеет вид, изображенный в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Номер опыта	Матрица								Параметр оптимизации
	X_0	X_1	X_2	X_3	X_1X_2	X_2X_3	X_1X_3	$X_1X_2X_3$	
1	+	-	-	-	+	+	+	-	y_1
2	+	+	-	-	-	+	-	+	y_2
3	+	-	+	-	-	-	+	+	y_3
4	+	+	+	-	+	-	-	-	y_4
5	+	-	-	+	+	-	-	+	y_5
6	+	+	-	+	-	-	+	-	y_6
7	+	-	+	+	-	+	-	-	y_7
8	+	+	+	+	+	+	+	+	y_8

Уравнение регрессии имеет вид

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3 + b_{12}x_1x_2 + b_{23}x_2x_3 + b_{13}x_1x_3 + b_{123}x_1x_2x_3 \quad (8.11)$$

Для проведения факторного планирования необходимо выбрать основной уровень и интервал варьирования. В качестве основного уровня величины выходного сигнала примем значения сигнала на выходе fuzzy – регулятора для составленных пяти правил. Численное значение выходной величины в зависимости от значения ошибки определим с помощью окна просмотра правил. Величину интервала варьирования примем 15-35% от основного уровня.

В качестве переменных факторов примем значения выходной величины регулятора при различных значениях ошибки по скорости. Будем использовать 4 фактора (рис. 8.24-8.27):

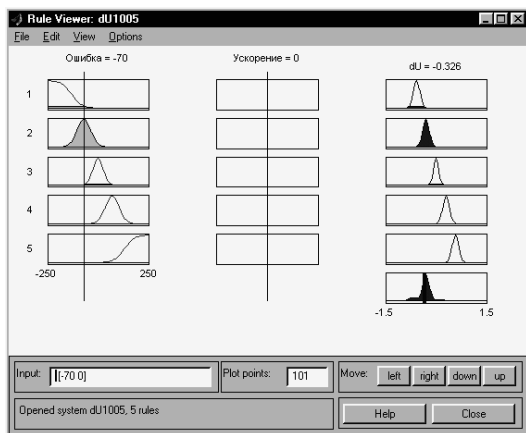


Рис. 8.24. Величина dU при отрицательной ошибке по скорости ($\Delta\omega = -70 \text{ c}^{-1}$)

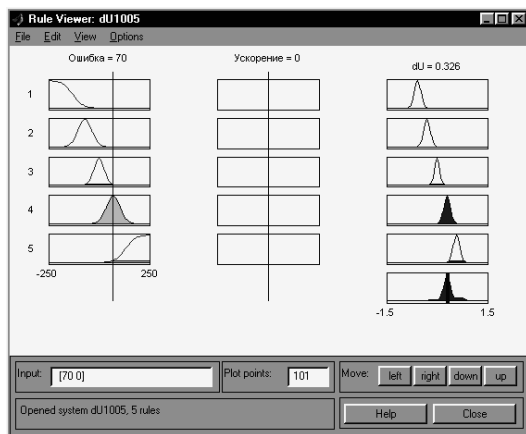


Рис. 8.25. Величина dU при положительной ошибке по скорости ($\Delta\omega = +70 \text{ c}^{-1}$)

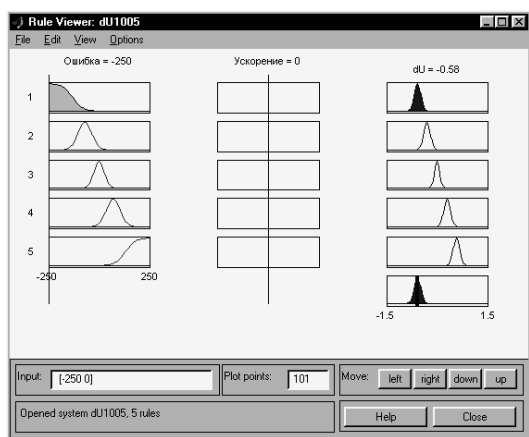


Рис. 8.26. Величина dU при большой отрицательной ошибке по скорости ($\Delta\omega = -250 \text{ c}^{-1}$)

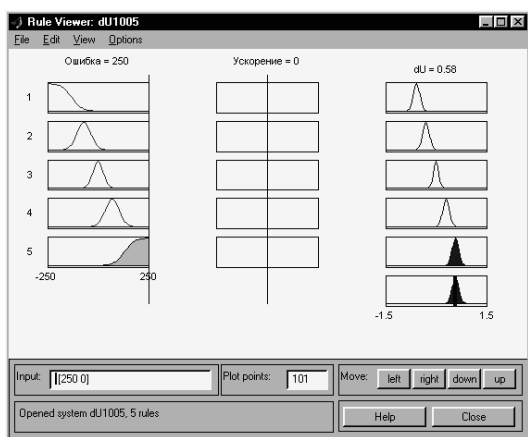


Рис. 8.27. Величина dU при большой положительной ошибке по скорости ($\Delta\omega = +250 \text{ c}^{-1}$)

x_1 – значение выходной величины dU при отрицательной ошибке по скорости равной $\Delta\omega = -70 \text{ c}^{-1}$;

x_2 – значение выходной величины dU при положительной ошибке по скорости равной $\Delta\omega = 70 \text{ с}^{-1}$;

x_3 – значение выходной величины dU при большой отрицательной ошибке по скорости равной $\Delta\omega = -250 \text{ с}^{-1}$;

x_4 – значение выходной величины dU при большой положительной ошибке по скорости равной $\Delta\omega = 250 \text{ с}^{-1}$.

Аналогично меняются значения выходной величины и при других ошибках. Величина весового коэффициента выбирается экспериментально.

В качестве параметра оптимизации возьмем время переходного процесса t_n .

Матрица планирования приведена в табл. 8.2.

Таблица 8.2

	Фактор				Результат $t_n, \text{с}$
	Отр.	Пол.	Отр.Бол	Пол.Бол	
Основной уровень	-0,326	0,326	-0,58	0,58	0,435
Интервал варьиров.	0,050	0,050	0,10	0,10	
Верхний уровень (+)	-0,276	0,376	-0,48	0,68	
Нижний уровень (-)	-0,376	0,276	-0,68	0,48	
№ опыта:					
1	-	-	-	+	0,410
2	+	-	-	+	0,415
3	-	+	-	-	0,645
4	+	+	-	-	0,515
5	-	-	+	-	0,465
6	+	-	+	-	0,395
7	-	+	+	+	0,650
8	+	+	+	+	0,485

Рассчитаем коэффициенты регрессии b_j по формуле, в основу которой положен метод наименьших квадратов:

$$b_j = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{ij} y_i, \quad (8.12)$$

где b_j – коэффициент регрессии j -й колонки матрицы;

i – номер опыта;

j – номер колонки;

N – количество опытов в матрице;

y_i – значение параметра оптимизации в i -м опыте;

x_j – условная безразмерная переменная j -й колонки i -го опыта.

Таким образом, коэффициент регрессии равен алгебраической сумме результатов (параметров оптимизации), деленной на число опытов. Знак параметра оптимизации берется по знаку переменной в этом опыте.

Свободный член b_0 определяется как среднее арифметическое из всех параметров оптимизации для всех опытов:

$$b_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i. \quad (8.13)$$

Определим коэффициенты регрессии:

$$b_0 = \frac{1}{8} (0,410 + 0,415 + 0,645 + 0,515 + 0,465 + 0,395 + 0,650 + 0,485) = 0,4975$$

$$b_1 = \frac{1}{8} (-0,410 + 0,415 - 0,645 + 0,515 - 0,465 + 0,395 - 0,650 + 0,485) = -0,045;$$

$$b_2 = \frac{1}{8} (-0,410 - 0,415 + 0,645 + 0,515 - 0,465 - 0,395 + 0,650 + 0,485) = 0,076;$$

$$b_3 = \frac{1}{8} (-0,410 - 0,415 - 0,645 - 0,515 + 0,465 + 0,395 + 0,650 + 0,485) = 0,0012;$$

$$b_4 = \frac{1}{8} (0,410 + 0,415 - 0,645 - 0,515 - 0,465 - 0,395 + 0,650 + 0,485) = -0,0075.$$

Получили уравнение регрессии

$$y = 0,4975 - 0,045x_1 + 0,076x_2 + 0,0012x_3 - 0,0075x_4. \quad (8.14)$$

Для каждой колонки рассчитываем произведение интервала варьирования λ_j и коэффициента регрессии b_j , $[\lambda_j \cdot b_j]$.

Отрицательная ошибка

$$|\lambda_1 \cdot b_1| = |0,05 \cdot (-0,045)| = 0,00225.$$

Положительная ошибка

$$|\lambda_2 \cdot b_2| = |0,05 \cdot 0,076| = 0,0038.$$

Большая отрицательная ошибка

$$|\lambda_3 \cdot b_3| = |0,1 \cdot (-0,0012)| = 0,00012.$$

Большая положительная ошибка

$$|\lambda_4 \cdot b_4| = |0,1 \cdot 0,0075| = 0,00075.$$

Максимальное произведение принимается за базовое. За базовую переменную принимаем X_2 (положительная ошибка). Принимаем новый шаг варьирования для базовой переменной, который должен быть на 30-50% меньше основного шага.

$$\lambda_{2\text{нов}}^{\text{баз}} = 0,5 \cdot 0,05 = 0,025. \quad (8.15)$$

Новый шаг варьирования для всех остальных параметров выбирается пропорционально шагу базовой переменной:

$$\Delta = \frac{\lambda_{j\text{нов}}^{\text{баз}}}{b_j^{\text{баз}} \cdot \lambda_j^{\text{баз}}}, \quad (8.16)$$

где $\lambda_{j\text{нов}}^{\text{баз}}$ – значение нового шага для базовой переменной;
 $b_j^{\text{баз}} \cdot \lambda_j^{\text{баз}}$ – произведение коэффициента регрессии на шаг варьирования для базовой переменной.

Определяем величину шага Δ базовой переменной по формуле

$$\Delta = \frac{\lambda_{2\text{нов}}^{\text{баз}}}{b_2^{\text{баз}} \cdot \lambda_2^{\text{баз}}} = \frac{0,025}{0,0038} = 6,579$$

Тогда новый шаг для j-параметра

$$\lambda_{j\text{нов}} = b_j \cdot \lambda_j \cdot \Delta; \quad (8.17)$$

$$\lambda_{1\text{нов}} = b_1 \cdot \lambda_1 \cdot \Delta = 0,00225 \cdot 6,579 = 0,015;$$

$$\lambda_{2\text{нов}} = b_2 \cdot \lambda_2 \cdot \Delta = 0,0038 \cdot 6,579 = 0,025;$$

$$\lambda_{3\text{нов}} = b_3 \cdot \lambda_3 \cdot \Delta = 0,00012 \cdot 6,579 = 0,001;$$

$$\lambda_{4\text{нов}} = b_4 \cdot \lambda_4 \cdot \Delta = 0,00075 \cdot 6,579 = 0,005.$$

Дальнейшее движение с новым шагом переменных должно начинаться из нулевой точки. Условия опытов при шаговом движении по градиенту линейного приближения приведены в табл. 8.3.

Таблица 8.3

	Фактор				Параметры оптимизации
	Отр.	Пол.	Отр.Бол	Пол.Бол	t_n, c
Знак коэффициента регрессии	+	-	+	-	
Основной уровень	-0,326	0,326	-0,580	0,580	0,435
Шаг варьирования, новый $\lambda_{j\text{нов}}$	0,015	0,025	0,001	0,005	
№ опыта					
9	-0,311	0,301	-0,579	0,575	0,43
10	-0,296	0,276	-0,578	0,570	0,426
11	-0,281	0,251	-0,577	0,565	0,405
12	-0,266	0,226	-0,576	0,560	0,394
13	-0,251	0,201	-0,575	0,555	0,385
14	-0,236	0,176	-0,574	0,550	0,362
15	-0,221	0,151	-0,573	0,545	0,348
16	-0,206	0,126	-0,572	0,540	0,340
17	-0,191	0,101	-0,571	0,535	0,335
18	-0,176	0,076	-0,570	0,530	0,440

Как говорилось выше, коэффициенты регрессии равны частным производным и для движения в направлении крутого

восхождения необходимо учитывать знак коэффициентов регрессии. Но так как мы ищем минимум функции (минимальное время переходного процесса), то знаки коэффициентов регрессии следует изменить на противоположные.

График переходного процесса для опыта № 17 изображен на рис. 8.28.

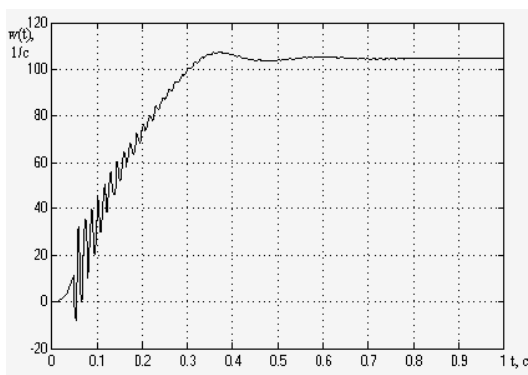


Рис. 8.28. Переходный процесс скорости второй массы для 9 правил

Для опыта № 17 было составлено 9 правил:

- 1) If (Ошибка is Пол.Бол.) then (dU is Полож.) (1);
- 2) If (Ошибка is Полож.) then (dU is Пол.Мал.) (1);
- 3) If (Ошибка is Нулев.) then (dU is Нулев.) (1);
- 4) If (Ошибка is Отриц.) then (dU is Отр.Мал.) (1);
- 5) If (Ошибка is Отр.Бол.) then (dU is Отриц.) (1);
- 6) If (Ошибка is Отр.Бол.) then (dU is Пол.Мал) (0.004);
- 7) If (Ошибка is Пол.Бол.) then (dU is Отр.Мал.) (0.022);
- 8) If (Ошибка is Отриц.) then (dU is Пол.Мал.) (0.175);
- 9) If (Ошибка is Полож.) then (dU is Отр.Мал.) (0.43).

Графики изменения ошибки по скорости, ускорения и значения сигнала на выходе нечеткого регулятора изображены на рис. 8.29.

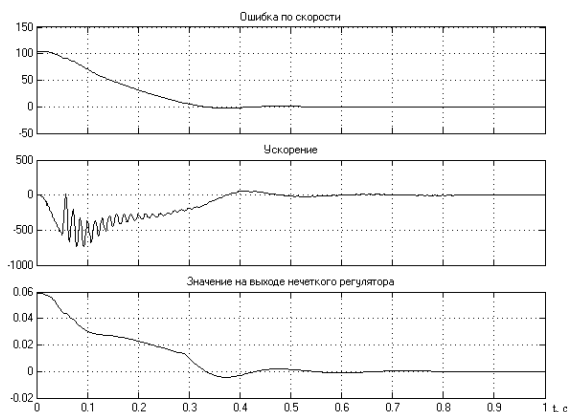


Рис. 8.29. Графики изменения параметров в системе с нечетким регулятором

Во избежание перерегулирования воспользуемся второй входной координатой нечеткого логического регулятора – ускорением. Проанализируем график переходного процесса (рис. 8.28) и графики на рис. 8.27. При приближении ошибки по скорости к нулю приращение управляющего напряжения на выходе нечеткого регулятора уменьшается, но этого оказалось недостаточным, чтобы избежать перерегулирования. Поэтому при отрицательном и положительном ускорении и нулевой ошибке необходимо уменьшить приращение управляющего напряжения. Добавим с этой целью ещё два правила:

10) If (Ошибка is Нулев.) and (Ускорение is Отриц.) then (dU is Отр.Мал.) (0.3);

11) If (Ошибка is Нулев.) and (Ускорение is Полож.) then (dU is Пол.Мал.) (0.3).

График переходного процесса для 11 правил изображен на рис. 8.30.

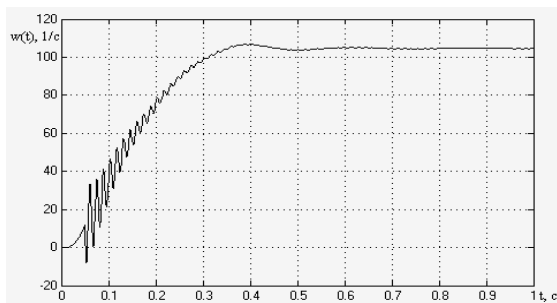


Рис. 8.30. Переходный процесс скорости второй массы для 11 правил

Рассмотрим режим снижения скорости за счет уменьшения задающего напряжения.

График переходного процесса при уменьшении напряжения задания на 50% изображен на рис. 8.31.

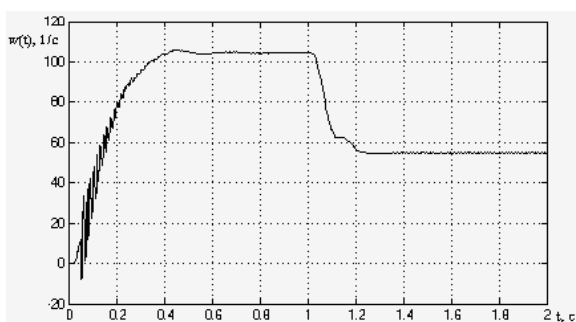


Рис. 8.31. Переходный процесс при уменьшении напряжения задания

Графики изменения ошибки по скорости, ускорения и значения сигнала на выходе нечеткого регулятора при уменьшении напряжения задания изображены на рис. 8.32.



Рис. 8.32, а. График изменения ошибки по скорости

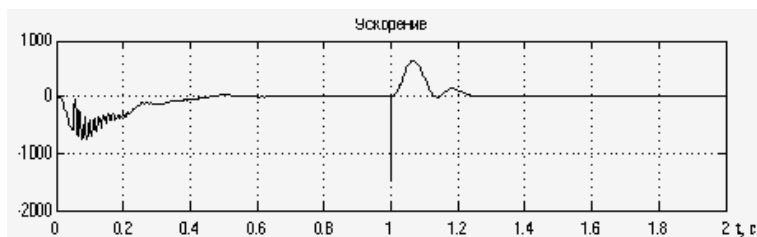


Рис. 8.32, б. График изменения ускорения



Рис. 8.32, в. График изменения значения сигнала на выходе нечеткого регулятора

Как видно из графиков переходных процессов, при снижении скорости перерегулирование не появляется, что говорит о хорошей настройке системы. При приближении ошибки по скорости к нулю необходимо плавно менять значение на выходе нечеткого регулятора.

Рассмотрим режим врезания инструмента в деталь, то есть увеличение статического момента на скорости $w=55$ 1/с. График переходного процесса изображен на рис. 8.33.

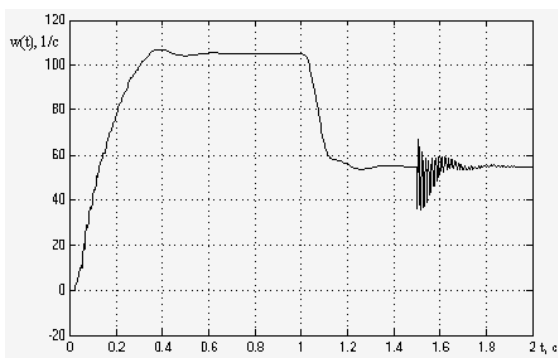


Рис. 8.33. Переходный процесс скорости второй массы в режиме врезания

Из графика переходного процесса видно, что увеличение статического момента ($t=1,5$ с) не приводит к снижению скорости привода. Это объясняется тем, что снижение скорости привода в начальный момент времени приводит к увеличению ошибки по скорости, а нечеткий логический регулятор в соответствии с заложенными правилами увеличивает управляющее напряжение на преобразователе, что и ведет к стабилизации скорости.

Из приведенных графиков переходных процессов следует, что в системе с двухмассовой механической частью, в перечне правил не учитывалось действие упругих колебаний. Поэтому необходимо при оптимизации переходных процессов демпфировать возникающие в механической части колебания. Для этого добавим новые правила, учитывающие действие упругих механических связей. Для предотвращения колебаний воспользуемся второй входной координатой нечеткого логического регулятора – ускорением. Добавим три новых правила, обеспечивающие реагирование системы на упругие колебания:

12) If (Ошибка is Полож.) and (Ускорение is Отриц.) then (dU is Отр.Мал.) (0,5);

13) If (Ошибка is Отриц.) and (Ускорение is Полож.) then (dU is Пол.Мал.) (0,5);

14) If (Ошибка is Нулев.) and (Ускорение is Нулев.) then (dU is Нулев.) (1).

Поверхность отклика системы нечеткого вывода на новую базу правил изображена на рис. 8.34, по этому трехмерному рисунку можно проследить зависимость выходной переменной от двух входных.

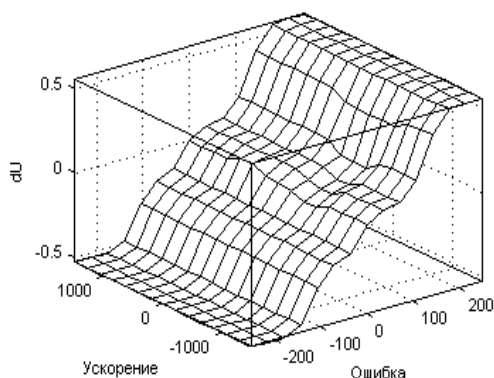


Рис. 8.34. Поверхность отклика системы нечеткого вывода на новую базу правил

График переходного процесса изображен на рис. 8.35.

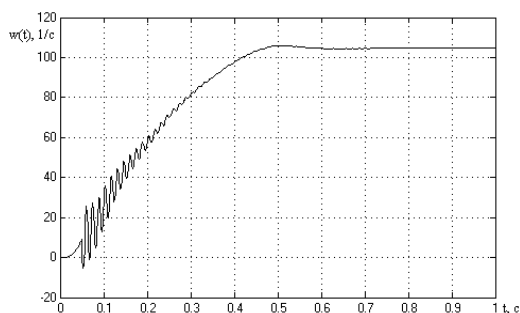


Рис. 8.35. Переходный процесс скорости второй массы для 14 правил

Из графиков переходных процессов при добавлении трех новых правил видно, что действие упругих колебаний, возникающих в механической части электропривода, частично компенсируется нечетким регулятором скорости. Возникающие колебания снижены по амплитуде более чем на 20%. При этом время переходного процесса увеличилось на 0,1 с. Опираясь на проведенное исследование можно заключить, что на разработку и отладку нечеткого регулятора влияют механические параметры системы и технологический процесс функционирования изделия в целом, что должно найти отражение в базе правил нечеткого регулятора скорости. Графики изменения ошибки по скорости, ускорения и значения сигнала на выходе нечеткого регулятора для 14 правил изображены на рис. 8.36.

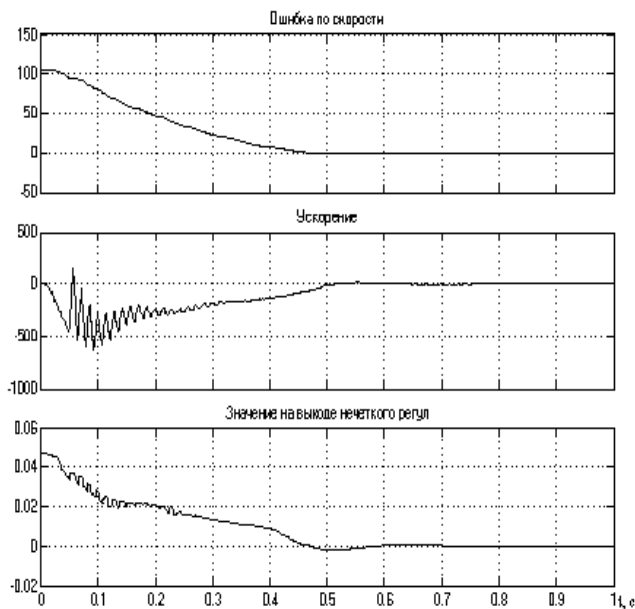


Рис. 8.36. Графики изменения ошибки по скорости, ускорения и значения сигнала на выходе нечеткого регулятора для 14 правил

В заключение следует заметить, что сравнительный анализ переходных процессов в классической и нечеткой системах управления показал:

- система стабилизации скорости на базе нечеткого регулятора (НР) при скачкообразном изменении сигнала задания обеспечивает время переходного процесса по скорости сопоставимое с аналогичным в классической системе. При этом имеет место полное отсутствие перерегулирования как при положительных, так и при отрицательных скачках напряжения задания;
- при скачкообразном изменении момента нагрузки на валу двигателя фаззи-система обеспечивает на 50-70% меньшие провалы в скорости по сравнению с классической системой регулирования.

8.5. Применение систем нечеткого управления в электроприводе

Появление систем управления на базе нечеткой логики явилось принципиально новым словом в области совершенствования цифровых систем управления, направленным на оптимизацию управляющих алгоритмов, а также общее упрощение процессов разработки и настройки систем. В настоящее время нечеткие регуляторы находят широкое применение в электроприводах, где в ряде случаев они способны обеспечить более высокие показатели качества переходных процессов по сравнению с классическими законами.

Анализ наиболее перспективных направлений развития нечетких технологий показывает, что применение данной концепции для решения задач в области автоматизированного ЭП целесообразно в следующих случаях:

1. при наличии объектов, сложно поддающихся описанию с использованием положений классической математической теории;
2. при наличии объектов, функции управления которыми ранее возлагались на человека-оператора;
3. в случаях, когда предполагается работа привода в условиях входной и выходной информации сложной структуры;
4. при реализации ЭП, работающих по принципам экс-

пертных систем, или в которых человек-оператор следит за процессом ввода-вывода информации;

5. при наличии систем, в работе которых есть определенный момент неопределенности или параметры которых в процессе функционирования подвергаются случайным и непредсказуемым изменениям.

По структурным решениям можно выделить следующие основные типы ЭП с нечеткими алгоритмами регулирования:

- системы непосредственного нечеткого регулирования;
- нечеткие системы с подчиненным принципом регулирования координат;
- системы нечеткой настройки параметров регуляторов;
- параллельные нечеткие системы;
- системы с настраиваемыми параметрами нечеткого регулятора.

Область применения систем с *непосредственным нечетким регулированием координат* (рис.8.37) ограничена решением задач управления невысокого порядка. Это связано с отсутствием в системах такой структуры средств контроля за промежуточными координатами объекта, которая не позволяет в полной мере учесть влияние возможных параметрических и внешних возмущений. Как следствие, принцип непосредственного нечеткого регулирования находит применение в системах, не предъявляющих высоких требований к качеству регулирования выходной координаты привода (подъемники, лебедки, транспортеры и т.п.).

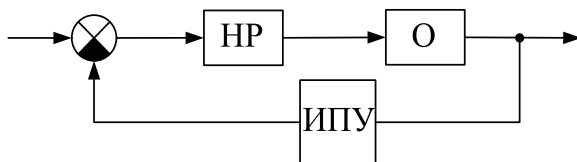


Рис. 8.37. Структура ЭП с нечетким регулятором

В ЭП, предъявляющих повышенные требования к качеству регулирования координат (высокоточные привода подач станков, системы с векторной структурой регулирования координат), применяются системы с подчиненным принципом регулирования координат.

нат) широкое распространение получили нечеткие системы с подчиненным принципом регулирования координат (рис. 8.38).

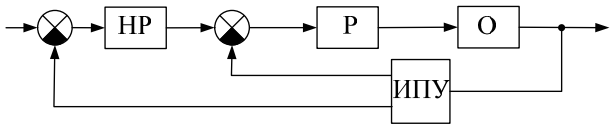


Рис. 8.38. Структура нечеткого регулятора с подчиненным управлением.

Структура с параллельным включением нечеткого регулятора с подчиненным регулятором представлены на рис. 8.39.

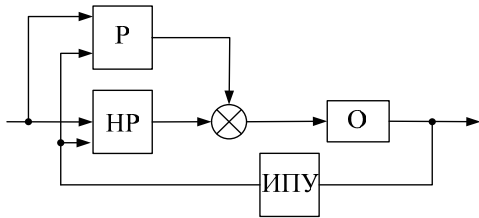


Рис.8.39. Структура с параллельным включением нечеткого регулятора с подчиненным регулятором

Система с нечеткой настройкой параметров регуляторов изображена на рис. 8.40.

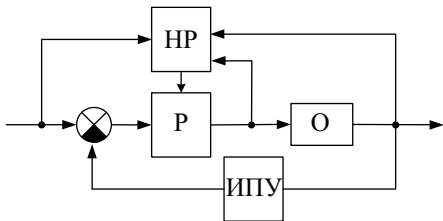


Рис. 8.40. Структура системы с нечеткой настройкой параметров регуляторов

На рисунках:

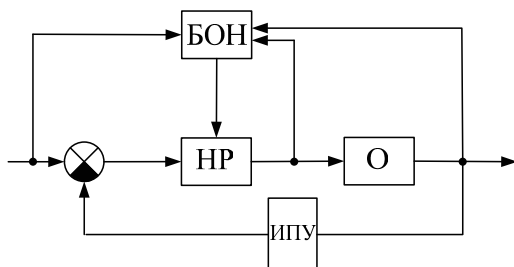
Р – классические ПИД-регуляторы;

НР – нечеткие регуляторы;

О – объект регулирования;

ИПУ – измерительно-преобразовательное устройство.

Наиболее сложными с технической точки зрения являются адаптивные системы с настраиваемыми параметрами нечеткого регулятора (рис. 8.41).



БОН – блок оперативной настройки.

Рис. 8.41. Структура нечеткого регулятора с блоком оперативной настройки

Как уже упоминалось, основой нечетких регуляторов является база знаний, определяющая совокупность сведений об объекте регулирования в наиболее характерных точках пространства координат системы. Учет на стадии разработки алгоритмов регулирования всех возможных состояний системы в случае нестационарного объекта сложной структуры со многими координатами является крайне сложной задачей. Ее решение неразрывно связано с многократным повышением уровня требований, предъявляемых к аппаратной базе системы. Применение средств идентификации параметров объекта и внешних возмущений, а также введение дополнительного блока оперативной настройки (БОН),

осуществляющего оптимизацию параметров нечеткого регулятора в зависимости от условий функционирования системы, позволяет существенно расширить область рабочих точек, охватываемую базой знаний. Такой подход позволяет системе наиболее эффективно приспосабливаться к параметрам объекта в условиях непредсказуемого характера изменения параметрических и внешних возмущений. Структуры ЭП с настраиваемыми параметрами нечетких регуляторов нашли широкое применение в области решения задач многокритериальной оптимизации режимов работы комплексных объектов с большим числом регулируемых параметров (многокоординатные привода, манипуляторы, робототехнические комплексы и т.п.).

Анализ перспективных разработок ведущих фирм, институтов и лабораторий мира, использующих данную технологию в системах управления комплексными объектами с нестационарными параметрами, показывает, что максимальную эффективность технология нечеткого управления проявляется в комбинации с классическими подходами к реализации алгоритмов регулирования и другими технологиями синтеза закона управления.

Выводы

Применение алгоритмов на базе нечеткой логики делает возможным описание нелинейных характеристических поверхностей при минимальных объемах программных кодов, реализующих желаемые законы управления при общем снижении уровня предъявляемых требований к аппаратным средствам микропроцессора.

Таким образом, просматриваются два ключевых преимущества нечеткой логики по сравнению с другими интеллектуальными системами. Во-первых, при тех же объемах входной и выходной информации, центральный блок принятия реше-

ний становится компактнее и проще для восприятия человеком. Во-вторых, решение сложной и громоздкой задачи вычисления точных воздействий подменяется значительно более простой и гибкой стратегией адаптивного «подруливания» при сохранении требуемой точности результата. Как бы то ни было, являясь альтернативой системам управления, построенным по классическим принципам, нечеткие регуляторы в последнее время стали находить все более широкое применение в электроприводах, где в ряде случаев они способны обеспечить более высокие показатели качества переходных процессов по сравнению с классическими. Применение в структуре привода нечеткого регулятора придает системе свойство невосприимчивости к ограниченным изменениям параметров системы и внешних возмущений.

Нечеткие регуляторы обладают гибкой структурой, что позволяет использовать их в нелинейных системах.

Системы управления электроприводом на основе нечеткого регулятора обеспечивают высокое качество регулирования и являются весьма перспективными.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие содержит сведения об асинхронном электроприводе, включая конструктивные особенности, физические процессы в асинхронном двигателе, его механические и электромеханические характеристики в различных режимах работы.

Дана общая характеристика способов регулирования асинхронного электропривода. Значительное внимание уделено законам частотного регулирования и динамическим характеристикам в режимах частотного регулирования. Отмечены особенности математического описания асинхронного двигателя на основе теории обобщенной электрической машины и методы её моделирования.

Современный асинхронный электропривод представляет собой сложное электротехническое устройство, вобравшее в себя новейшие достижения в теории электропривода, а также в практике применения микропроцессоров, силовых полупроводниковых приборов, программных наработок в области управления, моделирования динамичных регулируемых асинхронных электроприводов, надежных и высокоэффективных электродвигателей.

В пособии нашли своё отражение перспективные направления в развитии асинхронного электропривода, в частности, векторное управление, прямое управление моментом двигателя, адаптивное управление и системы управления на базе нечеткой логики. Все разделы изложения теоретического материала полно подкреплены приведенными примерами.

Применение перспективных систем прямого управления моментом асинхронного электропривода позволило выявить высокие динамические и статические показатели электропривода.

Адаптивные системы управления асинхронным двигателем особенно эффективны без использования механических датчиков (скорости, положения или ускорения) с настраиваемой моделью в составе электроприводов переменного тока с векторным управлением моментом.

Применение алгоритмов на базе нечеткой логики делает возможным описание нелинейных характеристических поверхностей при общем снижении уровня предъявляемых тре-

бований к аппаратным средствам микропроцессора. При этом системы управления электроприводом на основе нечеткого регулятора обеспечивают высокое качество регулирования и являются весьма перспективными.

Сведения о современном состоянии и перспективных направлениях систем управления электроприводами дадут студентам возможность выбрать рациональную с точки зрения технико-экономических показателей систему электропривода.

Данное учебное издание существенно восполнит имеющийся пробел в учебной литературе по регулированию асинхронного электропривода.

Учебное пособие поможет студентам, обучающимся по направлению «Агроинженерия» специальности «Электропривод и электрификация сельского хозяйства», а также направления «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» специальностей «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов», «Электромеханика» при изучении современного электропривода и применении полученных знаний при курсовом и дипломном проектировании.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ACS 600 Frequency Converters for Speed and Torque Control of 2.2 to 630 kW Squirrel Cage Motors: Technical Catalogue. ABB Industry Oy, 2000.

2. I. Takahashi and T. Noguchi. A Novel Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor // IEEE Trans. Industry Application. - 1986. - V.IA - 22, №5. - P. 820- 827.

3. M. Depenbrock. Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine // IEEE Trans. Power Electronics. - 1988. - V.3, №4. - P.420-429.

4. Фролов Ю. М. Обобщенная электрическая машина в электроприводе: Учеб. пособие. Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2001. 171 с.

5. К вопросу моделирования асинхронного двигателя. Старокожев А. И., Фролов Ю. М. Труды Региональной научно-технической конференции «Прикладные задачи электромеханики, энергетики, электроники», Воронеж, 13-14 мая, 2003. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2003.

6. А. И. Старокожев, Ю. М. Фролов, Модель асинхронного двигателя в приложении Simulink пакета MatLab. Труды региональной научно-технической конференции «Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве», г. Воронеж, 23-25 апреля 2002 г.

7. А. И. Старокожев, Ю. М. Фролов, Асинхронный двигатель в пакете MatLab. Межвузовский сборник научных трудов «Промышленная информатика», г. Воронеж, 2002 г.

8. А. И. Старокожев, Ю. М. Фролов, Модель системы векторного управления асинхронным двигателем, Материалы научно-технической конференции студентов и молодых ученых «Вычислительные машины, автоматика и робототехника», научное издание ВГТУ 2003 г.

9. Дацковский Л. Х., Роговой В. И., Абрамов Б. И. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор). Электротехника, № 10, 1997 г., с. 45 – 51.

10. C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. IEEE Transactions on Industry Applications, 28(5):1054{1061, Sep./Oct. 1992.

11. Фролов Ю. М. Математическое моделирование в автоматизированном проектировании электроприводов: Учеб. пособие /Ю. М. Фролов, В. Л. Бурковский. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2000. 143 с.

12. Зотов М. Г. Многокритериальное конструирование систем автоматического управления – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 375 с.

13. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. – Москва, 2003 – 276 с.

14. Леоненков А. В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. СПб, 2003. 717 с.

15. Зайцев А. И., Муравьев Г. Л., Сташнев В. Л. Сравнительная оценка синтеза нечетких и классических алгоритмов управления электроприводами. //Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2000. С. 4-12.

16. Анисимов Д. Н. Использование нечеткой логики в системах автоматического управления // Приборы и системы. 2001. – № 8. С. 39-42.

17. Поваляев В. А., Фролов Ю. М. К вопросу определения правил нечеткого регулирования //Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2002. С. 60-68.

18. Деменков Н. П. Алгоритмы нечеткого управления TRACE MODE в задачах энергосбережения // Приборы и системы. 2002. № 6. С. 8-11.

19. Поваляев В. А., Фролов Ю. М. Правила нечеткого регулятора привода продольной подачи токарного станка // Прикладные задачи электромеханики, энергетики: Труды регион. науч. техн. конф. Воронеж: ВГТУ, 2003. С. 91-94.

20. Поваляев В. А., Фролов Ю. М Система управления стабилизацией скорости двигателя на основе нечеткого регулятора // Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2003. С. 35-40.

21. Обух О. А., Фролов Ю. М., Романов А. В. Нечеткое управление электроприводом подачи станка модели 6Г608 с двухмассовой механической частью // Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2003. С.75-80.

22. Фролов Ю. М., Обух О. А. Зависимость показателей переходных процессов электропривода от настройки нечеткого регулятора скорости // Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2004. С. 49-54.

23. Обух О. А., Фролов Ю. М. Зависимость динамических показателей электропривода от параметров механической части при нечетком регулировании// Прикладные задачи электромеханики, энергетики: Труды регион. науч. техн. конф. Воронеж: ВГТУ, 2004. С. 150-155.

24. Обух О. А., Фролов Ю. М. Зависимость показателей переходных процессов электропривода от настройки нечеткого регулятора скорости // Промышленная информатика: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: ВГТУ, 2004. С. 49-54.

25. Система векторного управления скоростью асинхронного электропривода:

Пат.2158055 Россия, МПК7 Н 02 Р 21/00. Ульянов. гос. техн. ун-т, Иванов В. М.

26. Об основах векторного управления асинхронным двигателем. Попов А. Н., Васильев С. А. Приборы и системы: Упр., контроль, диагност. 2002, № 7, с. 23-27.

27. Математическое исследование структуры бездатчикового частотно-токового асинхронного электропривода с векторным управлением. Поздеев Д. А., Хрещатая С. А. Электротехника

28. Адаптивная система прямого управления моментом на основе нейронного наблюдателя скорости. Wang Xiaodong, Shi Haifeng. Diangong Jishi xuebao=Trans. China Electrotech. Soc. 2003. 18, № 1, с.27-32.

29. Исследование системы прямого управления моментом без датчика скорости на основе нейронной сети. Wang Ping, Li Bin, Huang Ruixiang, Li Guidan. Diangong jishu xuebao=Trans. China Electrotech. Soc. 2003. 18, № 2, с.5-8.

30. Метод прямого управления моментом асинхронного двигателя, позволяющий улучшить характеристики при малой

скорости. He Li-qin. Dianli zidonghua shebei=Elec. power Autom.Equip. 2003. 23, № 4, с.28-30.

31. Прямое управление моментом асинхронного двигателя без датчика скорости с постоянной частотой коммутации. Song Chang-lin, Tang Pu-hua, Li Zhi. Tuedao xuebao=J. China Railway Soc. 2004. 26, № 1, с.49-53. Prz.electrotechn. 2003. 79, №2, с.91-93.

32. Особенности построения систем частотно-регулируемого асинхронного электропривода с прямым управлением моментом. Браславский И. Я., Ишматов З. Ш., Барац Е. И. Труды 3 межотраслевой научно-технической конференции «Автоматизация и прогрессивные технологии», Новоуральск, 11-13 нояб., 2002: АПТ-2002. Новоуральск: издательство НГТИ 2002, 223-226.

33. Модель системы бездатчикового векторного управления. Старокожев А. И., Фролов Ю. М. Труды Региональной научно-технической конференции «Системы и элементы роботизированных комплексов», Воронеж, 24-25 апр., 2003. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2003, с. 107-113.

34. Универсальная структура прямого управления моментом для электропривода переменного тока. Universal structure of direct torque control for AC motor drives. Swierczynski Dariusz, Zelechowski Marcin. Prz. electrotechn. 2004. 80, № 5, с. 489-492.

35. Асинхронный электропривод, не содержащий датчиков, с прямым управлением моментом: решение с помощью скользящего метода. Direct torque control of sensorless induction motor drives. A sliding-mode approach. Lascu Cristian, Boldea Ion, Blaabjerg Frede. IEEE Trans. Ind. Appl. 2004. № 2, с. 582-590.

36. Прямое управление моментом двигателей переменного тока с инверторным питанием. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors. A survey. Buja Giuseppe S. IEEE Trans. Ind. Electron.2004.51, № 4, с. 744–757.

37. Векторное и прямое управление: две жизнеспособные схемы управления моментом асинхронных двигателей. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. Casadei Domenico, Profumo Francesco, Serra Giovanni, Tany Angelo. IEEE Trans. Power Electron. 2002. 17, № 5, с. 779–787.

38. Старокожев А. И., Фролов Ю. М. К вопросу моделирования асинхронного двигателя. Труды Региональной научно-технической конференции «Прикладные задачи электромеханики, энергетики, электроники», Воронеж, 13-14 мая, 2003. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2003.

39. А. И. Старокожев, Ю. М. Фролов, Математическая модель системы векторного управления и возможности ее уточнения в программе MatLab, Труды региональной научно-технической конференции «Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве», научное издание ВГТУ 2003 г.

40. А. И. Старокожев, Моделирование и исследование регулируемого методом прямого управления моментом бездвигательного электропривода переменного тока на базе асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, Системы управления и информационные технологии, 2006, 3.1(25). - С. 195-198.

41. Ю. М. Фролов. Состояние и тенденции развития электропривода. Электротехнические комплексы и системы управления, 2006, 1.- С. 4-10.

42. Ю. М. Фролов. Уточненный расчет механических характеристик в системе ПЧ-АД. Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве. Труды Всероссийской конференции, г. Воронеж, 21-22 апреля 2009. – С. 75-76.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
ГЛАВА 1. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ: КОНСТРУКЦИЯ, МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ	11
1.1. Конструкция асинхронного двигателя	11
1.2. Физические процессы в асинхронном электродвигателе	16
1.3. Электромеханические и механические характеристики асинхронного двигателя	20
1.4. Искусственные характеристики асинхронных двигателей	24
1.5. Механические характеристики асинхронного двигателя в тормозных режимах	30
ГЛАВА 2. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	35
2.1. Показатели регулируемого электропривода	35
2.2. Регулирование координат электропривода переменного тока	43
ГЛАВА 3. ЗАКОНЫ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ	70
3.1. Общие сведения о частотном управлении	70
3.2. Пример расчета электропривода переменного тока	77
3.3. Закон постоянного полного потока, IR–компенсация	99
3.4. Режим постоянного рабочего потока	104
3.5. Режим постоянного абсолютного скольжения	109
3.6. Динамические характеристики асинхронного электропривода при частотном управлении	112

ГЛАВА 4. ОБОБЩЕННАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МАШИНА В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	131
4.1. Общие сведения об обобщенной электрической машине	131
4.2. Математическая модель обобщенной электрической машины	134
4.3. Координатные преобразования уравнений обобщенной электрической машины	152
ГЛАВА 5. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБОБЩЕННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ	173
5.1. Программное обеспечение для моделирования технических объектов	173
5.2. Применение программы схмотехнического моделирования САР–системы для моделирования обобщенной электрической машины	182
5.3. Моделирование асинхронного двигателя на базе уравнений обобщенной электрической машины в пакете САР–системы	194
5.4. Моделирование обобщенной электрической машины в математическом пакете программ САЕ–системы на примере программы Matlab	208
5.5. Анализ возможностей программных средств при моделировании обобщенной электрической машины	231
ГЛАВА 6. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	236
6.1. Структура электропривода с векторным управлением (ЭПВУ)	240
6.2. Общие сведения о векторном управлении	258
6.3. Системы векторного управления	269
6.4. Преобразователь частоты в системе векторного управления	288
6.5. Расчёт системы векторного управления	306

6.6. Перевод СВУ в цифровую структуру	325
ГЛАВА 7. ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ	342
7.1. Принцип прямого управления моментом	343
7.2. Прямое управление моментом асинхронного двигателя	356
ГЛАВА 8. ИНТЕЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	382
8.1. Адаптивные системы управления электроприводом	382
8.2. Беспойсковые системы с моделями, самонастраивающиеся по динамическим характеристикам объекта управления	402
8.3. Системы управления на базе нечеткой логики	410
8.4. Разработка нечеткого логического регулятора	420
8.5. Применение систем нечеткого управления в электроприводе	447
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	453
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	455

*Юрий Михайлович Фролов,
Валерий Петрович Шелякин*

РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Учебное пособие

Зав. редакцией
инженерно-технической литературы *Т. Ф. Гаврильева*
Ответственный редактор *С. В. Макаров*
Выпускающие *Н. А. Крылова, Е. П. Королькова*

ЛР № 065466 от 21.10.97
Гигиенический сертификат 78.01.10.953.П.1028
от 14.04.2016 г., выдан ЦГСЭН в СПб

Издательство «ЛАНЬ»
lan@lanbook.ru; www.lanbook.com;
196105, Санкт-Петербург, пр. Юрия Гагарина, 1, лит. А.
Тел.: (812) 412-92-72, 336-25-09.
Бесплатный звонок по России: 8-800-700-40-71

Подписано в печать 31.03.16.
Бумага офсетная. Гарнитура Школьная. Формат 84×108^{1/32}.
Печать офсетная. Усл. п. л. 24,36. Тираж 100 экз.

Заказ № 058-16.

Отпечатано в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета
в ПАО «Т8 Издательские технологии».
109316, г. Москва, Волгоградский пр., д. 42, к. 5.

ГДЕ КУПИТЬ

ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИЙ:

Для того, чтобы заказать необходимые Вам книги,
достаточно обратиться в любую из торговых компаний
Издательского Дома «ЛАНЬ»:

по России и зарубежью

«ЛАНЬ-ТРЕЙД»

192029, Санкт-Петербург, ул. Крупской, 13

тел.: (812) 412-85-78, 412-14-45, 412-85-82

тел./факс: (812) 412-54-93

e-mail: trade@lanbook.ru

ICQ: 446-869-967

www.lanpbl.spb.ru/price.htm

в Москве и в Московской области

«ЛАНЬ-ПРЕСС»

109263, Москва, 7-ая ул. Текстильщиков, д. 6/19

тел.: (499) 178-65-85

e-mail: lanpress@lanbook.ru

в Краснодаре и в Краснодарском крае

«ЛАНЬ-ЮГ»

350901, Краснодар, ул. Жлобы, д. 1/1

тел.: (861) 274-10-35

e-mail: lankrd98@mail.ru

ДЛЯ РОЗНИЧНЫХ ПОКУПАТЕЛЕЙ:

интернет-магазин

Издательство «Лань»: <http://www.lanbook.com>

магазин электронных книг

Global F5

<http://globalf5.com/>