

РОСЖЕЛДОР
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
(ФГБОУ ВО РГУПС)

П.Г. Колпахчян, А.Е. Кочин

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ
И УПРАВЛЕНИЯ
учебно-методическое пособие по курсовому проектированию

Ростов-на-Дону
2015

Рецензент: доктор технических наук, профессор
Б.Н. Лобов (ФГБОУ ВО ЮРГПУ (НПИ) имени М.И. Платова);

Колпахчян, П.Г.

Проектирование систем автоматизации и управления. Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию / П.Г. Колпахчян, А.Е. Кочин; ФГБОУ ВО РГУПС. – Ростов н/Д, 2015. – 85 с.: ил. – Библиогр.: с. 81–82.

Учебное пособие содержит основные положения современных подходов к проектированию систем автоматизации и управления. Рассмотрены вопросы выбора структуры, рационального способа управления и проектирования частотно-регулируемого электропривода на базе асинхронной электрической машины.

Учебно-методическое пособие содержит рекомендации по выполнению курсового проекта по дисциплине «Проектирование систем автоматизации и управления».

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению 2.13.03.02 – «Электроэнергетика и электротехника».

Одобрено к изданию кафедрой «Электрические машины и аппараты».

© Колпахчян П.Г., 2015
© Кочин А.Е., 2015
© ФГБОУ ВО РГУПС, 2015

1. ВВЕДЕНИЕ

Пособие предназначено для студентов и аспирантов, обучающихся по направлению «Электроэнергетика и электротехника». В пособии рассмотрены вопросы разработки частотно-регулируемых электроприводов на основе асинхронных электрических машин, особенности проектирования системы управления.

В последнее время частотно-регулируемый электропривод переменного тока и, прежде всего, асинхронный электропривод стал главным типом регулируемого промышленного электропривода серийно выпускаемого ведущими отечественными и зарубежными электротехническими фирмами.

Основным силовым преобразователем энергии такого электропривода являются полупроводниковые преобразователи частоты на полностью управляемых коммутируемых элементах типа силовых транзисторов (IGBT) и запираемых тиристоров (IGCT).

Если на этапах развития до 80-х годов основным типом преобразователей частоты были преобразователи по схеме «неуправляемый выпрямитель – ШИМ-инвертор», в связи с чем в электроприводе реализовывались, преимущественно, тормозные режимы с рекуперацией энергии на тормозные сопротивления, то в настоящее время развита теория и практика создания электроприводов с активным выпрямителем (или выпрямителем с активным передним фронтом AEFT), обеспечивающим реализацию тормозных режимов с рекуперацией электроэнергии в сеть и управляемым коэффициентом мощности и коэффициентом нелинейных искажений.

В части алгоритмического обеспечения системы регулирования электроприводом различных производителей развиваются в одном направлении и, если на первом этапе развития (70-е годы) использовались, преимущественно, законы частотного управления типа закона М.П. Костенко с коррекцией по напряжению в области низких частот, то на втором этапе (80-е годы) признание получили алгоритмы векторного управления.

В настоящее время ряд фирм и, прежде всего, фирма АВВ поставляют на рынок преобразователи частоты с алгоритмом «прямого управления моментом» (DTC), обеспечивающим динамические характеристики электроприводов переменного тока для тяжелых условий эксплуатации не хуже и даже лучше, чем динамических характеристик электроприводов постоянного тока.

Основные положения разработки частотно-регулируемого привода на базе асинхронных электрических машин приведены в соответствии с методикой, изложенной в [Ошибка! Источник ссылки не найден.].

2. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРИМЕНЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Частотный преобразователь совместно с асинхронным электродвигателем дает возможность замены электропривода постоянного тока. Система регулирования электродвигателем постоянного тока очень проста, но слабым звеном такого оборудования является сам двигатель. Он отличается малой надежностью и дороговизной. Работа двигателя сопровождается искрением щеток, происходит электроэрозия, которая пагубно влияет на коллектор. Такой двигатель нельзя использовать во взрывоопасной среде или в местах сильного запыления. Асинхронные двигатели во много раз удобнее и практичнее, чем двигатели постоянного тока. Они отличаются простотой выполнения и большим ресурсом надежности. Это объясняется тем, что в них нет подвижных контактов. Асинхронные электродвигатели отличаются небольшими размерами, меньшей массой и стоимостью, при этом они обладают такой же мощностью.

Главным недостатком асинхронных двигателей считается невозможность их регулирования обычными методами: введением дополнительных сопротивлений в обмотку, изменением напряжения питания и т.д. Управление такими двигателями в частотном режиме еще недавно представляло собой значительную проблему, хотя сама теория частотного регулирования впервые появилась в 30-х годах прошлого столетия. Наличие частотно-регулируемого привода сдерживалась только из-за высокой стоимости частотных преобразователей.

Благодаря тому, что на рынке силовых схем появились схемы с IGBT-транзисторами, началась активная разработка высокопроизводительных микропроцессорных схем – все это дало определенный толчок создания современных частотных преобразователей доступных по стоимости. Разработкой подобных устройств занялись в Америке, Европе и Японии. Ни для кого не секрет, что регулирования частоты вращения механизмов можно производить при помощи разнообразных устройств, включая гидравлические муфты, механические вариаторы, установленными дополнительно в ротор или статор резисторами, статическими и электромеханическими частотными преобразователями. Использование первых из перечисленных устройств, исключая частотный преобразователь, не могли обеспечить высокое качество регулирования скорости, они неэкономичны, с ними возникает множество проблем при осуществлении монтажных работ и последующей их эксплуатации.

Статические частотные преобразователи представляют собой одни из самых совершенных устройств, которые используются в наше время для управления асинхронным приводом. Главным принципом способа регулирования скорости асинхронного электродвигателя является то, что внося изменения в частоту напряжения питания, можно при неизменном числе пар полюсов, влиять на изменение угловой скорости магнитного поля ста-

тора. Данный метод обеспечивает возможность плавного регулирования скорости в очень широком диапазоне, при этом все механические характеристики отличаются высокой жесткостью. В это время регулирования скорости не сопровождается увеличением скольжения двигателя, что не дает потери мощности во время регулирования.

Для того, чтобы получить высокие энергетические показатели асинхронного устройства: полезное действие, коэффициент мощности, перегрузочные способности, следует одновременно с частотой влиять на изменение подводимого напряжения. Закон изменения напряжения напрямую зависит от самого характера момента нагрузки. При постоянном моменте нагрузки напряжение на статоре следует регулировать пропорционально частоте. Для того, чтобы обеспечить плавное бесступенчатое регулирование частоты вращения вала двигателя асинхронного типа, частотный преобразователь должен способствовать одновременному регулированию напряжения и частоты на статоре электродвигателя.

Регулируемый электропривод дает возможность получения новых качеств систем и в значительной степени экономит электроэнергию. Экономия обеспечивается благодаря регулированию любого техпараметра. Если применять на конвейере или транспортере, что появляется возможность регулирования скорости их движения. Если это вентилятор или насосная установка, то можно также регулировать производительность и поддерживать определенное давление. На станках обеспечить плавность регулирования скорости подачи или движения. Весомый экономический эффект от применения частотных преобразователей дает применение подобных устройств на объектах, которые обеспечивают транспортировку жидкостей. До недавнего времени общераспространенным способом регулирования подобных объектов являлось использование регулирующих клапанов или задвижек. В настоящее время доступным стало частотное регулирование двигателя асинхронного типа, который приводит в движение, например, рабочее колесо вентилятора или насосного механизма.

Преимущества частотного регулирования можно понять, если подробнее рассмотреть все возможные способы регулирования скорости вращения насосных агрегатов. При дросселировании, поток жидкости, который сдерживается клапаном или задвижкой, не совершает абсолютно никакой работы. Внедрение в производственную схему регулируемого привода вентилятора или насоса, позволяет определить необходимый расход или давление, что в конечном итоге приводит не только к экономии энергии, но и снижаются потери транспортируемой жидкости.

2.1. Особенности исполнения асинхронного двигателя для частотно-регулируемого электропривода

Использование электродвигателей с управлением от частотных преобразователей накладывает ряд ограничений на исполнение двигателя. Обусловлены эти ограничения как параметрами напряжения питания, которые

подается с преобразователя на двигатель, так и электромеханическими особенностями поведения двигателей в составе частотно-регулируемого привода.

Как известно на выходе преобразователя частоты мы имеем сформированное по закону ШИМ напряжение. Это приводит к тому, что реальные пиковые скачки напряжения могут существенно отличаться от номинальных параметров. Например на обмотках двигателя рассчитанного на 380 В могут иметь место скачки до 600 и более вольт. Это приводит к риску пробоя изоляции обмоток двигателя. Есть еще ряд аспектов питания двигателя через преобразователь частоты, о которых мы поговорим в других статьях.

К электромеханическим ограничениям можно отнести, например специфику охлаждения двигателя работающего в составе частотно-регулируемого привода. При очень глубоком регулировании (ниже 50% от номинала) есть риск, что стандартный вентилятор не справится с охлаждением. Эти и другие факторы приводят к тому, что электрические асинхронные двигатели для частотно-регулируемых приводов лучше брать в специальном исполнении. Двигатели в специальном исполнении имеют усиленную изоляцию обмоток и укомплектованы более качественными подшипниками.

В зависимости от решаемой задачи специализированные двигатели могут быть оснащены дополнительными опциями. К числу дополнительных опций относятся вентилятор независимого охлаждения. Датчик обратной связи, датчик перегрева двигателя. Тормоз для обеспечения требуемых усилий удержания вала.

Использование специализированных двигателей в составе частотно-регулируемого электрического привода существенно повышает его надежность в части работоспособности и долговечности.

2.2.Области применения скалярного и векторного регулирования частотно-регулируемыми электроприводами

Под скалярным управлением подразумевается применение одного из законов входящего напряжения и частоты тока. Так как обычное измерение напряжения питания допускает некоторое отклонение максимального и пускового момента двигателя, КПД и коэффициента мощности от заявленных технических характеристик, для поддержания рабочих характеристик требуется вместе с напряжением изменять параметры амплитуды.

Теперь рассмотрим принцип работы частотного преобразователя, который имеет скалярное управление. Чаще всего скалярное управление создает четкую зависимость момента сопротивления от максимального выходного момента. Изменения частоты способствуют корректировке амплитуды так, что данное отношение, которое называется перегрузочной способностью, представляет собой постоянную величину. Если КПД двигате-

ля и коэффициенты мощности постоянны, то диапазон регулирования частоты остается неизменным.

Основным принципом работы частотно-регулируемого электропривода с управлением скалярного типа является применение закона оптимального управления асинхронной электрической машиной сформулированного М.П. Костенко. В рабочем диапазоне частот выходного напряжения преобразователя выдерживается соотношение $U/f = \text{const}$, что соответствует режиму работы с постоянным магнитным потоком. При неизменном моменте нагрузки оно обеспечивает постоянство максимального момента.

Если представить графически зависимость напряжения от частоты, то получится кривая с углом наклона, который будет определяться крутящим моментом и моментом сопротивления. В случае, если частота тока будет низкой, то соответственно максимальный момент будет снижаться. Для того чтобы уравнять данное падение, необходимо повышать напряжение питания агрегата. Если нагрузка начинает принимать вентиляторный характер, то зависимость следует рассчитывать по формуле $U/f_2 = \text{const}$.

Как и в предыдущем примере, на низких частотах будет происходить понижение максимального момента, но здесь это решающей роли не играет. Показанный принцип построения графиков может применяться при любых типах нагрузки. Подводя итог вышесказанному, следует отметить тот факт, что скалярное управление частотно-регулируемым электроприводом чаще всего обладает хорошей эффективностью. Устройства такого типа регулируются в диапазоне до 1:40, что обеспечивает нормальную работу двигателя.

Скалярный тип регулирования имеет еще одно очень важное достоинство – это возможность использования всего одного преобразователя в работе нескольких электродвигателей. Данный принцип работы частотно-регулируемого электропривода с управлением скалярного типа достаточно прост, а стоимость самого устройства невысока.

К недостаткам скалярного регулирования относят низкое качество переходных процессов (возможно возникновение существенных колебаний момента при быстром изменении режима работы), низкое быстродействие регулирования.

Реализация векторного регулирования позволяет добиться хороших динамических показателей регулирования: высокого быстродействия и хорошего качества переходных процессов. Однако, его реализация требует применения значительно более сложной системы управления. Поэтому стоит понять, в каких случаях необходимо использование векторного управления. Выбор такого управления дает максимальную отдачу тогда, когда предприятие использует механизмы, которые требуют очень точного управления. Важным фактором является то, что на таком оборудовании будут работать высококвалифицированные сотрудники, так как настройка частотно-регулируемого электропривода, оснащенного векторным управлением, представляет собой довольно сложную задачу, которая требует не

только специальной подготовки, но и четкого понимания всего рабочего процесса. В действительности, частотно-регулируемые электроприводы уже имеют несколько предустановленных наборов настроек, которые иногда требуют ручного введения специальных параметров для регулируемого электродвигателя. Без таких настроек достаточно дорогой привод будет осуществлять работу в обычном скалярном режиме.

Недопонимание этих тонкостей приводит к тому, что потребитель попросту будет переплачивать лишние материальные средства. Непозволительной роскошью является приобретение частотного преобразователя и невозможность использования всех его функций. К примеру, использование привода с векторным управлением в насосных системах с использованием обратной связи через специально установленный датчик давления, не имеет никакой практической отдачи. Фактически, экономическая выгода будет минимальной, в то время как установка частотно регулируемых приводов, способна дать экономию до 60%. Разница в стоимости этих приводов в данном примере не только не окупается, но и на практике не дает какого-либо положительного результата.

Использование на практике микроконтроллеров помогает построить математическую модель работы электродвигателя в любом из частотных преобразователей. Применение векторных моделей обеспечивает более точную работу, но при этом они более требовательны к точным измерениям, которые могут обеспечить только дорогие датчики. Настройка преобразователей данного типа более сложная, что требует использования высококвалифицированных кадров.

Выбирая тип частотного преобразователя, следует точно определить область использования привода. Иногда возникает ситуация, когда приходится делать выбор между приборами примерно одного ценового ряда, отличие может заключаться в том, что один прибор будет иметь только скалярное управление, а второй — векторно-скалярное. В такой ситуации проще приобрести частотный преобразователь, который имеет возможность векторного управления. Если частотный преобразователь требуется установить для нескольких электродвигателей, то векторное управление не будет иметь никакого смысла, так как оно попросту не будет работать. В этом случае не стоит приобретать устройства с векторным контролем, так как функционально он не потребуется ни на данный момент, ни когда-либо еще. На практике невозможно управлять группой двигателей при помощи сигналов обратной связи.

3. ПРИНЦИПЫ И АЛГОРИТМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3.1. Структура системы автоматического управления электроприводом по принципу подчиненного регулирования

В мировой практике принцип векторного управления асинхронным электроприводом в полной мере обоснован в [2]. В отечественной научной литературе теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением представлены в [3], а обсуждены на VII Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу в 1975 г. Результаты всесторонних исследований принципов и алгоритмов построения асинхронных электроприводов с векторным управлением, проводимых в Санкт-Петербургском государственном горном институте (техническом университете), на одной из ведущих кафедр страны в области регулируемого электропривода переменного тока, представлены в [4].

Управление переходными процессами в машинах переменного тока основывается на необходимости организовать управление по переменным состояниям: вектору тока статора i_s , вектору тока ротора i_r , потокосцеплению статора Ψ_s , потокосцеплению ротора Ψ_r , главному потокосцеплению машины $\Psi_o = L_m (i_s + i_r)$. Эти переменные состояния взаимосвязаны перекрестными связями.

Базовым элементом такой системы управления приводом является преобразователь координат (векторный преобразователь). При помощи преобразователя координат осуществляется преобразование сигналов, пропорциональных переменным состояниям (i_s , i_r , Ψ_r , Ψ_s , Ψ_o), из системы координат, жестко связанной со статором ($\alpha - \beta$) или с ротором ($d - q$), во вращающуюся систему координат (1 - 2) в соответствии с выражениями:

$$X_1 = X_{\alpha(d)} \cos\psi + X_{\beta(q)} \sin\psi$$

$$X_2 = -X_{\alpha(d)} \sin\psi + X_{\beta(q)} \cos\psi$$

где ψ - угол, отсчитываемый от оси α (d) до вектора X .

Составляющие i_{s1} , i_{s2} в системе координат (1-2) получаются в виде сигналов постоянного тока. По этим составляющим токов может быть организована система подчиненного управления потоком и моментом двигателя.

Момент, развиваемый машиной переменного тока, определяется векторным произведением переменных состояний.

$$M = \frac{3}{2} \Psi_o \times i_s = \frac{3}{2} k_r \Psi_r \times i_s = \frac{3}{2} \frac{k_s k_r}{L_m} \Psi_r \times \Psi_s = \frac{3}{2} L_m i_r \times i_s = \frac{3}{2} k_s i_r \times \Psi_s = \frac{3}{2} \Psi_s \times i_s,$$

причем оба вектора должны быть взяты в одной и той же системе координат.

Общее выражение векторного произведения двух векторов $X \times Y$ в произвольной системе координат имеет вид

$$M = X \times Y = X_1 Y_2 - X_2 Y_1.$$

Если взять систему координат, жестко связанную с первым вектором, входящим в векторное произведение, то эта формула преобразуется к виду:

$$M = X \times Y = X_1 Y_2.$$

Выражение для момента машины переменного тока определяется амплитудой первого вектора и составляющей второго, находящейся в квадратуре к первому вектору.

Выбор переменных состояния и, следовательно, системы координат определяется конкретным типом машины переменного тока и назначением привода.

При управлении приводом переменного тока в большинстве случаев целесообразно стабилизировать модуль потокосцепления и управлять моментом, развиваемым двигателем при помощи составляющих вектора тока i_{s1} и i_{s2} . Раздельное управление модулем потокосцепления и составляющей вектора тока всегда осуществимо.

Для получения автономности управления потокосцеплением и моментом необходимо учитывать влияние перекрестных связей переменных состояния. В простейшем случае развязка переменных состояния может быть осуществлена путем компенсации.

При использовании систем координат, связанных с Ψ_o и Ψ_s , канал управления модулем потокосцепления при управлении со стороны статора необходимо строить по одноконтурной схеме, а в случае использования системы координат, связанной с Ψ_r - по двухконтурной схеме подчиненного регулирования.

В случае управления со стороны ротора (машины двойного питания) при использовании системы координат Ψ_o или Ψ_r управление модулем Ψ_o или Ψ_r можно осуществлять по одноконтурной схеме, а при использовании системы координат Ψ_s - по двухконтурной схеме.

Канал управления моментом при стабилизации модуля потокосцепления строится одноконтурным как канал управления составляющей тока i_{s2} .

При использовании любых других систем координат системы управления оказываются либо более сложными, либо не обеспечивающими требуемое качество управления переходными процессами.

Действительно, техническая реализация систем векторного управления требует формирования сигналов обратных связей, пропорциональных составляющим векторов $\Psi_{j\alpha}$, $\Psi_{j\beta}$; $j = (0, s, r)$ и $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ ($i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$).

В системе, построенной по принципу стабилизации Ψ_o , возможно прямое измерение $\Psi_{o\alpha}$, $\Psi_{o\beta}$ при помощи измерения индукции в зазоре машины по осям α и β .

В системах со стабилизацией Ψ_r и Ψ_s составляющие $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ или $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ могут быть получены только при помощи специальных вычислителей.

В [3] приведены структурные схемы систем управления электроприводом с асинхронным двигателем в системе координат, жестко связанных с главным потокосцеплением машины, и электроприводом по схеме асинхронно-вентильного каскада с машиной двойного питания в системе координат, вращающейся относительно ротора.

Главной особенностью системы управления является полная независимость управляемых переменных Ψ_o , i_2 от напряжения и частоты сети, а также от угловой скорости ротора. Это свойство позволяет рассматривать такую систему как систему управления, обеспечивающую работу электропривода от нестабильной сети.

В [4] приведены алгоритмы управления АД, структурные схемы САУ и характеристики частотно-управляемого электропривода с асинхронным двигателем при управлении по вектору главного потокосцепления, по вектору потокосцепления ротора двигателя и по вектору магнитного потокосцепления статора асинхронного двигателя.

Выбор базовой системы координат определяется требованиями к динамическим режимам электропривода, а также возможностями и подходами к формированию сигналов обратных связей.

В последнее время благодаря высокому быстродействию вычислительных управляющих устройств наблюдается тенденция отказа от систем с прямым измерением индукции в воздушном зазоре двигателя и переходом к бездатчиковым системам с вычислением значений потокосцеплений по модели двигателя в реальном масштабе времени.

В этом случае реализация закона $\Psi_r = \text{const}$ имеет преимущественное значение [5]. Представим на рис. 1 качественный характер зависимости момента асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором от абсолютного значения скольжения β для различных законов управления потокосцеплением двигателя.

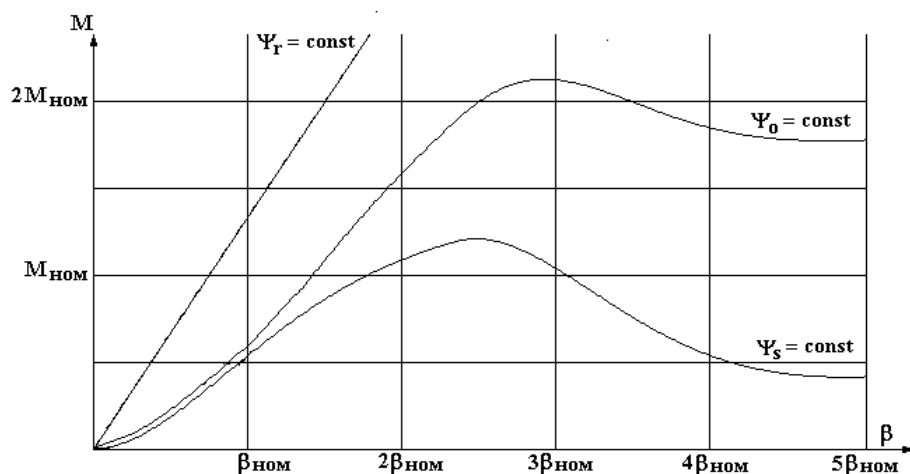


Рис.1. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных законах частотного управления

Абсолютное скольжение, определяющее частоту тока ротора $\beta = (\omega_1 - \omega)$.

В режиме $\Psi_r = \text{const}$ развиваемый электромагнитный момент не имеет максимума и растет неограниченно с ростом β . Однако, при больших величинах скольжения поддержание неизменным Ψ_r невозможно из-за роста потокосцепления в воздушном зазоре и неизбежного насыщения машины. При изменении скольжения в пределах $3\beta_{\text{ном}}$ увеличение Ψ_0 незначительно и реализация $\Psi_r = \text{const}$ вполне осуществима.

Имеется три основных способа реализации закона $\Psi_r = \text{const}$: скалярный, полярный и векторный.

Алгоритм управления в векторной форме имеет следующий вид:

$$i_s = \frac{\Psi_r (1 + j\beta \frac{L_r}{R_r})}{L_m},$$

а в полярной форме – следующий вид:

$$i_s = \frac{\Psi_r}{L_m \sqrt{1 + (\beta \frac{L_r}{R_r})^2}}, \quad \delta = \arctg \left(\frac{\beta L_r}{R_r} \right).$$

δ - угол между вектором потокосцепления Ψ_r и током i_s .

В схеме, реализующей векторный способ управления по абсолютному скольжению, регулирование тока осуществляется по двум каналам, которые соответствуют проекциям вектора на оси вращающейся системы координат, совмещенной с вектором потокосцепления ротора Ψ_r . При этом проекция на вещественную ось i_{sx} может поддерживаться постоянной или регулироваться в зависимости от скорости вращения для организации двухзонного регулирования АД. Проекция на мнимую ось i_{sy} изменяется пропорционально абсолютному скольжению β .

В этом случае отсутствует электромагнитный переходный процесс по потокосцеплению ротора, который вызывает низкочастотные колебания в замкнутом по скорости электроприводе.

Таким образом, выбор закона управления электроприводом переменного тока с поддержанием $\Psi_r = \text{const}$ можно считать наиболее приемлемым, что использовано в наиболее распространенных системах “Transvektor”.

Представим возможную реализацию такого алгоритма управления с использованием специализированных микропроцессорных устройств фирмы ANALOG DEVICES.

Оптимальным с точки зрения реализации описанных алгоритмов является использование цифровых сигнальных процессоров (ЦСП), архитектура которых адаптирована для выполнения рекуррентных полиномиальных вычислений.

Примером может служить 16-разрядный ЦСП с фиксированной точкой ADSP-2181. Он выполняет любую команду за один машинный цикл,

составляющий 30 нс и имеет три независимых вычислительных устройства. Для реализации алгоритма цифрового ПИД-регулятора этому процессору необходимо лишь 5 команд. Время реализации этого алгоритма с учетом подготовительных операций составляет около 0,2 – 0,3 мкс.

Специализированный векторный сопроцессор ADMC200 позволяет создавать различные типы координатных преобразователей и реализовать шестиканальный генератор ШИМ-сигналов.

Функциональная схема векторного способа управления по абсолютному скольжению представлена на рис. 2.

Алгоритмы регуляторов скорости и тока (РС, РТ), расчета переменных коэффициентов и функциональных зависимостей могут быть реализованы на ЦСП ADSP 2181.

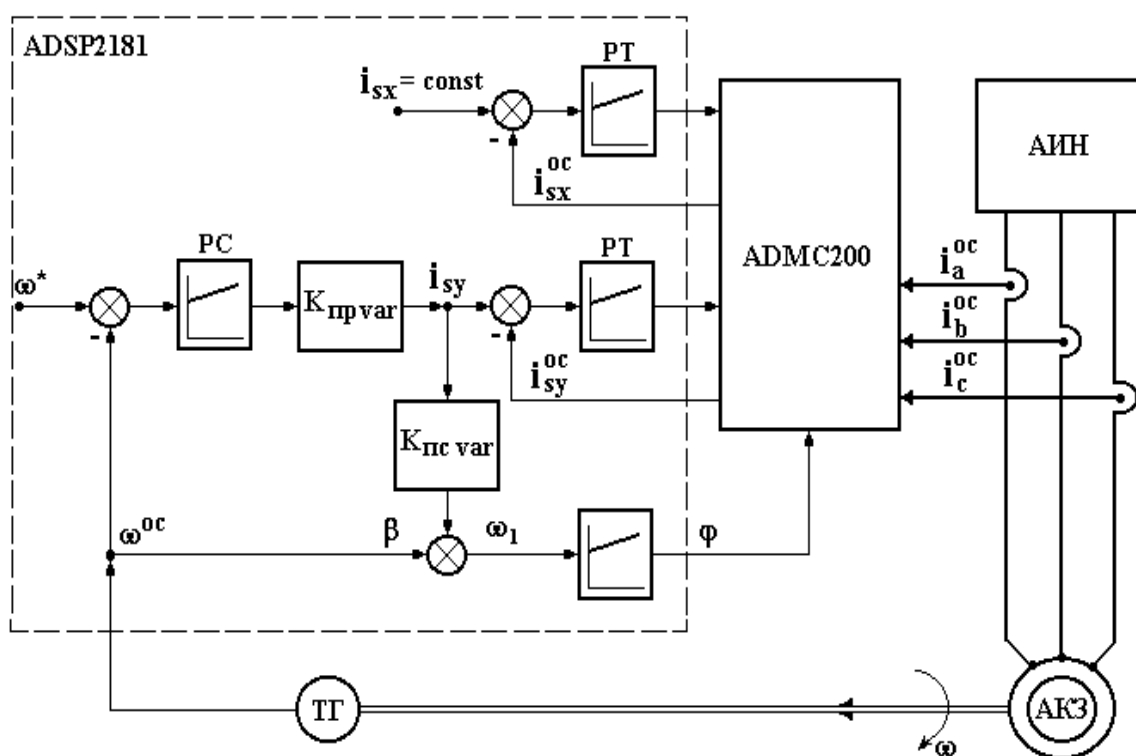


Рис.2. Функциональная схема векторного способа управления по абсолютному скольжению β

Управление АД в системе координат, ориентированной по вектору Ψ_r требует высокой точности в определении его пространственного положения. В зависимости от температуры и режима работы АД параметры машины меняются в довольно широких пределах, что требует идентификации этих параметров и адаптивной подстройки регуляторов.

$K_{пр\ var}$ и $K_{пс\ var}$ – блоки переменных коэффициентов математической модели двигателя, зависящих от параметров (r_s , x_s , x_r) и задаваемого значения i_{sx} .

Во второй половине 80-х годов лимитирующим звеном в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе с точки зрения улучшения

статических и динамических характеристик оказались алгоритмы функционирования системы управления и САР электропривода, а также аппаратные средства их реализации. В конце 1995 года на рынке появились приводы нового типа, по всем показателям не уступающие электроприводам постоянного тока, а по некоторым показателям статических и динамических характеристик и превосходящие последние.

Главной особенностью новых алгоритмов управления в электроприводах третьего поколения является использование методов разрывного управления. В отечественной практике высокодинамичные системы разрывного управления асинхронным электроприводом предложены Ивановским энергетическим институтом.

В мировой практике такие системы получили наименование: «системы с прямым управлением момента» (DTC). Такое управление наиболее пригодно для электроприводов тяговых механизмов (электровозов, транспортных систем, электроприводов горных машин и др.).

Основные свойства САУ, оптимизируемых с использованием методов управления в скользящем режиме:

- системы со скользящими режимами являются реализацией глубокой обратной связи по регулируемым координатам;
- порядок уравнения движения в скользящем режиме понижается;
- САУ со скользящим режимом груба к неточности информации о постоянных времени и коэффициентах усиления, а также к возмущениям;
- использование методов разрывного управления со скользящим режимом для построения идентификаторов состояния предопределяет такие их свойства, как высокая точность, быстроедействие и инвариантность к изменениям параметров объекта и возмущениям;
- в системах с векторным управлением осуществляется синтез двухмерных скользящих режимов.

САУ, синтезированная с применением методов, учитывающих нелинейный характер объекта управления и разрывный характер процессов в силовом преобразователе, обеспечивает:

- упрощение алгоритма синтеза из-за отсутствия необходимости организации сигналов, компенсирующих внутренние перекрестные обратные связи объекта;
- инвариантность к внешним и параметрическим возмущениям, благодаря чему просто решаются проблемы идентификации постоянной времени ротора и точности углового положения опорного вектора Ψ_r ;
- слияние задач организации САУ частотно-управляемым АД и ШИМ - управлением автономного инвертора.

Рассмотрим особенности реализации частотно-управляемых АД с использованием теории систем с разрывным управлением и принципов синтеза полеориентированных систем (в осях вектора потокосцепления ротора).

На рис.3 приведена блок-схема «прямого управления моментом».

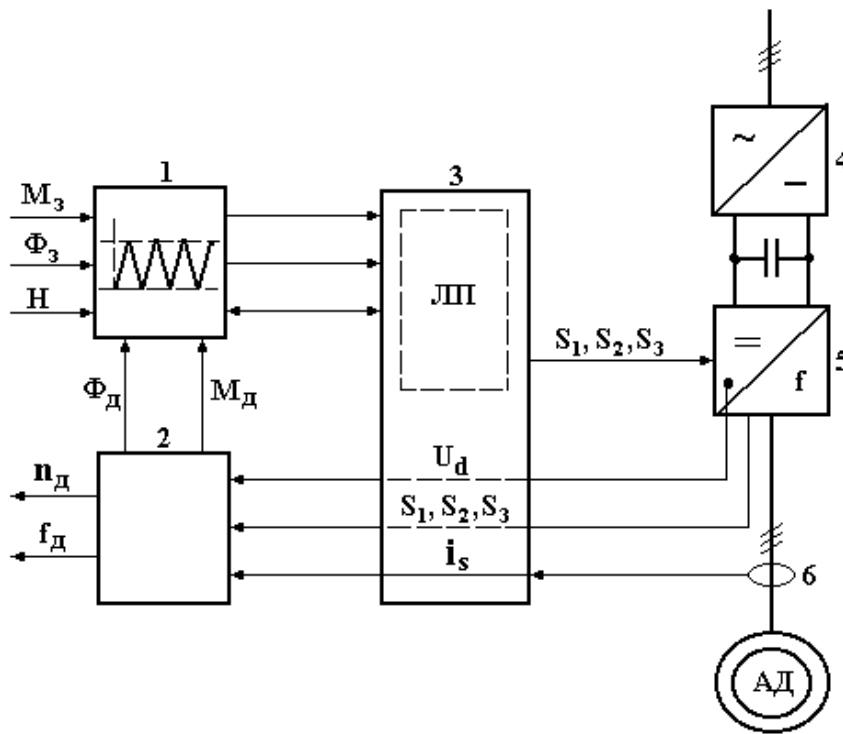


Рис.3. Блок-схема «прямого управления моментом»

На схеме обозначено:

1 – устройство прямого гистерезисного управления моментом и потоком.

2 – модель двигателя (расчет параметров и реальных величин переменных АД).

3 – аппаратные средства реализации оптимальной логики переключений.

4 – силовой выпрямитель.

5 – автономный инвертор напряжения.

6 – датчики тока статора двигателя.

M_3, Φ_3 – задание момента и потока.

n_d, f_d, M_d, Φ_d – действительные величины, соответственно, скорости, частоты, момента и потока.

U_d – входное напряжение автономного инвертора.

S_1, S_2, S_3 – состояние ключей инвертора.

i_s – токи статора АД.

H – ограничение порогов гистерезиса.

Основные элементы блок-схемы:

1. Блок быстродействующих микропроцессоров (DSP). В блоке осуществляется регулирование в скользящем режиме вектора Ψ_s потока сцепления статора и момента M двигателя по значениям вводимых в него заданных и действительных величин;
2. Модель АД, в которой через каждые 25 мкс осуществляется вычисление потока статора и момента по введенной информации: токам двух фаз статора АД, напряжению цепи постоянного тока и положению «ключей» АИН. В этом блоке производится вычисление скоро-

сти АД и частоты выходного тока АИН. Модель АД формирует сигналы обратных связей по регулируемым параметрам.

3. Быстродействующий логический автомат, переключающий «ключи» автономного инвертора в функции «оптимизации» вектора выходного напряжения АИН по предельным отклонениям момента и потока статора, определяемым соответствующими настройками петли гистерезиса.

Таким образом, организация ШИМ-управления осуществляется в функции заданных переменных электромагнитного состояния АД. В такой структуре объединяется задача ШИМ-управления и САУ моментом.

На рис. 4 представлена функциональная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода на базе ДТС.

Все устройства на рис.4 реализуются микропроцессорными средствами. С учетом динамических характеристик звена регулирования момента ДТС регулятор скорости синтезируется как ПИД-регулятор, чем достигается высокое быстродействие по контуру скорости и статическая точность регулирования.

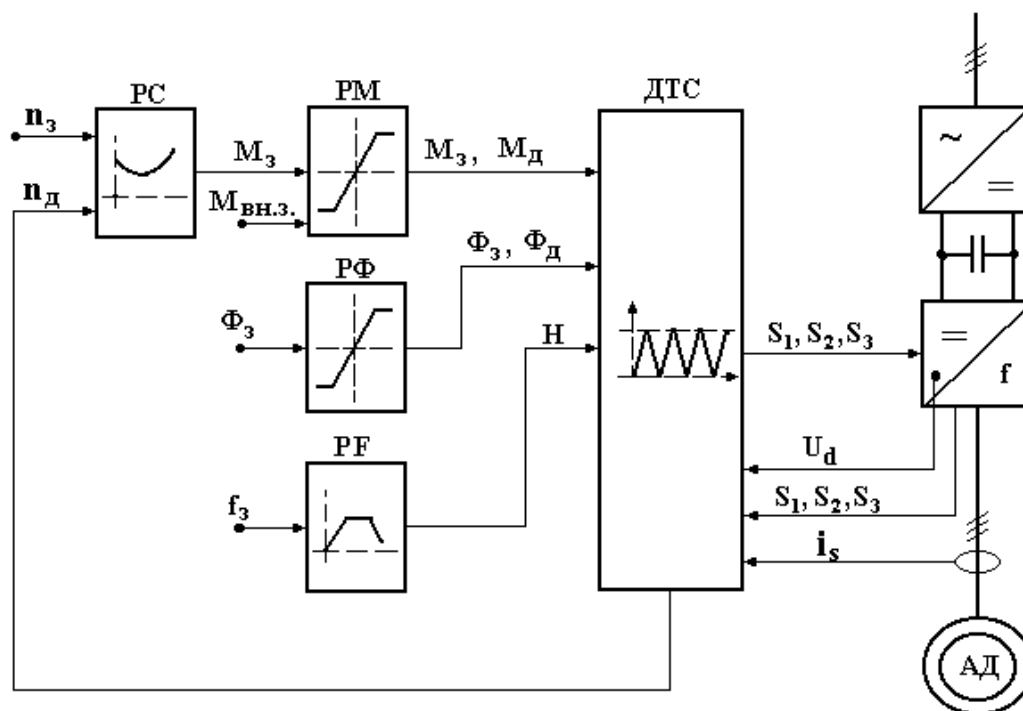


Рис. 4. Функциональная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода на базе ДТС

На схеме обозначено:

РС – ПИД-регулятор скорости;

РМ, РΦ – регуляторы задания момента M_3 и потока Φ_3 ;

РФ – регулятор частоты переключений;

$M_{вн.з.}$ – внешнее задание момента;

ДТС – система прямого управления моментом.

Выход регулятора скорости включен каскадно с устройствами задания и ограничения момента. Функционально регулятор скорости включает устройство для задания темпа разгона и замедления.

САУ снабжена устройством независимого задания потока статора, что позволяет реализовать управление с ослаблением потока, или заданием потока, обеспечивающего минимизацию потерь.

Воспользовавшись техническими характеристиками ряда электроприводов третьего поколения ACS 600 [6], приведем сравнительные характеристики электроприводов с различными типами САУ.

Можно сделать вывод, что принцип «прямого управления моментом» DTC обеспечивает высокое качество управления даже без использования датчика скорости и может быть рекомендован для реализации САУ электроприводом переменного тока транспортных машин и установок для тяжелых условий эксплуатации.

Таблица 1

Способ организации САУ	Управление $U / f = \text{const}$ (без датчика скорости)	САУ по алгоритму векторного управления с подчиненным регулированием (с ДС и ШИМ)	САУ с разрывным управлением	
			DTC (с ДС)	DTC (без ДС)
Линейность, %	± 12	± 4	± 3	± 4
Повторяемость, %	± 4	± 1	± 1	± 1
Время реакции, мс	150	10 -20	1-2	1-2
Статическая точность, %	$\pm (1-3)$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm (0,1-0,5)$
Динамическая точность, %·с	3	0,3	0,1	0,4

4. КЛАССИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

4.1.1. Математическое описание и динамическая модель асинхронного двигателя

При математическом описании асинхронной машины используются общепринятые допущения и ограничения, а именно:

- магнитная система машины не насыщена;
- потери в стали отсутствуют;
- фазные обмотки машины симметричны и сдвинуты строго на 120° (для трехфазных машин);
- магнитодвижущие силы обмоток и магнитные поля распределены вдоль окружности воздушного зазора по синусоидальному закону;
- величина воздушного зазора постоянна;
- ротор машины симметричен;
- реальная распределенная обмотка заменена эквивалентной сосредоточенной, создающей ту же магнитодвижущую силу.

Современный уровень развития вычислительной техники, вообще говоря, дает принципиальную возможность с учетом сделанных допущений строить модель асинхронного двигателя в фазных координатах. Однако структурная схема модели при этом получается весьма сложной из-за наличия переменных коэффициентов в уравнениях связи фазных токов и потокосцеплений машины, зависящих от мгновенного значения угла поворота ротора относительно магнитных осей статора двигателя. С целью упрощения математических моделей систему уравнений трехфазной асинхронной машины, записанную в фазных координатах [8], принято представлять в ортогональной системе координат ($x - y$), вращающейся в пространстве в общем случае с произвольной угловой скоростью ω_k .

Эквивалентные напряжения статора в системе координат ($x - y$) связаны с фазными напряжениями трехфазной машины следующими соотношениями:

$$U_{sx} = \frac{2}{3} \left[U_{\Phi A} \cos \omega_k t + U_{\Phi B} \cos \left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\Phi C} \cos \left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3} \right) \right],$$

$$U_{sy} = -\frac{2}{3} \left[U_{\Phi A} \sin \omega_k t + U_{\Phi B} \sin \left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\Phi C} \sin \left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3} \right) \right].$$

Аналогичные соотношения связывают эквивалентные значения токов и потокосцеплений двигателя с соответствующими фазными значениями переменных. Подставляя в эти уравнения выражения для реальных фазных напряжений:

$$U_{\Phi A} = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$U_{\Phi B} = U_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right);$$

$$U_{\Phi C} = U_m \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right),$$

можно получить выражения для составляющих напряжений в эквивалентной двухфазной системе координат:

$$U_{sx} = U_m \cos[(\omega_o - \omega_k)t + \varphi_o],$$

$$U_{sy} = U_m \sin[(\omega_o - \omega_k)t + \varphi_o],$$

где U_m – амплитудное значение фазного напряжения,

ω_o – частота вращения поля статора двигателя в пространстве,

φ_o – начальная фаза напряжения фазы А двигателя.

Система уравнений электромагнитного равновесия асинхронного двигателя в форме Коши в системе координат (x – y) может быть представлена следующим образом:

$$\frac{d\Psi_{sx}}{dt} = U_{sx} - R_s i_{sx} + \omega_k \Psi_{sy};$$

$$\frac{d\Psi_{sy}}{dt} = U_{sy} - R_s i_{sy} - \omega_k \Psi_{sx};$$

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = -R_r i_{rx} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ry};$$

$$\frac{d\Psi_{ry}}{dt} = -R_r i_{ry} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rx},$$

где Ψ_{sx}, Ψ_{sy} – потокосцепления эквивалентных статорных контуров,

Ψ_{rx}, Ψ_{ry} – потокосцепления эквивалентных роторных контуров,

i_{sx}, i_{sy} – эквивалентные токи статора,

i_{rx}, i_{ry} – эквивалентные токи ротора,

R_s, R_r – активные сопротивления фазных обмоток статора и ротора,

ω – частота вращения ротора двигателя.

Для решения этой системы уравнений ее необходимо дополнить уравнениями связи эквивалентных токов и потокосцеплений машины. В системе координат (x – y) эквивалентные потокосцепления и токи статора и ротора двигателя связаны друг с другом следующими уравнениями:

$$\Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx};$$

$$\Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry};$$

$$\Psi_{rx} = L_m i_{sx} + L_r i_{rx};$$

$$\Psi_{ry} = L_m i_{sy} + L_r i_{ry},$$

где L_m – взаимная индуктивность, учитывающая магнитную связь одной фазы ста-

тора с тремя обмотками ротора и соответственно одной обмотки рото-

ра с тремя обмотками статора,

$L_s = L_m + L_{\sigma s}$ – индуктивность обмотки статора, учитывающая магнитную связь с двумя

другими фазными обмотками статора,

$L_r = L_m + L_{\sigma r}$ – индуктивность обмотки ротора, учитывающая магнитную связь с двумя

другими фазными обмотками ротора,

$L_{\sigma s}$ – индуктивность рассеяния фазной обмотки статора,

$L_{\sigma r}$ – индуктивность рассеяния фазной обмотки ротора.

Коэффициенты в уравнениях связи между эквивалентными токами и потоками не зависят от мгновенного значения угла поворота ротора относительно магнитной оси статора двигателя. Для построения математической модели асинхронного двигателя удобнее пользоваться обратными зависимостями, то есть зависимостями $i = f(\Psi)$, которые имеют вид:

$$i_{sx} = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{sx} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{rx};$$

$$i_{sy} = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{sy} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{ry};$$

$$i_{rx} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{sx} + \frac{1}{\sigma L_r} \Psi_{rx};$$

$$i_{ry} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{sy} + \frac{1}{\sigma L_r} \Psi_{ry},$$

где $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ – коэффициент рассеяния двигателя.

Как было показано выше, выражение для электромагнитного момента асинхронного двигателя представляет собой векторное произведение любой пары пространственных векторов токов и потоков. Таким образом, в системе координат (x – y) можно использовать шесть уравнений для отыскания электромагнитного момента двигателя. При использовании любого из этих выражений результат, естественно, будет один и тот же.

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}), \quad M = \frac{3}{2} p_n (i_{rx} \Psi_{ry} - i_{ry} \Psi_{rx});$$

$$M = \frac{3}{2} L_m p_n (i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx}), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} p_n (\Psi_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{ry} \Psi_{sx});$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} p_n (i_{rx} \Psi_{sy} - i_{ry} \Psi_{sx}), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p_n (\Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx}),$$

где p_n – число пар полюсов асинхронного двигателя.

Выбор того или иного вида уравнения для электромагнитного момента осуществляется из условия рационального построения структурной схемы математической модели.

Уравнение движения двигателя в одномассовой механической системе, как известно, имеет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_{\Sigma}}(M - M_c),$$

где J_{Σ} – суммарный момент инерции ротора двигателя и механизма,
 M_c – статический момент нагрузки электропривода.

Структурная схема асинхронного двигателя в системе координат (x – y) представлена на рис.5.

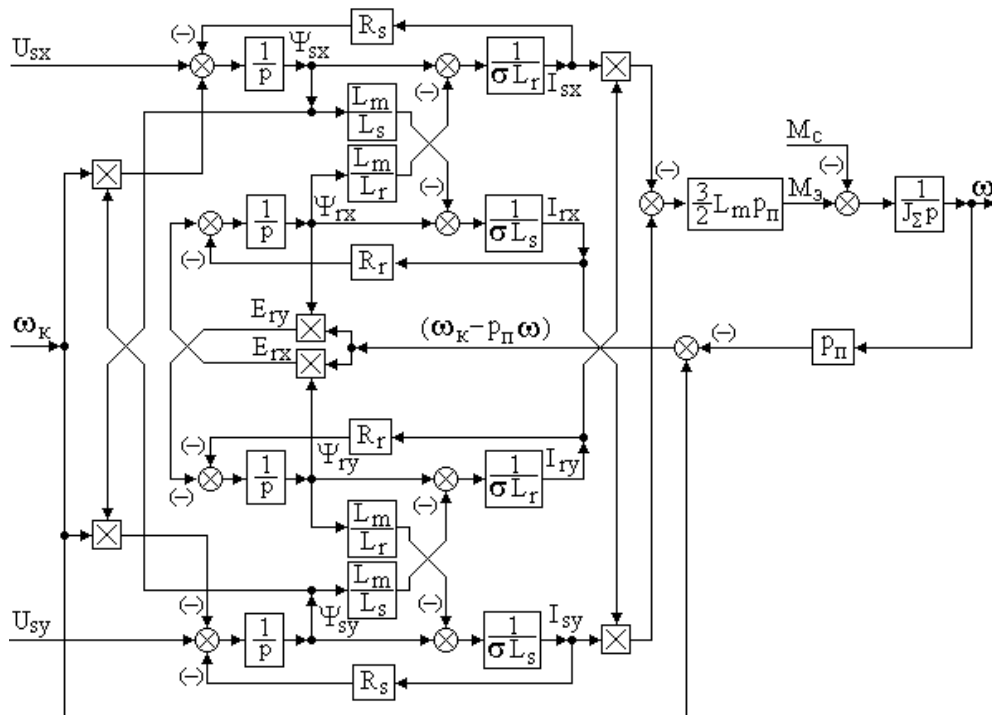


Рис. 5. Структурная схема асинхронного электродвигателя в системе координат, вращающейся в пространстве с произвольной угловой скоростью ω_k .

В зависимости от выбора скорости вращения системы координат ω_k уравнения электромагнитного равновесия асинхронного двигателя несколько видоизменяются, однако механическая характеристика двигателя, рассчитанная в системе координат, вращающейся в пространстве с любой угловой скоростью ω_k , изменений не претерпевает.

В теории электромагнитных переходных процессов электрических машин используются три основные координатные системы, являющиеся частными случаями рассмотренной выше.

Первая система координат неподвижна относительно статора двигателя, то есть $\omega_k = 0$. Оси в этой системе координат обозначаются ($\alpha - \beta$).

Основное преимущество системы координат $(\alpha - \beta)$ состоит в том, что при выборе положения одной из ее осей (принято – оси α), совпадающим с магнитной осью одной из фаз реальной машины, эквивалентный ток $i_{s\alpha}$ будет равен реальному фазному току двигателя. Эта система координат широко применяется для анализа систем электропривода с управлением двигательными и тормозными режимами по цепи статора, в том числе и при анализе систем с векторным управлением. Определенную сложность при построении модели асинхронного двигателя в системе координат $(\alpha - \beta)$ представляет то обстоятельство, что эквивалентные напряжения $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ изменяются во времени по синусоидальному закону. В том случае, если частота источника электроэнергии f_c постоянна

$$\omega_o = \frac{2\pi f_c}{p_n} = \text{const},$$

для формирования гармонических входных сигналов модели могут быть использованы два консервативных звена с передаточными функциями:

$$W_1(p) = \frac{\omega_o^2}{p^2 + \omega_o^2} \quad \text{и} \quad W_2(p) = \frac{\omega_o p}{p^2 + \omega_o^2}.$$

Переходные функции таких звеньев имеют вид:

$$h_1(t) = l(t) \cdot (1 - \cos \omega_o t) \quad \text{и} \quad h_2(t) = l(t) \cdot \sin \omega_o t.$$

Эквивалентные составляющие напряжения статора асинхронного двигателя в системе координат $(\alpha - \beta)$ могут быть получены следующим образом:

$$U_{s\alpha} = U_m \cdot (1 - h_1(t)) \quad U_{s\beta} = U_m \cdot h_2(t).$$

При исследовании систем электропривода с частотным управлением частота ω_o является величиной переменной. В этом случае для получения составляющих напряжения статора $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ необходимо использовать нелинейную модель идеального преобразователя частоты, имеющую следующую структурную схему.

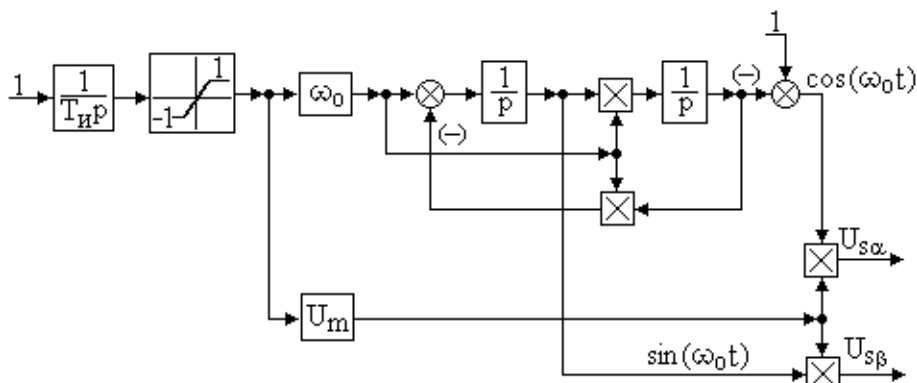


Рис.6. Структурная схема идеального преобразователя частоты

В структурной схеме рис.6 с помощью интегратора и блока ограничения построен задатчик интенсивности с единичным выходным сигналом. Собственно преобразователь частоты построен с помощью двух интегра-

торов и двух блоков умножения. На выходе первого интегратора получается синусоидальный сигнал с единичной амплитудой и переменной частотой ω_0 . На выходе второго интегратора получается сигнал вида $(1 - \cos \omega_0 t)$. С помощью дополнительного сумматора эта функция вычитается из 1 и на выходе сумматора получается косинусоидальный сигнал с единичной амплитудой и переменной частотой ω_0 . Посредством второй пары умножителей единичные косинусоидальный и синусоидальный сигналы умножаются на амплитудное значение выходного напряжения преобразователя частоты U_m , также являющееся величиной переменной. Обе переменные величины, и частота ω_0 , и амплитуда U_m формируются с помощью общего задатчика интенсивности, благодаря чему на выходах второй пары умножителей получают эквивалентные напряжения статора асинхронного двигателя $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ при реализации известного закона частотного управления:

$$\frac{U_m}{\omega_0} = \text{const}$$

При необходимости динамическая модель идеального преобразователя частоты позволяет реализовать также любой другой закон частотного управления асинхронным двигателем. При создании модели асинхронного электропривода на основе преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией идеализация преобразователя частоты не вносит существенных погрешностей в вычисления, так как токи и потокосцепления в таких системах практически синусоидальны.

На рис.7 представлена структурная схема математической модели асинхронного двигателя в неподвижной относительно статора системе координат $(\alpha - \beta)$ при работе от источника питания стабильной частоты.

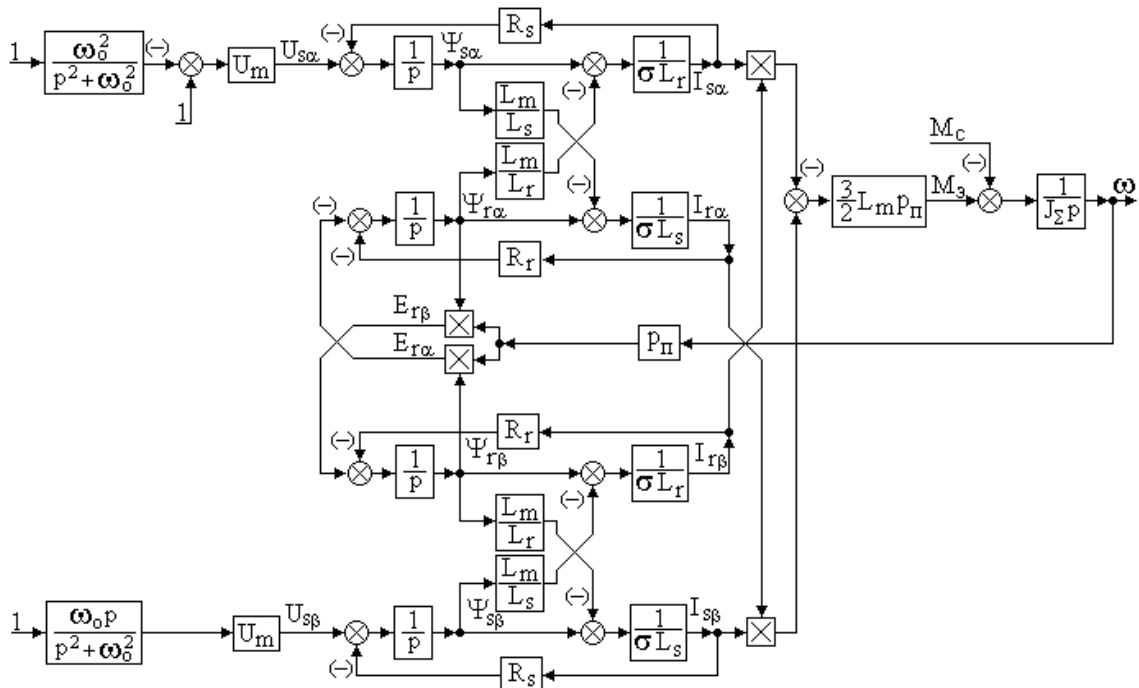


Рис. 7. Структурная схема асинхронного электродвигателя
в неподвижной системе координат ($\alpha - \beta$)

Несмотря на некоторые сложности при формировании эквивалентных напряжений $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$, система координат ($\alpha - \beta$) широко применяется при построении систем векторного управления асинхронным электроприводом. В этой системе координат вычисляемые переменные роторной цепи двигателя изменяются во времени по синусоидальному закону с частотой ω_0 . Переход от эквивалентных токов по осям α и β к фазным токам статорных контурных можно выполнить следующим образом:

$$i_A = i_{s\alpha}; \quad i_B = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}; \quad i_C = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}.$$

Переход от эквивалентных токов по осям α и β к фазным токам роторных контуров выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{r\alpha} \cos \omega t + i_{r\beta} \sin \omega t; \\ i_b &= i_{r\alpha} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{r\beta} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ i_c &= i_{r\alpha} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{r\beta} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right), \end{aligned}$$

Аналогично может быть осуществлен переход к фазным координатам для остальных статорных и роторных переменных.

Вторая система координат неподвижна относительно ротора двигателя и вращается относительно статора с частотой вращения ротора, то есть $\omega_k = \omega$. Оси в этой системе координат обозначаются ($d - q$). Такая система координат находит широкое применение при анализе переходных процессов в синхронных и асинхронных двигателях при несимметрии ротора. Она наиболее целесообразна для расчета систем электропривода с машиной двойного питания, например, каскадных схем управления асинхронным двигателем с фазным ротором. При этом статорные и роторные переменные изменяются по синусоидальному закону с частотой с частотой скольжения двигателя. Поэтому в структурной схеме асинхронного двигателя в системе координат ($d - q$) органически присутствует преобразователь частоты, структурная схема которого приведена на рис. 6.

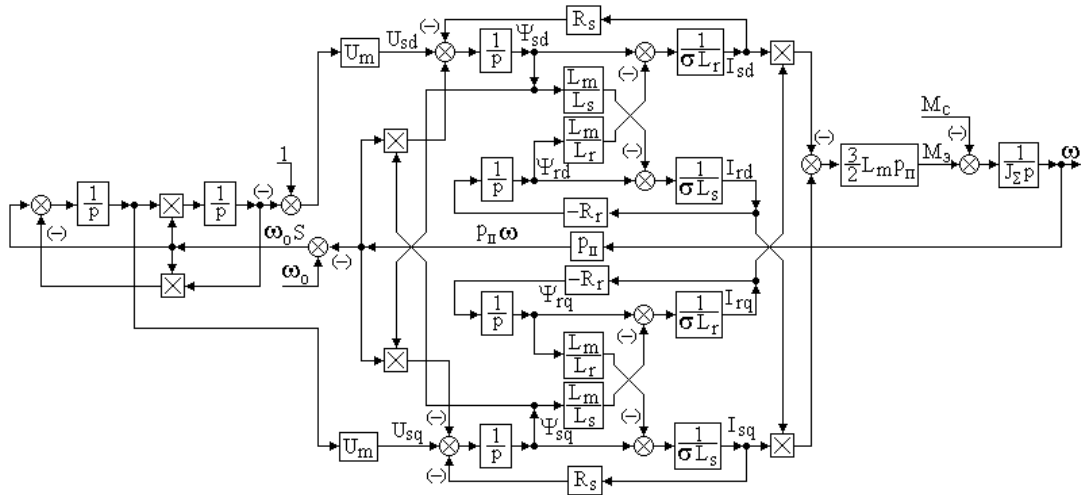


Рис.8. Структурная схема асинхронного электродвигателя в системе координат, вращающейся с частотой вращения ротора (d - q)

Относительное скольжение, присутствующее в этой системе координат, равно:

$$S = \frac{\omega_o - \omega}{\omega_o} = 1 - \frac{\omega}{\omega_o} = \frac{\beta}{\omega_o},$$

где $\beta = (\omega_o - \omega)$ – абсолютное скольжение асинхронного двигателя.

При построении систем векторного управления асинхронным электроприводом система координат (d – q) находит ограниченное применение. В основном, как будет показано ниже, она применяется в совокупности с другими координатными системами для облегчения вычислительных операций. Переход от системы координат ($\alpha - \beta$) к системе координат (d – q) может быть выполнен в соответствии с выражениями:

$$U_{s\alpha} = U_{sd} \cos \omega t - U_{sq} \sin \omega t;$$

$$U_{s\beta} = U_{sd} \sin \omega t + U_{sq} \cos \omega t.$$

Обратное преобразование имеет вид:

$$U_{sd} = U_{s\alpha} \cos \omega t + U_{s\beta} \sin \omega t;$$

$$U_{sq} = -U_{s\alpha} \sin \omega t + U_{s\beta} \cos \omega t.$$

Третья система координат вращается относительно статора двигателя с синхронной скоростью, то есть она неподвижна относительно поля статора асинхронной машины. В этом случае $\omega_k = \omega_o$. Оси в этой системе координат обозначаются (u – v). Такая система координат предпочтительна при анализе переходных процессов в симметричных машинах. Очевидно, что статорные напряжения U_{su} и U_{sv} представляют собой постоянные величины и определяются только начальной фазой ϕ_o . Если принять $\phi_o = 0$, то:

$$U_{su} = U_m; \quad U_{sv} = 0.$$

Аналогично остальные статорные и роторные переменные в системе координат (u – v) представлены их амплитудными значениями и не содержат гармонических составляющих.

При построении систем векторного регулирования асинхронным электроприводом на основе преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией и с микропроцессорным управлением эта система координат наиболее целесообразна, поскольку в ней амплитуда и частота выходного напряжения преобразователя частоты, приложенного к статорным обмоткам, присутствуют в явном виде. Вычислительные операции для выявления ненаблюдаемых координат двигателя здесь также существенно упрощены из-за отсутствия в статорных и роторных переменных гармонических составляющих.

На рис. 9 представлена структурная схема математической модели асинхронного двигателя в неподвижной относительно поля статора системе координат ($u - v$).

Переход от системы координат ($u - v$) к системам координат ($\alpha - \beta$) и ($d - q$) может быть выполнен с помощью выражений:

$$U_{s\alpha} = U_{su} \cos \omega_0 t - U_{sv} \sin \omega_0 t;$$

$$U_{s\beta} = U_{su} \sin \omega_0 t + U_{sv} \cos \omega_0 t;$$

$$U_{sd} = U_{su} \cos \beta t - U_{sv} \sin \beta t;$$

$$U_{sq} = U_{su} \sin \beta t + U_{sv} \cos \beta t.$$

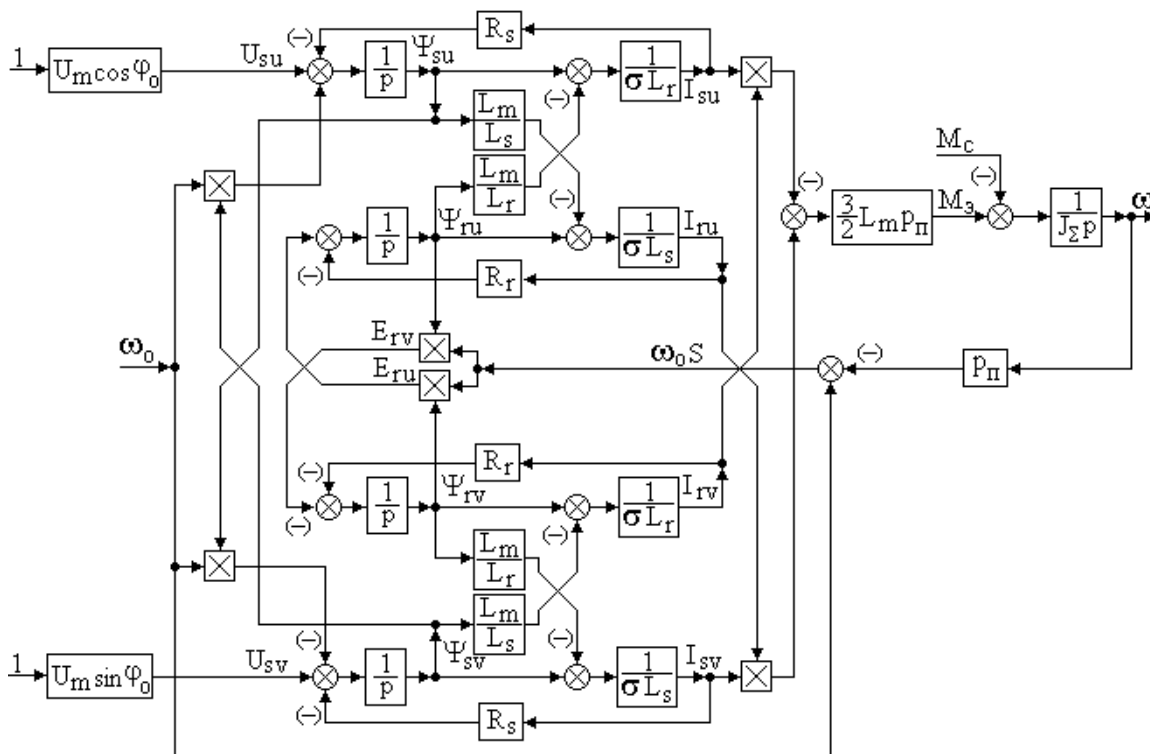


Рис.9. Структурная схема асинхронного электродвигателя в системе координат, вращающейся с частотой вращения поля статора ($u - v$)

Обратное преобразование выполняется в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned}
U_{su} &= U_{s\alpha} \cos \omega_o t + U_{s\beta} \sin \omega_o t; \\
U_{sv} &= -U_{s\alpha} \sin \omega_o t + U_{s\beta} \cos \omega_o t; \\
U_{su} &= U_{sd} \cos \beta t + U_{sq} \sin \beta t; \\
U_{sv} &= -U_{sd} \sin \beta t + U_{sq} \cos \beta t.
\end{aligned}$$

4.1.2. Динамическая модель системы векторного управления асинхронным электроприводом

Классическая система векторного управления асинхронным электроприводом строится по принципу подчиненного регулирования. Синтез системы автоматического регулирования для таких электроприводов имеет ряд специфических особенностей, поскольку, как было показано выше, асинхронный двигатель как объект управления весьма сложен. Он принципиально является многоканальным объектом с перекрестными связями между каналами и с нелинейностями вида произведения нескольких переменных.

Разделить переменные удастся путем перевода модели в систему координат, ориентированную по вектору потокосцепления ротора двигателя. В этом случае модуль вектора потокосцепления ротора двигателя определяется проекцией вектора тока статора на ось, связанную с вектором потокосцепления ротора, а электромагнитный момент двигателя - произведением модуля вектора потокосцепления ротора на вторую (ортогональную) составляющую вектора тока статора. В такой системе координат можно построить двухканальную систему регулирования электроприводом с независимым управлением потокосцеплением ротора и электромагнитным моментом асинхронного двигателя.

Если динамическая модель асинхронного двигателя выполнена в неподвижной относительно статора системе координат $(\alpha - \beta)$, то для векторного преобразования, прежде всего, осуществляется вычисление модуля вектора потокосцепления ротора двигателя по формуле:

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}.$$

После этого определяются мгновенные значения косинуса и синуса угла γ для перевода переменных в систему координат, ориентированную в пространстве по вектору потокосцепления ротора:

$$\cos \gamma = \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_{rm}}; \quad \sin \gamma = \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{rm}},$$

где γ - пространственный угол между мгновенным положением вектора потокосцепления ротора двигателя и осью α .

Поскольку вектор потокосцепления ротора вращается в пространстве с частотой источника питания двигателя ω_o , новая система координат также должна вращаться с этой же частотой. Оси в новой системе координат

обозначаются (1 – 2), причем принято, что ось 1 совпадает по направлению с вектором потокоцепления ротора.

Перевод составляющих вектора тока статора из системы координат $(\alpha - \beta)$ в новую систему координат осуществляется с помощью уравнений:

$$\begin{aligned} i_{s1} &= i_{s\alpha} \cos \gamma + i_{s\beta} \sin \gamma; \\ i_{s2} &= -i_{s\alpha} \sin \gamma + i_{s\beta} \cos \gamma. \end{aligned}$$

Полученные значения составляющих вектора тока статора соответственно определяют величину модуля потокоцепления ротора (составляющая i_{s1}) и величину электромагнитного момента двигателя (составляющая i_{s2}). Следует напомнить, что после проделанных преобразований эти составляющие вектора тока статора двигателя не содержат гармонических составляющих, а представляют собой амплитудные значения и могут быть использованы в качестве сигналов обратной связи в канале регулирования потокоцепления ротора и в канале регулирования частоты вращения асинхронного электропривода.

Каждый из каналов регулирования строится по принципу подчиненного регулирования. Как будет показано ниже, структура каждого канала может быть различной в зависимости от требований системе регулирования. Здесь рассмотрен пример, когда оба канала выполнены двухконтурными.

Канал регулирования потокоцепления ротора двигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s1} с ПИ-регулятором РТ1 и внешний контур регулирования модуля потокоцепления $\Psi_{r\ m}$ также с ПИ-регулятором РЧ. На входе внешнего контура действует постоянное задание, соответствующее номинальному потокоцеплению ротора двигателя.

Канал регулирования электромагнитного момента и частоты вращения асинхронного электродвигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s2} с ПИ-регулятором РТ2 и внешний контур регулирования скорости ω также с ПИ-регулятором РС. На входе внешнего контура действует задатчик интенсивности.

На выходах регуляторов тока РТ1 и РТ2 возникают сигналы, пропорциональные составляющим вектора напряжения статора двигателя, ориентированного по вектору потокоцепления ротора двигателя U_{s1} и U_{s2} . Для перехода из системы координат (1 - 2) в систему координат $(\alpha - \beta)$ используется обратное преобразование координат в соответствии со следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{s1} \cos \gamma - U_{s2} \sin \gamma; \\ U_{s\beta} &= U_{s1} \sin \gamma + U_{s2} \cos \gamma. \end{aligned}$$

Напряжения $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ изменяются по синусоидальному закону с частотой ω_0 , то есть являются эквивалентными напряжениями на выходе преобразователя частоты.

Структурная схема динамической модели системы векторного управления асинхронным электроприводом приведена на рис. 10.

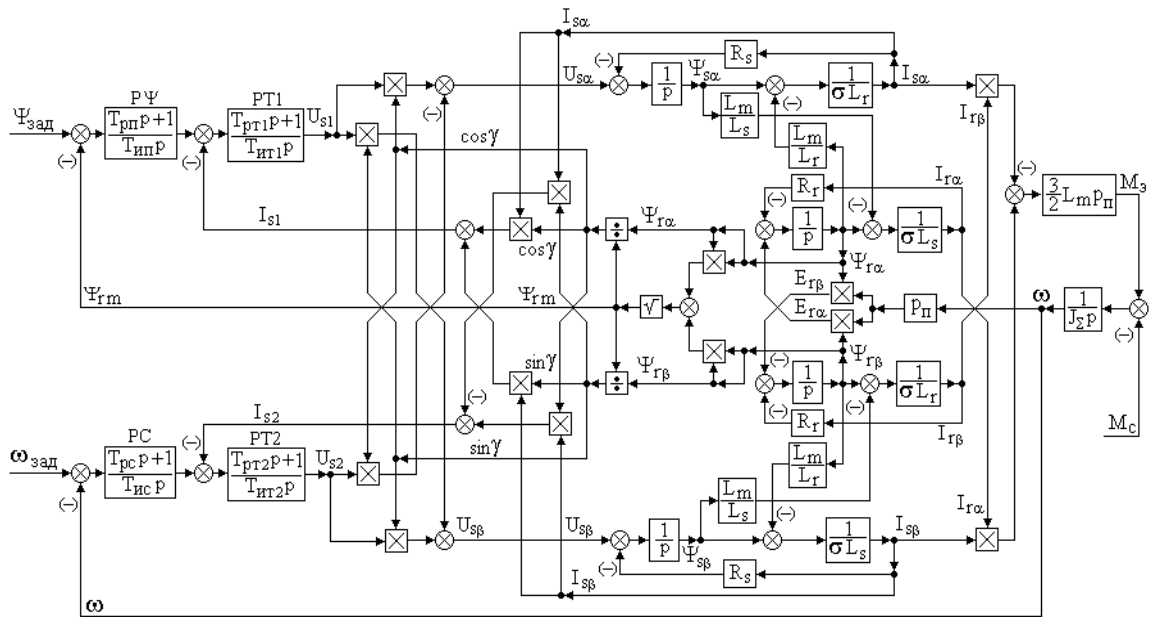


Рис.10. Структурная схема модели системы векторного управления в осях ($\alpha - \beta$)

Такая динамическая модель была реализована в среде MATLAB.

Расчеты переходных процессов в абсолютных единицах создают определенные неудобства при обобщении результатов исследований. Поэтому здесь и далее все расчеты переходных процессов проведены в относительных единицах. Применение системы относительных единиц не является другой формой записи исходной системы дифференциальных уравнений, это просто дополнительное средство ее исследования. Хотя в ряде случаев введение относительных единиц позволяет несколько упростить расчетные формулы.

В практических расчетах динамики электропривода переменного тока используются различные системы относительных единиц [9, 10]. Применительно к рассматриваемой задаче удобнее всего использовать систему относительных единиц с равными взаимными индуктивностями между статорными и роторными обмотками, а также между фазными обмотками ротора. Поэтому были приняты базисные величины, приведенные в табл.2. Там же приведены числовые значения параметров динамической модели.

Таблица 2

Физический Параметр	Базисная Величина	Выражение для базисной величины	Числовое значение $Y^* = \frac{Y}{Y_6}$, параметра о.е.
Напряжение	номинальное амплитудное значение фаз-	$u_6 = \sqrt{2}U_{\text{фном}}$	$U_{\text{снном}}^* = 1$

Физический Параметр	Базисная Величина	Выражение для базисной ве- личины	Числовое значение $Y^* = \frac{Y}{Y_{\delta}}$, параметра о.е.
	ного напряжения		
Ток	номинальное ампли- тудное значение фаз- ного тока	$i_{\delta} = \sqrt{2}I_{\text{фном}}$	$I_{\text{снном}}^* = 1$
Сопротивление	отношение фазного напряжения к фазному току	$r_{\delta} = x_{\delta} = \frac{u_{\delta}}{i_{\delta}}$	$R_s^* = 0,05$ $R_r^* = 0,036$ $X_m^* = 3,8$ $X_s^* = 3,854$ $X_r^* = 3,91$
Частота Вращения	синхронная частота вращения поля статора при номинальной ча- стоте преобразователя частоты	$\omega_{\delta} = \omega_{\text{оном}}$	$\omega_o^* = 1$
Время	время поворота векто- ра, вращающегося с частотой вращения ω_o , на 1 радиан	$t_{\delta} = \frac{1}{\omega_{\text{оном}}}$	$t^* = 314$
Потокоцепление	отношение фазного напряжения к син- хронной частоте вра- щения	$\Psi_{\delta} = \frac{u_{\delta}}{\omega_{\delta}}$	$\Psi_{\text{гнном}}^* = 1$
Индуктивность	отношение потоко- цепления к току или индуктивного сопро- тивления к синхрон- ной частоте вращения	$L_{\delta} = \frac{\Psi_{\delta}}{i_{\delta}} = \frac{x_{\delta}}{\omega_{\delta}}$	$L_m^* = 3,8$ $L_s^* = 3,854$ $L_r^* = 3,91$
Мощность	полная номинальная мощность двигателя	$S_{\delta} = \frac{3u_{\delta}i_{\delta}}{2} =$ $= 3U_{\text{фном}}I_{\text{фном}}$	$S_{\text{ном}}^* = 1$ $P_{\text{ном}}^* = 0,79$
Электромагнитный момент	произведение пото- коцепления на ток	$M_{\delta} = \frac{3\Psi_{\delta}i_{\delta}}{2}$	$M_{\text{ном}}^* = 0,82$
Момент инерции	Отношение полной мощности к кубу син- хронной частоты вра- щения	$j_{\delta} = \frac{S_{\delta}}{\omega_o^3}$	$J_{\Sigma}^* = 235,63$

На рис.11 приведены результаты расчета переходных процессов в системе векторного управления при пуске электропривода с полной нагрузкой.

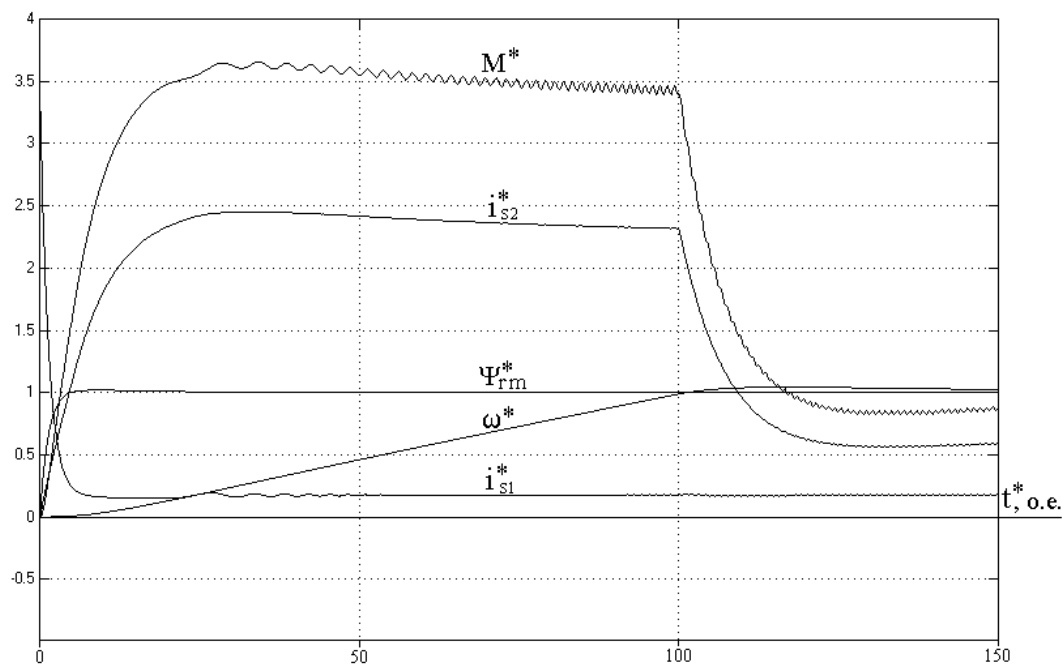


Рис.11. Расчетные переходные процессы в асинхронном электроприводе при векторном управлении

На начальном участке пусковой характеристики потокосцепление ротора по экспоненциальной характеристике нарастает до 1 о.е. за счет форсированного нарастания составляющей тока статора i_{s1} до значения 3,25 о.е. После завершения переходного процесса в канале регулирования потокосцепления составляющая тока статора i_{s1} снижается до 0,2 о.е. и в дальнейшем не изменяется. Составляющая тока статора i_{s2} также по экспоненциальной характеристике с небольшим, в пределах 5%, перерегулированием нарастает до 2,3 о.е. Поскольку пуск двигателя происходит при неизменном потокосцеплении ротора, электромагнитный момент двигателя в масштабе повторяет характеристику составляющей тока статора i_{s2} . После завершения переходных процессов в канале регулирования скорости дальнейший разгон двигателя протекает при почти постоянном моменте, близком к 3,5 о.е. Естественно, что при этом частота вращения двигателя нарастает по линейному закону. Следует заметить, что в соответствии с паспортными данными асинхронного двигателя, параметры которого использованы при моделировании, кратность максимального момента двигателя равна 2,5.

После завершения пуска двигателя величина электромагнитного момента снижается до номинального значения 0,8 о.е., а составляющая тока статора i_{s2} - до значения 0,65 о.е.

На рис.12 приведен результат расчета переходных процессов в системе при ступенчатом набросе полуторократной нагрузки на вал двигателя.

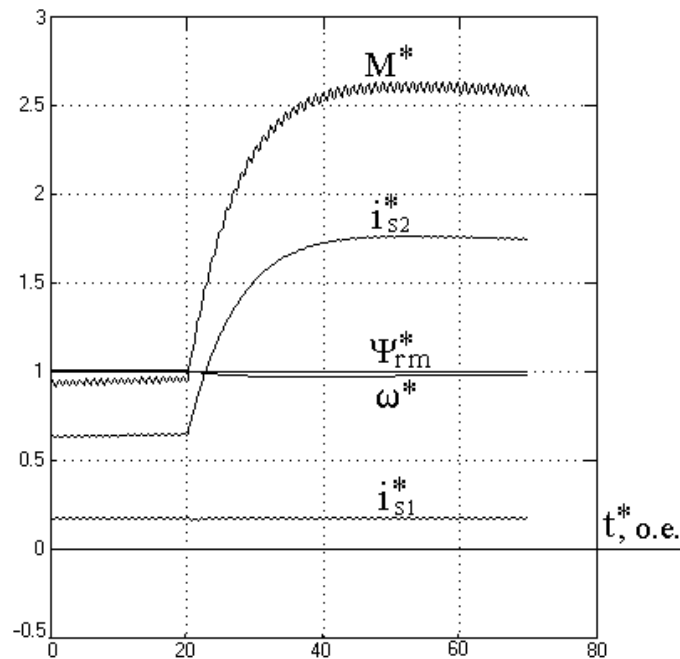


Рис.12. Графики переходных процессов в электроприводе при ступенчатом набросе нагрузки

Переходный процесс сопровождается незначительным снижением частоты вращения при экспоненциальном нарастании электромагнитного момента и составляющей тока статора i_{s2} . Причем установившееся значение электромагнитного момента 2,6 о.е. превышает критическое значение для рассматриваемого двигателя. Модуль потокосцепления ротора Ψ_{rm} и составляющая тока статора i_{s1} в течение переходного процесса и после его завершения остаются без изменения. То есть в такой системе влияние каналов регулирования друг на друга практически исключено.

Поскольку исходная модель асинхронного двигателя выполнена в системе координат, неподвижной относительно статора ($\alpha - \beta$), значения $\cos\gamma$ и $\sin\gamma$ здесь изменяются по гармоническому закону с частотой вращения поля статора ω_0 . Соответственно выходные сигналы системы регулирования после обратного преобразования координат пропорциональны составляющим напряжения $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$, а следовательно также изменяются по синусоидальному закону с частотой ω_0 . Графики изменения во времени $\cos\gamma$ и $\sin\gamma$ на начальном участке пуска двигателя приведены на рис.13,а. На рис.13,б приведен годограф пространственного вектора напряжения статора $\vec{U}_s$ при пуске двигателя в системе векторного управления. Он, естественно, имеет форму спирали Архимеда [11].

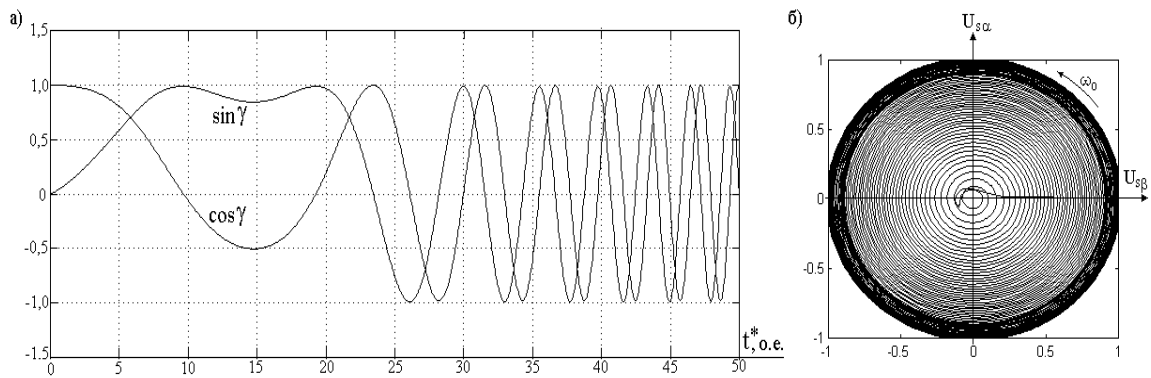


Рис.13. Направляющие косинус и синус (а) и годограф пространственного вектора напряжения статора (б) в системе векторного управления асинхронным электроприводом, реализованной в системе координат ($\alpha - \beta$)

В то же время при построении микропроцессорной системы управления асинхронным электроприводом с преобразователем частоты, построенном на транзисторных модулях IGBT, с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения задание амплитуды U_m и частоты ω_0 выходного напряжения предпочтительно осуществлять в виде цифрового сигнала, а не в виде тригонометрических функций.

В связи с этим при моделировании асинхронного электропривода с векторным управлением целесообразнее использовать систему координат, в которой амплитуда и частота напряжения, приложенного к статорным обмоткам, присутствуют в явном виде. Такой системой координат является система координат, вращающаяся с частотой поля статора двигателя ω_0 , то есть система координат ($u - v$).

Если динамическая модель асинхронного двигателя выполнена в системе координат ($u - v$), вычисление модуля вектора потокосцепления ротора двигателя осуществляется по формуле:

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{ru}^2 + \Psi_{rv}^2},$$

после чего также определяются мгновенные значения косинуса и синуса угла γ для перевода переменных в систему координат (1 – 2):

$$\cos \gamma = \frac{\Psi_{ru}}{\Psi_{rm}}; \quad \sin \gamma = \frac{\Psi_{rv}}{\Psi_{rm}}.$$

Однако, поскольку обе системы координат и ($u - v$), и (1 – 2) вращается в пространстве с одинаковой частотой ω_0 , координатное преобразование здесь представляет собой поворот одной системы координат по отношению к другой на некоторый пространственный угол до совмещения оси v с вектором потокосцепления ротора.

Раз обе системы координат неподвижны относительно друг друга, $\cos \gamma$ и $\sin \gamma$ представляют собой числовые значения соответствующих тригонометрических функций. Перевод составляющих вектора тока статора из системы координат ($u - v$) в систему координат (1 – 2) осуществляется с помощью уравнений:

$$i_{s1} = i_{su} \cos \gamma + i_{sv} \sin \gamma;$$

$$i_{s2} = -i_{su} \sin \gamma + i_{sv} \cos \gamma.$$

Далее строится двухканальная система регулирования, как и в предыдущем случае. Обратное преобразование координат также представляет собой поворот одной системы координат относительно другой на угол γ , но в противоположном направлении.

Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s1} с ПИ-регулятором РТ1 и внешний контур регулирования модуля потокосцепления Ψ_{rm} с П-регулятором РΨ. На входе РΨ действует единичное постоянное задание.

Канал регулирования электромагнитного момента асинхронного двигателя содержит контур регулирования составляющей тока статора i_{s2} с ПИ-регулятором РТ2 и контур регулирования скорости ω с П-регулятором РС, на входе которого включен задатчик интенсивности (на структурной схеме не показан).

Структурная схема такой динамической модели системы векторного управления представлена на рис.14.

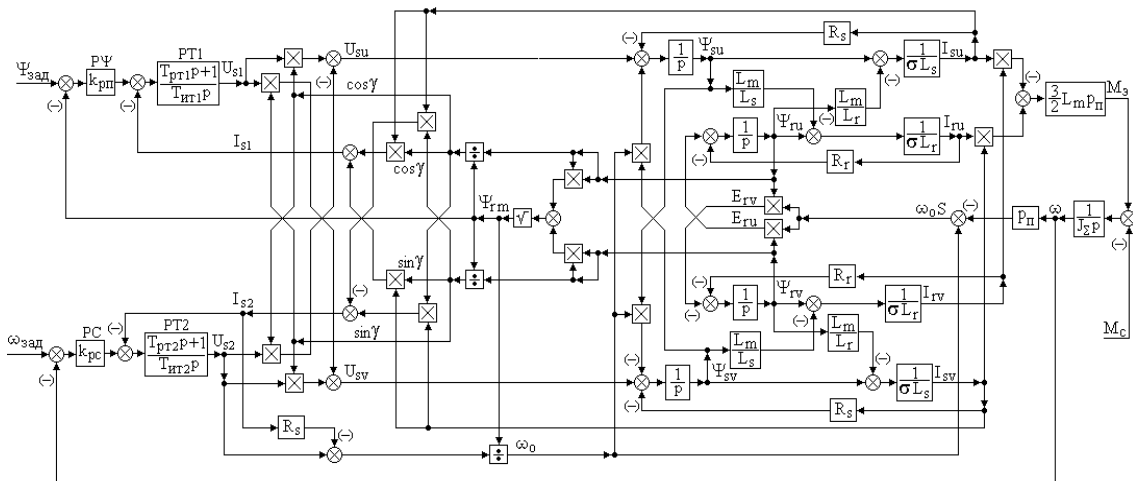


Рис.14. Структурная схема модели системы векторного управления в осях (u – v)

Выходные сигналы регуляторов РТ1 и РТ2 пропорциональны составляющим вектора напряжения статора двигателя U_{s1} и U_{s2} . Обратное преобразование координат для перехода из системы координат (1 - 2) в систему координат (u – v) имеет вид:

$$U_{su} = U_{s1} \cos \gamma - U_{s2} \sin \gamma;$$

$$U_{sv} = U_{s1} \sin \gamma + U_{s2} \cos \gamma.$$

Напряжения U_{su} и U_{sv} представляют собой амплитудные значения и не содержат гармонических составляющих. Значение амплитуды выходного напряжения преобразователя частоты определяется следующим образом:

$$U_{sm} = \sqrt{U_{su}^2 + U_{sv}^2}.$$

Значение частоты вращения системы координат, то есть частоты выходного напряжения преобразователя частоты, определяется следующим образом:

$$\omega_o = \frac{U_{sl} - i_{sl} R_s}{\Psi_{rm}} = \frac{(U_{sv} - i_{sv} R_s) \cos \gamma - (U_{su} - i_{su} R_s) \sin \gamma}{\Psi_{rm}}.$$

Таким образом, при реализации системы векторного управления с представлением модели асинхронного двигателя в системе координат ($u - v$) на выходе системы регулирования амплитуда и частота напряжения преобразователя частоты присутствуют в явном виде. В то же время работа системы векторного управления не зависит от выбора системы координат. На рис.15 приведены результаты расчета переходных процессов в такой системе при пуске электропривода до половинной частоты вращения с дальнейшим разгоном до полной. Расчет проведен при номинальной нагрузке в системе относительных единиц, как и в предыдущем случае.

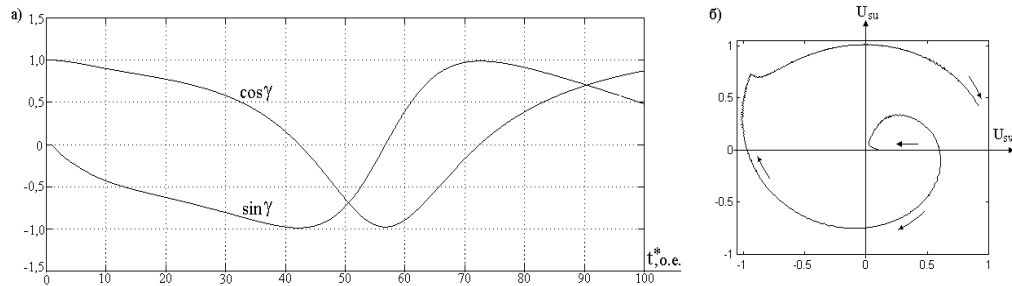


Рис.15. Расчетные переходные процессы при пуске асинхронного привода с векторным управлением

При пуске электромагнитный момент достигает значения 3,2, о.е., что также превышает критическое значение, как и в предыдущем случае. Модуль потокосцепления ротора Ψ_{rm} и составляющая тока статора i_{s1} в течение переходного процесса и после его завершения не меняются.

Поскольку исходная модель асинхронного двигателя выполнена в системе координат, вращающейся с частотой вращения поля статора ($u - v$), значения $\cos \gamma$ и $\sin \gamma$ в этом случае не содержат установившихся гармонических составляющих. Выходные сигналы системы регулирования после обратного преобразования координат пропорциональны составляющим напряжения U_{su} и U_{sv} и также не содержат синусоидальных составляющих. Графики изменения во времени $\cos \gamma$ и $\sin \gamma$ на начальном участке пуска двигателя приведены на рис.16,а. На рис.16,б приведен годограф пространственного вектора напряжения статора $\vec{U}_s$ при пуске двигателя в системе векторного управления. Он, естественно, имеет форму улитки Паскаля [11].

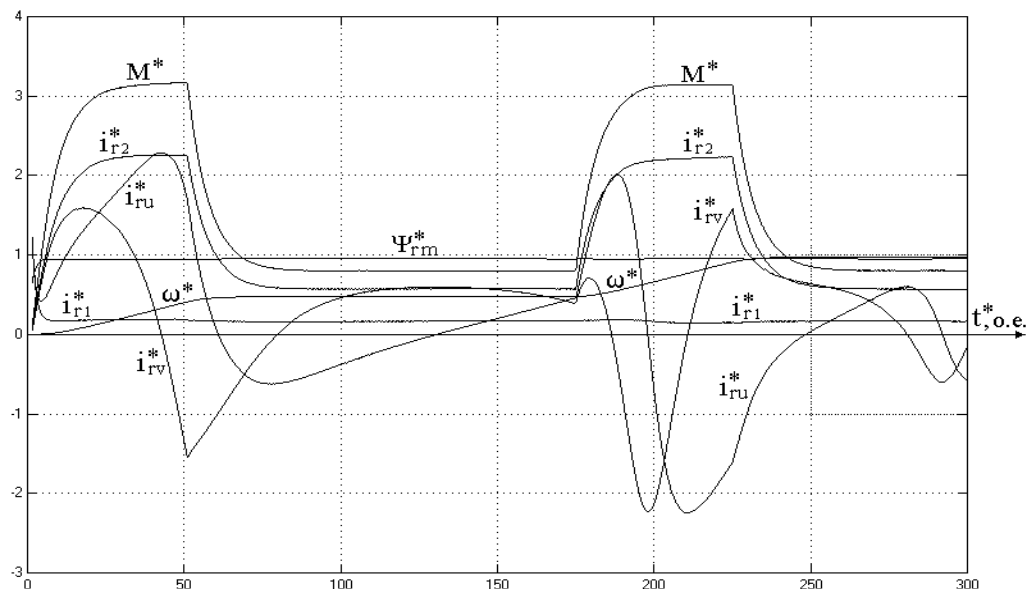


Рис.16. Направляющие косинус и синус (а) и годограф пространственного вектора напряжения статора (б) в системе векторного управления асинхронным электроприводом, реализованной в системе координат (u - v)

Таким образом, при реализации микропроцессорной системы управления асинхронным электроприводом с преобразователем частоты, построенном на транзисторных модулях IGBT и с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения, предпочтительной является динамическая модель асинхронного двигателя, выполненная в системе координат, вращающейся с частотой вращения поля статора. Во-первых, в этом случае задание амплитуды U_m и частоты ω_0 выходного напряжения осуществляется в виде цифрового сигнала, а не в виде тригонометрических функций, а во-вторых, векторное преобразование сводится к пространственному повороту одной системы координат относительно другой на угол γ .

4.1.3. Синтез структуры и расчет регуляторов в системе векторного управления

Система частотно-управляемого электропривода нелинейна, поэтому аналитический расчет регуляторов может быть выполнен весьма приближенно, однако для предварительной настройки системы может быть использована следующая методика.

Поскольку каналы регулирования в системе векторного управления разделены, анализ канала регулирования потокосцепления ротора целесообразно производить в режиме короткого замыкания двигателя, а канала регулирования момента и частоты вращения двигателя – в режиме холостого хода, когда электромагнитные переходные процессы в канале регулирования потокосцепления ротора уже завершились.

В режиме короткого замыкания двигателя частота вращения $\omega = 0$, а следовательно, электромагнитный момент асинхронного двигателя также

равен нулю. Это возможно только в том случае, если пространственный угол γ между осью α и вектором потокоцепления ротора равен нулю, то есть:

$$\cos \gamma = 1; \quad \sin \gamma = 0.$$

Тогда для составляющих переменных состояния асинхронного двигателя по оси α справедливы следующие соотношения:

$$U_{s\alpha} = U_{s1} = U_{sm};$$

$$i_{s\alpha} = i_{s1} = i_{sm};$$

$$\Psi_{r\alpha} = \Psi_{rm},$$

а по оси β составляющие напряжения, тока статора и потокоцепления ротора равны нулю. При этих условиях канал регулирования потокоцепления ротора асинхронного двигателя описывается линейной системой уравнений:

$$i_{sm} = \frac{\frac{1}{R_s}(T_r p + 1)}{\sigma T_s T_r p^2 + (T_s + T_r)p + 1} U_{sm};$$

$$\Psi_{rm} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm},$$

где $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ - электромагнитная постоянная времени статорной цепи двигателя,

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - электромагнитная постоянная времени роторной цепи двигателя.

Линеаризованная структурная схема канала регулирования потокоцепления ротора асинхронного двигателя в общем виде выглядит следующим образом:

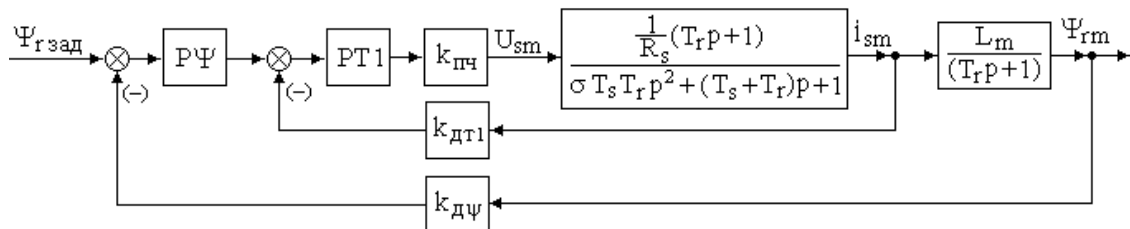


Рис.17. Линейная структурная схема канала регулирования потокоцепления ротора двигателя в системе векторного управления

На схеме обозначено:

- PΨ – регулятор потокоцепления ротора двигателя;
- PT1 – регулятор составляющей тока статора двигателя i_{s1} ;
- $k_{пч}$ – коэффициент усиления преобразователя частоты;

- $k_{дт1}$ – коэффициент усиления датчика составляющей тока двигателя i_{s1} ;
- $k_{д\psi}$ – коэффициент усиления датчика потокосцепления ротора двигателя.

Синтез системы регулирования для такой схемы сложности не представляет. В простейшем случае канал регулирования потокосцепления ротора двигателя может быть выполнен одноконтурным с обратной связью по амплитудному значению потокосцепления Ψ_{rm} и с ПИД-регулятором РЧ. Этот вариант целесообразен для электроприводов, к которым не предъявляется высоких требований по формированию динамических режимов. За счет исключения внутреннего контура регулирования по составляющей тока статора i_{s1} достигается некоторое упрощение схемы. Структурная схема одноконтурной системы регулирования в канале регулирования потокосцепления ротора приведена на рис.18.

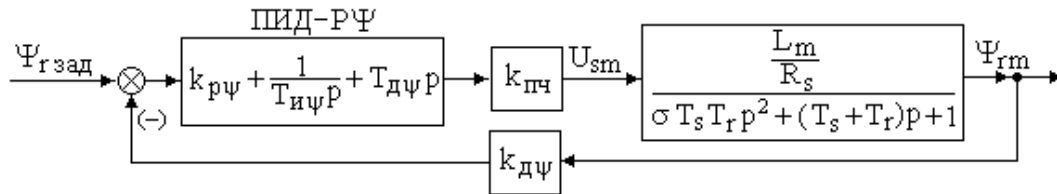


Рис.18. Одноконтурная схема канала регулирования потокосцепления ротора двигателя

Параметры ПИД-регулятора потокосцепления ротора РЧ, а именно, коэффициент усиления регулятора $k_{p\psi}$, постоянная времени интегрирования регулятора $T_{и\psi}$ и постоянная времени дифференцирования регулятора $T_{д\psi}$ определяются из следующих условий:

$$T_{д\psi} T_{и\psi} = \sigma T_s T_r;$$

$$k_{p\psi} T_{и\psi} = (T_s + T_r);$$

$$\frac{T_{и\psi} R_s}{k_{пч} k_{д\psi} L_m} = T_\mu,$$

где T_μ – эквивалентная постоянная времени контура регулирования.

Эквивалентную постоянную времени T_μ следует определять из условия:

$$T_\mu = \frac{1}{f_{пч\max}},$$

где $f_{пч\max}$ – максимальное значение выходной частоты преобразователя частоты.

Тогда расчетные настройки ПИД-регулятора РЧ примут вид:

$$k_{p\psi} = \frac{(T_s + T_r)R_s}{T_\mu k_{пч} k_{д\psi} L_m};$$

$$T_{и\psi} = \frac{T_\mu k_{пч} k_{д\psi} L_m}{R_s};$$

$$T_{д\psi} = \frac{\sigma T_r}{T_\mu k_{пч} k_{д\psi}} \cdot \frac{L_s}{L_m}.$$

При такой настройке регулятора передаточная функция замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора двигателя выглядит следующим образом:

$$W_{к\psi}(p) = \frac{1}{\frac{k_{д\psi}}{T_\mu p + 1}},$$

то есть представляет собой аperiodическое звено первого порядка.

В системах электропривода с высокими требованиями к динамическим режимам канал регулирования потокосцепления ротора строится двухконтурным. В таких системах ПИД-регулятор используется во внутреннем контуре регулирования составляющей тока статора i_{s1} , а регулятор потокосцепления РΨ во внешнем контуре регулирования может быть выполнен либо в виде ПИ-регулятора для астатической системы, либо в виде Прегулятора для статической системы. Для исключения значительного перерегулирования во внутреннем контуре на входе регулятора РТ1 целесообразно установить аperiodический фильтр Ф с передаточной функцией:

$$W_\phi(p) = \frac{1}{T_\phi p + 1},$$

где $T_\phi = T_r$ – постоянная времени фильтра.

Структурная схема канала регулирования потокосцепления ротора с использованием ПИ-регулятора РΨ представлена на рис.19.

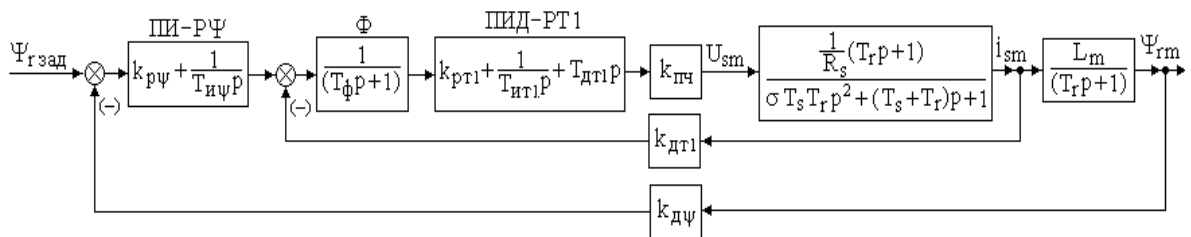


Рис.19. Двухконтурная схема канала регулирования потокосцепления ротора двигателя с ПИ-регулятором потокосцепления ротора

На схеме обозначено:

- Ф – аperiodический фильтр,
- $k_{пт1}$ – коэффициент усиления регулятора составляющей тока статора i_{s1} РТ1
- $T_{ит1}$ – постоянная интегрирования регулятора РТ1,

- $T_{дт1}$ – постоянная дифференцирования регулятора РТ1.

Настройка ПИД-регулятора РТ1 осуществляется, исходя из тех же условий, что и в предыдущем случае. Расчетные настройки регулятора имеют вид:

$$k_{рт1} = \frac{(T_s + T_r)R_s}{T_\mu k_{пч} k_{дт1}};$$

$$T_{ит1} = \frac{T_\mu k_{пч} k_{дт1}}{R_s};$$

$$T_{дт1} = \frac{\sigma T_r L_s}{T_\mu k_{пч} k_{дт1}}.$$

При такой настройке регулятора РТ1 передаточная функция замкнутого контура регулирования составляющей тока статора двигателя i_{s1} имеет вид:

$$W_{кт1}(p) = \frac{1}{T_\mu p + 1},$$

Настройка ПИ-регулятора потокосцепления ротора РΨ осуществляется, исходя из следующих условий:

$$k_{рψ} T_{иψ} = T_r;$$

$$2T_\mu = \frac{k_{дт1} T_{иψ}}{k_{дψ} L_m}.$$

Тогда расчетные настройки ПИ-регулятора РΨ имеют вид:

$$k_{рψ} = \frac{T_r k_{дт1}}{2T_\mu k_{дψ} L_m};$$

$$T_{иψ} = \frac{2T_\mu k_{дψ} L_m}{k_{дт1}}.$$

При такой настройке регулятора передаточная функция замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора двигателя выглядит следующим образом:

$$W_{кψ}(p) = \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}.$$

При использовании П-регулятора РΨ внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s1} строится и рассчитывается аналогично предыдущему случаю. Структурная схема контура регулирования потокосцепления ротора РΨ для этого случая представлена на рис. 20.

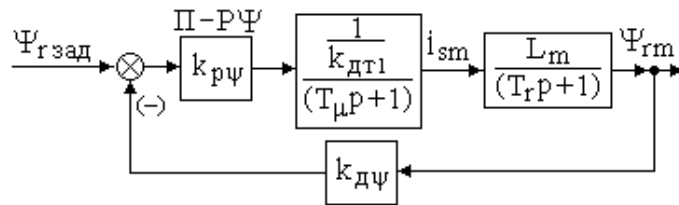


Рис.20. Структурная схема контура регулирования потокосцепления ротора асинхронного двигателя с П-регулятором

Коэффициент усиления регулятора от выбора типа регулятора не зависит. Передаточная функция замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора в этом случае имеет вид:

$$W_{\kappa\psi}(p) = \frac{\frac{1}{k_{\text{д}\psi}}}{2T_{\mu}^2 p^2 + \frac{2T_{\mu}(T_r + T_{\mu})}{T_r} p + 1}.$$

Как правило, справедливо соотношение $T_r \gg T_{\mu}$. Тогда последнее выражение можно записать следующим образом:

$$W_{\kappa\psi}(p) \approx \frac{\frac{1}{k_{\text{д}\psi}}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}.$$

При разработке практических систем векторного управления дифференцирующую составляющую ПИД-регулятора в контуре регулирования составляющей тока статора i_{s1} , как правило, опускают, так как величина коэффициента рассеяния асинхронного двигателя σ мала. В этом случае можно также отказаться и от использования апериодического фильтра Φ , а вся система существенно упрощается. Расчетные и экспериментальные исследования показали, что сделанные допущения существенного влияния на качество регулирования не оказывают. Структурная схема упрощенного канала регулирования потокосцепления ротора двигателя приведена на рис. 21.

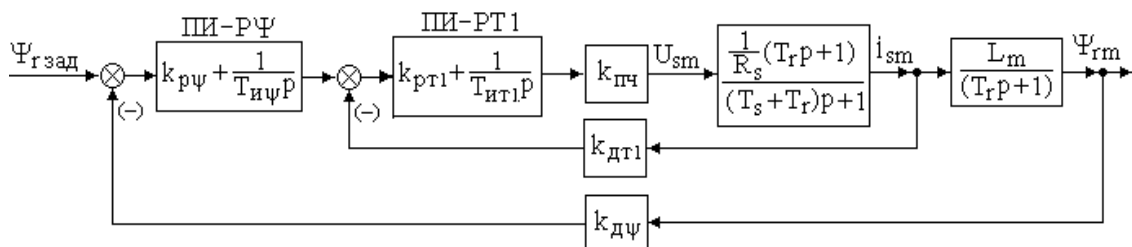


Рис. 21. Структура канала регулирования потокосцепления ротора асинхронного двигателя с двумя ПИ-регуляторами

Предварительный расчет параметров регуляторов с учетом сделанных допущений может быть выполнен по приближенным формулам для регулятора составляющей тока статора тока i_{s1} РТ1:

$$k_{\text{ptl}} \approx \frac{L_s}{T_\mu k_{\text{пч}} k_{\text{дтл}}};$$

$$T_{\text{итл}} \approx \frac{T_\mu k_{\text{пч}} k_{\text{дтл}}}{R_s},$$

а для регулятора потокосцепления ротора двигателя РΨ:

$$k_{\text{рψ}} \approx \frac{T_r k_{\text{дтл}}}{2T_\mu k_{\text{дψ}} L_m};$$

$$T_{\text{иψ}} \approx \frac{2T_\mu k_{\text{дψ}} L_m}{k_{\text{дтл}}}.$$

Такая настройка регуляторов была использована в первом примере п.1.2.2. Для варианта схемы с П-регулятором потокосцепления расчетные настройки параметров регулятора составляющей тока статора i_{s1} и коэффициента усиления регулятора потокосцепления ротора РΨ остаются без изменения. Такая настройка регуляторов была использована во втором примере п.1.2.2.

В отличие от канала регулирования потокосцепления ротора двигателя канал регулирования скорости может быть построен только по двухконтурной схеме подчиненного регулирования.

Канал регулирования угловой скорости электродвигателя должен содержать внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s2} с ПИД-регулятором РТ2 и внешний контур регулирования скорости либо с П-регулятором, либо с ПИ-регулятором скорости РС в зависимости от требований к статической ошибке регулирования в установившемся режиме. На входе внешнего контура регулирования целесообразно включить задатчик интенсивности.

Аналитический расчет регуляторов канала регулирования скорости двигателя производится, исходя из предположения, что переходные процессы в канале регулирования потокосцепления ротора завершились. В этом случае выражение для электромагнитного момента двигателя в системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления ротора, имеет вид:

$$M_\gamma = \frac{3L_m}{2L_r} i_{s2} \Psi_{\text{rm}}.$$

Составляющая тока статора находится из выражения:

$$i_{s2} = \frac{\frac{1}{R_s} (T_{\text{rp}} + 1)}{\sigma T_s T_r p^2 + (T_s + T_r) p + 1} U_{\text{sm}} \sin 2\gamma,$$

где значение $\sin 2\gamma$ определяется следующим образом:

$$\sin 2\gamma = \sqrt{1 - \cos^2 2\gamma} = \sqrt{1 - \frac{R_s^2 \Psi_{\text{rm}}^2}{L_m^2 U_{\text{sm}}^2}}.$$

Структурная схема канала регулирования частоты вращения асинхронного двигателя с П-регулятором скорости приведены на рис.22.

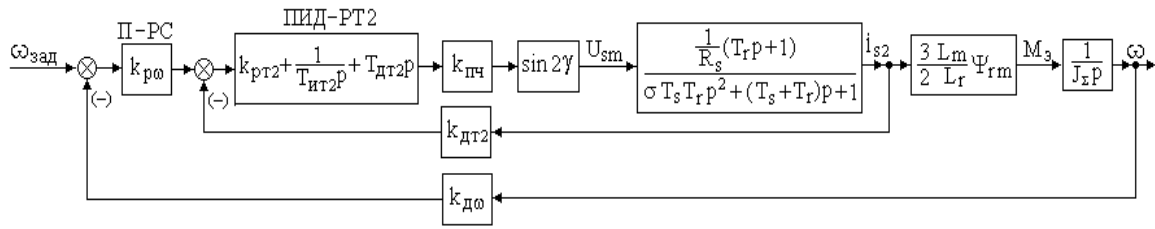


Рис.22. Двухконтурная схема канала регулирования частоты вращения ротора двигателя с П-регулятором скорости

Расчет параметров ПИД-регулятора составляющей тока статора i_{s2} РТ2 производится из условия настройки контура по критерию технического оптимума. Выражение для настроек регулятора имеют следующий вид:

- коэффициент усиления ПИД-регулятора РТ2:

$$k_{РТ2} = \frac{(T_s + T_r)R_s}{2T_\mu k_\pi \sin 2\gamma k_{ДТ2}},$$

- постоянная времени интегрирования ПИД-регулятора РТ2:

$$T_{иР2} = \frac{2T_\mu k_\pi \sin 2\gamma k_{ДТ2}}{R_s},$$

- постоянная времени дифференцирования ПИД-регулятора РТ2:

$$T_{дР2} = \frac{\sigma T_s T_r R_s}{2T_\mu k_\pi \sin 2\gamma k_{ДТ2}},$$

где $k_{ДТ2} = \frac{\omega_{зад\max}}{i_{s2\max}}$ - коэффициент усиления датчика обратной связи по составляющей тока статора i_{s2} ;

$$i_{s2\max} = \frac{2L_r M_K}{3L_m \Psi_{rm}}$$

- максимальное значение составляющей тока i_{s2} , соответствующей критическому моменту двигателя M_K .

Здесь, также как и при расчете канала регулирования потокосцепления ротора двигателя, величиной коэффициента рассеяния двигателя σ в большинстве случаев можно пренебречь, что позволяет реализовать регулятор составляющей тока статора i_{s2} как ПИ-регулятор.

При построении контура регулирования скорости двигателя на выходе регулятора скорости РС (то есть на входе регулятора составляющей тока РТ2), как и при построении канала регулирования потокосцепления ротора, целесообразно установить апериодический фильтр Φ с передаточной функцией вида:

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{T_r p + 1}.$$

Коэффициент усиления регулятора скорости РС для структурной схемы канала регулирования скорости рис.22 Можно определить по формуле:

$$k_{pc} = \frac{J_{\Sigma} k_{дт2}}{4T_{\mu} k_{дс} \Psi_{rm}},$$

где J_{Σ} - суммарный момент инерции ротора двигателя и подвижной части механизма,

$$k_{дс} = \frac{\omega_{гзад}}{\omega_{гмах}} - \text{коэффициент усиления датчика скорости.}$$

Структурная схема канала регулирования частоты вращения асинхронного двигателя с ПИ-регулятором скорости приведены на рис. 23.

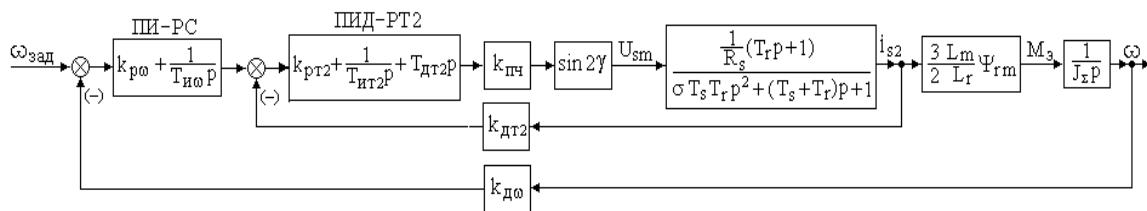


Рис.23. Двухконтурная схема канала регулирования частоты вращения ротора двигателя с ПИ-регулятором скорости

При построении контура регулирования скорости двигателя с ПИ-регулятором РС - рис.23, параметры регулятора можно определить следующим образом:

$$T_{pc} = 8T_{\mu},$$

$$T_{ис} = \frac{32T_{\mu}^2 k_{дс} \Psi_{rm}}{J_{\Sigma} k_{дт2}}.$$

На выходах регуляторов скорости PT1 и PT2 образуются сигналы, пропорциональные составляющим вектора напряжения статора двигателя в осях координат, ориентированных по вектору потокосцепления ротора двигателя U_{s1} и U_{s2} . Для перехода из системы координат (1 – 2) в систему координат (u - v) используется обратный преобразователь координат в соответствии со следующими уравнениями:

$$U_{su} = U_{s1} \cos \gamma + U_{s2} \sin \gamma,$$

$$U_{sv} = -U_{s1} \sin \gamma + U_{s2} \cos \gamma.$$

Задание амплитуды выходного напряжения преобразователя частоты в электроприводе с векторным управлением осуществляется в соответствии с выражением:

$$U_{sm} = \sqrt{U_{su}^2 + U_{sv}^2}.$$

Задание частоты выходного напряжения преобразователя осуществляется следующим образом:

$$\omega_o = \frac{(U_{sv} - R_s i_{sv}) \Psi_{su}}{\Psi_{su}^2 + \Psi_{sv}^2} - \frac{(U_{su} - R_s i_{su}) \Psi_{sv}}{\Psi_{su}^2 + \Psi_{sv}^2},$$

или, после несложных преобразований, по следующему выражению:

$$\omega_o = \frac{\sqrt{U_{sm}^2 - R_s^2 i_{sm}^2 - 2R_s (U_{su} i_{su} + U_{sv} i_{sv})}}{\Psi_{sm}}.$$

4.1.4. Компенсация температурного изменения параметров асинхронного двигателя

Как было указано выше, аналитический расчет параметров регуляторов в системе векторного управления асинхронным двигателем носит весьма приблизительный характер и нуждается в уточнении путем математического моделирования системы с применением методов численного интегрирования. В то же время и в этом случае результаты расчета нельзя признать полностью достоверными, поскольку в процессе расчета принимается как допущение, что параметры асинхронного двигателя в процессе работы остаются неизменными. Однако, задавать эти параметры постоянными, без учета их изменений в процессе эксплуатации, нельзя. Это может привести к тому, что вращающаяся система координат (1-2) будет ориентирована по направлению вектора потокосцепления ротора со значительной ошибкой. В [3] показано, что угловое рассогласование более, чем в 5° приводит к потере работоспособности системы векторного управления электроприводом.

Наиболее сильное влияние на работоспособность электропривода оказывает температурное изменение активного сопротивления роторной обмотки R_r . Учесть это изменение путем прямой индикации текущего значения R_r не представляется возможным. Поэтому для компенсации температурного изменения R_r осуществляется двойное вычисление составляющих вектора потокосцепления ротора Ψ_r по уравнениям статорной цепи и по уравнениям роторной цепи двигателя с дальнейшим вычислением температурной ошибки.

Для вычисления составляющих вектора потокосцепления ротора по уравнениям статорной цепи используются система уравнений в неподвижной системе координат в осях $(\alpha - \beta)$. При описании статорной цепи в уравнениях отсутствует в явном виде активное сопротивление роторной обмотки R_r . Это, однако, не должно вводить в заблуждение, так как составляющие потокосцепления $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ и тока $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ ротора, являющиеся функциями R_r , также не подлежат прямой индикации.

Решая эту систему уравнений относительно составляющих вектора потокосцепления ротора $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$, можно найти их значения для холодного состояния двигателя. Выражения для составляющих потокосцепления статора, выраженные через составляющие тока статора и потокосцепления ротора двигателя, имеют вид:

$$\Psi_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{r\alpha},$$

$$\Psi_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{r\beta}.$$

Тогда составляющие потокоцепления ротора могут быть вычислены по формуле:

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{p} [U_{s\alpha} - (\sigma T_s p + 1) R_s i_{s\alpha}],$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{p} [U_{s\beta} - (\sigma T_s p + 1) R_s i_{s\beta}].$$

Структурная схема для вычисления составляющих потокоцепления ротора по уравнениям статорной цепи (так называемая «напряженческая» модель) приведена на рис. 24.

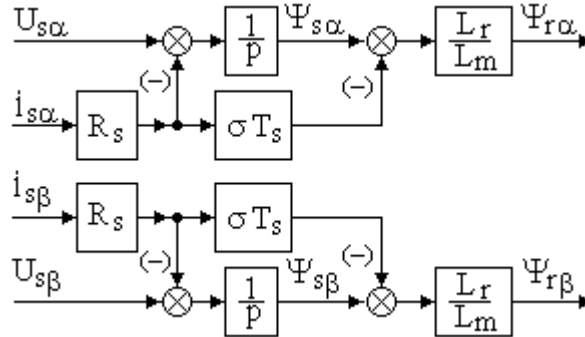


Рис.24. «Напряженческая» модель для вычисления составляющих потокоцепления ротора

Однако вычисления по этой модели справедливы только для холостого хода электродвигателя. По мере нагревания роторной обмотки вследствие токовой нагрузки ошибка вычислений по этим выражениям будет поступательно нарастать. В связи с этим одновременно с приведенным вычислением необходимо производить вычисления составляющих потокоцепления ротора на основе уравнений роторной цепи асинхронного двигателя. Для этого необходимо перейти в систему координат, вращающуюся с частотой вращения ротора двигателя – систему координат (d – q). Такой переход осуществляется с помощью следующего координатного преобразования:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta - i_{s\beta} \sin \theta,$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta.$$

где $\theta = \frac{\omega}{p}$ – мгновенное значение угла поворота ротора относительно оси α .

Система уравнений роторной цепи асинхронного двигателя, записанная в системе координат (d – q), имеет вид:

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd},$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq}.$$

Для решения этих уравнений их необходимо дополнить уравнениями связи составляющих потокосцеплений и токов статора и ротора двигателя, вид которых не зависит от выбранной системы координат:

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd},$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq},$$

$$\Psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd},$$

$$\Psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq}.$$

Как видно из приведенных уравнений, в них активное сопротивление роторной цепи присутствует в явном виде, а перекрестные связи отсутствуют. Решая эту систему уравнений относительно составляющих вектора потокосцепления ротора Ψ_{rd} , Ψ_{rq} можно отыскать их значения в системе координат (d – q). При этом в расчетах используется числовое значение R_r для холодного состояния электрической машины. Выражения для составляющих тока ротора двигателя, полученные через составляющие тока статора и потокосцепления ротора имеют вид:

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd},$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq}.$$

Тогда составляющие вектора потокосцепления ротора в системе координат (d – q) могут быть вычислены по формуле:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd},$$

$$\Psi_{rq} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sq}.$$

Полученные значения для составляющих потокосцепления ротора в системе координат (d – q) необходимо перевести в систему координат (α – β), в противном случае сопоставление результатов первого и второго вычислений будет некорректным. Для этого используется обратное преобразование координат, а именно:

$$\Psi_{s\alpha} = \Psi_{sd} \cos\theta + \Psi_{sq} \sin\theta,$$

$$\Psi_{s\beta} = -\Psi_{sd} \sin\theta + \Psi_{sq} \cos\theta.$$

Естественно, что при холодном роторе двигателя результаты расчетов как в системе координат (α – β) по уравнениям статорной цепи, так и в системе координат (d – q) по уравнениям роторной цепи будут одинаковы. По мере нагревания ротора двигателя результаты вычислений будут расходиться.

Структурная схема для вычисления составляющих потокосцепления ротора по уравнениям роторной цепи (так называемая «токовая» модель) приведена на рис. 25.

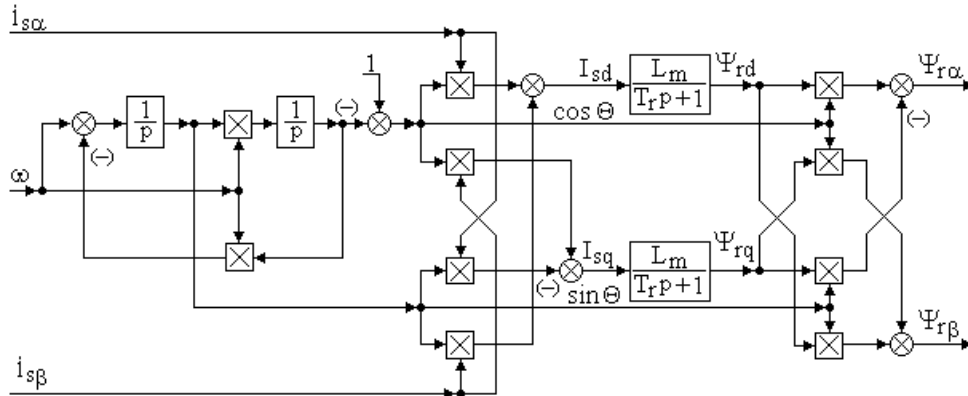


Рис.25. «Токовая» модель для вычисления составляющих потокосцепления ротора

По результатам двух вычислений осуществляется вычисление разностного сигнала $\Delta\Psi_r$, который используется как корректирующий сигнал в канале регулирования потокосцепления ротора с целью обеспечения температурной компенсации. Этот сигнал вычисляется в соответствии со следующим выражением:

$$\Delta\Psi_{rm} = \sqrt{\Delta\Psi_{r\alpha}^2 + \Delta\Psi_{r\beta}^2}.$$

Полная структурная схема для вычисления корректирующего сигнала потокосцепления ротора для компенсации температурной нестабильности параметров приведена на рис. 26.

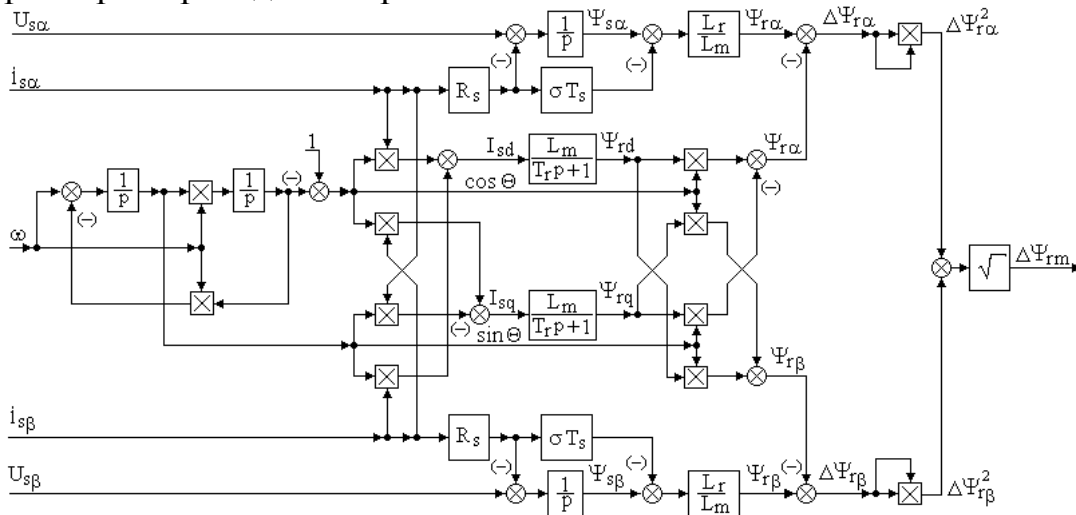


Рис.26. Полная модель для вычисления корректирующего сигнала, компенсирующего температурную нестабильность параметров асинхронного двигателя

Полученный корректирующий сигнал поступает на вход регулятора потокосцепления ротора РΨ с положительным знаком, благодаря чему по мере нагрева двигателя задающий сигнал $\Psi_{зад}$ усиливается.

4.1.5. Двухзонное регулирование скорости асинхронного электропривода с ослаблением потока ротора

Как было показано выше, система векторного управления позволяет разделить каналы регулирования и обеспечить независимое управление по модулю вектора потокосцепления ротора и по электромагнитному моменту двигателя. Благодаря этому в системах векторного управления появляется возможность реализовать двухзонное регулирование частоты вращения по аналогии с электроприводом постоянного тока. В первой зоне регулирования от нуля до номинальной частоты вращения управление двигателем осуществляется одновременным увеличением амплитуды и частоты выходного напряжения преобразователя частоты. Во второй зоне регулирования от номинальной до максимальной частоты вращения двигателя управление осуществляется только за счет повышения частоты выходного напряжения преобразователя. Амплитуда напряжения при этом поддерживается постоянной, равной номинальному значению. Такое управление позволяет расширить диапазон регулирования частоты вращения двигателя выше номинальной, а следовательно, расширить область применения частотно-регулируемых электроприводов.

Частота напряжения на выходе преобразователя частоты в системе координат (1 – 2) определяется выражением:

$$\omega_o = \frac{U_{s2} - i_{s2} R_s}{\Psi_{rm}}.$$

Следовательно, в первой зоне регулирования при $\Psi_{rm} \approx \text{const}$ частота ω_o изменяется пропорционально составляющей напряжения U_{s2} , а во второй зоне регулирования при $U_{s2} \approx \text{const}$ частота ω_o изменяется обратно пропорционально модулю вектора потокосцепления ротора Ψ_{rm} .

Перевод системы из одной зоны регулирования в другую осуществляется автоматически. Для этого в цепь задания модуля вектора потокосцепления ротора вводится сигнал, обратно пропорциональный частоте вращения двигателя, с коэффициентом усиления:

$$k_\psi = \frac{\Psi_{r\max}}{\Psi_{r\min}}.$$

Модуль вектора потокосцепления ротора в системе управления задается на уровне номинального значения. Кроме того, в процессе работы, для обеспечения нормальной и экономичной эксплуатации электропривода при малых нагрузках целесообразно снижать потокосцепление ротора для уменьшения общего потребляемого тока.

Работа с ослаблением поля требует формирования задания по потокосцеплению ротора при $\omega_r > \omega_{r\text{ном}}$ в соответствии с выражением:

$$\Psi_{rm} = \Psi_{r\text{ном}} \frac{\omega_{r\text{ном}}}{\omega_r}.$$

Для минимизации тока статора, в случае, если составляющая тока i_{s1} становится больше составляющей тока i_{s2} , минимум тока статора обеспечивается при управлении потоком, исходя из соотношения:

$$i_{s1} = i_{s2}.$$

Подставляя в это уравнение выражения для составляющих тока статора i_{s1} и i_{s2} можно получить закон управления потоком для такого режима работы:

$$i_{s1} = \frac{1}{L_m} \Psi_{rm},$$

$$i_{s2} = \frac{M_3}{\Psi_{rm}} \frac{2}{mp_n k_r}.$$

Тогда модуль потокосцепления ротора можно представить в виде:

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\frac{2M_3 L_m}{mp_n k_r}}.$$

В системе управления асинхронным электроприводом с косвенным определением координат привода по модели двигателя высоких энергетических и динамических показателей можно достигнуть только при идентичности параметров модели и реального двигателя. Как было показано в п.1.2.4, в процессе работы вследствие нагрева обмоток двигателя значительно изменяются активные сопротивления R_s и, особенно, R_r . Исследования показали, что сопротивление роторной обмотки может увеличиваться до полутора - двух раз от значения R_r в холодном состоянии. Поэтому для компенсации температурных изменений параметров необходима коррекция параметров модели. С этой целью составляющую тока статора i_{s2} представляют в следующем виде:

$$i_{s2} = \frac{L_r}{L_m R_r} \beta \Psi_{rm}.$$

Возводя выражения для составляющих тока статора i_{s1} и i_{s2} в квадрат и суммируя полученные составляющие, можно получить:

$$i_{s1}^2 + i_{s2}^2 = i_{sm}^2 = \frac{\Psi_{rm}^2}{L_m^2} \left(1 + \frac{L_r^2}{R_r^2} \beta^2 \right).$$

В результате для заданных и измеренных параметров можно получить:

$$\frac{i_{sm3}^2}{i_{sm1}^2} = \frac{1 + \beta_3^2 \frac{L_r^2}{k^2 R_{r3}^2}}{1 + \beta_1^2 \frac{L_r^2}{R_{r1}^2}}.$$

Варьируемым параметром в этом выражении является коэффициент k . Алгоритм коррекции заключается в следующем:

$$\frac{i_{sm3}^2}{i_{sm1}^2}$$

Измеряется отношение $\frac{i_{sm3}^2}{i_{sm1}^2}$ и, если оно больше 1 – то коэффициент k увеличивается. Далее в выражениях для составляющих напряжения ста-

тора и модуля потокосцепления ротора значения сопротивлений R_s и R_r необходимо изменить в k раз.

На основании полученных соотношений разработана функциональная схема электропривода, приведенная на рис. 27.

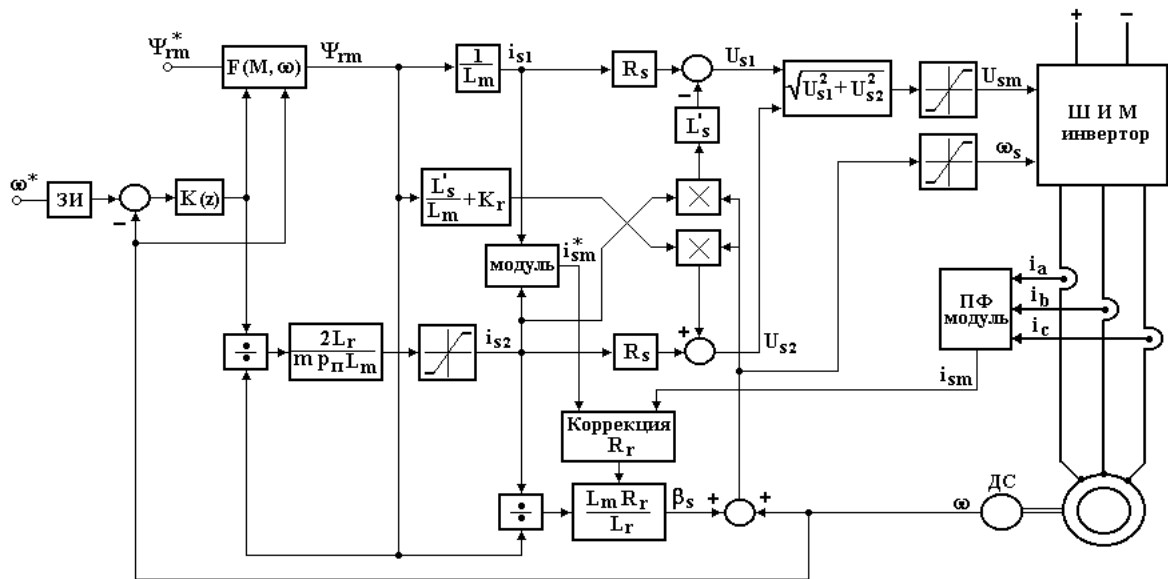


Рис.27. Функциональная схема асинхронного электропривода с двухзонным векторным управлением

Полярное управление вектором напряжения позволяет отказаться от координатных преобразований, которые присущи классической системе векторного управления – п.1.2.2. В микропроцессорной системе управления рассчитывается желаемое значение абсолютного скольжения β при заданной скорости вращения ротора двигателя.

Таким образом, входными сигналами для микропроцессорной системы управления являются:

- сигнал задания электромагнитного момента двигателя M_3 ;
- сигнал задания потокосцепления ротора двигателя Ψ_r ;
- сигнал обратной связи по составляющим тока статора двигателя i_{s1} и i_{s2} ;
- сигнал обратной связи по скорости вращения ротора двигателя ω_r .
- На выходе микропроцессорной системы управления формируются следующие сигналы:
- сигнал, пропорциональный модулю вектора напряжения статора U_{sm} ;
- сигнал, пропорциональный скорости вращения вектора напряжения статора $\omega_s = \omega_\psi$.

Желаемый темп изменения задания электромагнитного момента двигателя M_3 формируется с помощью задатчика интенсивности.

Блок формирования задания потокосцепления ротора двигателя реализует зависимость $\Psi_r(M_3, \omega_r)$. В первой зоне регулирования частоты вращения электропривода этот блок устанавливает номинальное значение потокосцепления ротора двигателя $\Psi_{r\text{ ном}}$. Во второй зоне регулирования в

режиме ослабления поля двигателя потокосцепление ротора Ψ_r уменьшается согласно приведенному закону.

Алгоритм формирования управляющих сигналов осуществляется путем вычисления мгновенных значений составляющих тока статора i_{s1} и i_{s2} , абсолютного скольжения асинхронного двигателя и составляющих напряжения статора U_{s1} и U_{s2} .

Структурная схема динамической модели двухзонной системы векторного управления представлена на рис.28.

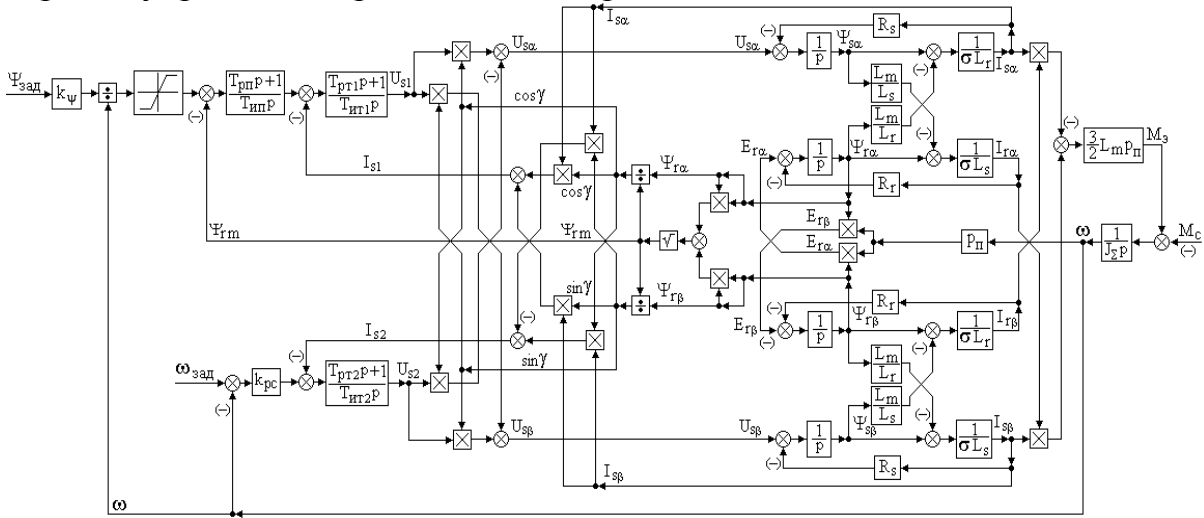


Рис.28. Структурная схема асинхронного электропривода с двухзонным векторным управлением

При моделировании асинхронного электропривода с двухзонным векторным управлением была использована система координат, вращающаяся с частотой поля статора двигателя ω_o , то есть система координат ($u - v$).

Структура представляет собой двухканальную систему регулирования, как и в случае, рассмотренном в п.1.2.2. Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{s1} с ПИ-регулятором и внешний контур регулирования модуля потокосцепления Ψ_{rm} , также с ПИ-регулятором.

В отличие от предыдущего случая здесь на входе регулятора потокосцепления ротора действует не единичное постоянное задающее воздействие, а сигнал, обратно пропорциональный частоте вращения ротора двигателя. Этот сигнал усиливается с коэффициентом усиления k_ψ , и поступает на вход блока ограничения. В блоке ограничения сигнал задания потокосцепления ротора ограничивается сверху на единичном уровне. Поэтому в первой зоне регулирования при $\omega_r < \omega_{r\text{ ном}}$ сигнал задания потокосцепления не изменяется, и электропривод работает с $\Psi_{rm} \approx \text{const}$. После разгона двигателя до скорости $\omega_r > \omega_{r\text{ ном}}$ задающий сигнал потокосцепления ротора выходит из ограничения, и электропривод переходит во вторую зону регулирования. На рис.29 приведены расчетные переходные процессы

в системе двухзонного векторного управления при пуске электропривода с полной нагрузкой.

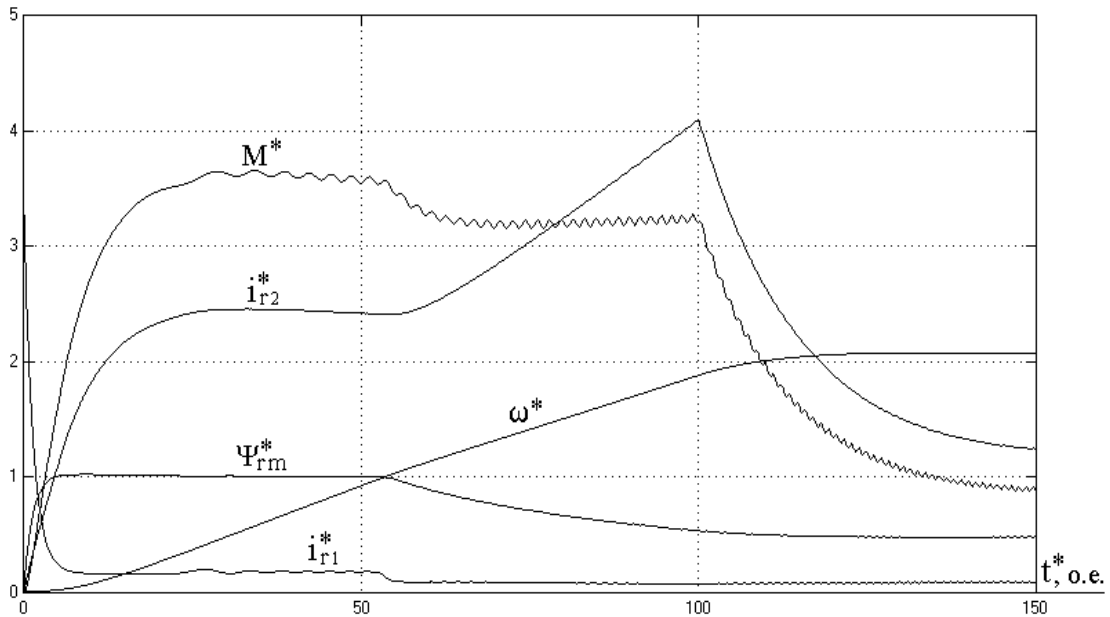


Рис. 29. Расчетные переходные процессы в асинхронном электроприводе с двухзонным векторным управлением при разгоне двигателя от нуля до максимальной скорости при полной нагрузке

4.1.6. Алгоритм векторного управления асинхронным электроприводом без датчика скорости

В тех случаях, когда установка датчика скорости затруднена, например, при модернизации существующих систем электропривода, или невозможна по конструктивным соображениям, алгоритм работы системы управления должен основываться на информации, поступающей только от датчиков тока и напряжения статора двигателя. По измеренным статорным токам и напряжениям могут быть вычислены все необходимые для построения системы управления управляющие сигналы. Для высокодинамичных электроприводов расчет недостающих переменных состояния производится на основании полной модели асинхронного двигателя, которая должна включать также и его тепловую модель для компенсации температурного изменения параметров двигателя. Однако при этом компенсация температурного изменения активных сопротивлений будет весьма приближительной. Более точно выполнить температурную компенсацию можно при наличии датчика температуры, встроенного непосредственно в асинхронный двигатель. В механизмах, не требующих высоких динамических показателей, но к электроприводу которых предъявляются требования относительно высокой перегрузочной способности, оказывается достаточным поддерживать модуль потокосцепления ротора Ψ_{rm} на заданном номинальном уровне. Из уравнений статорной цепи и уравнений связи в неподвижной системе координат следует, что:

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \left[\int_0^\infty (U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right],$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_m}{L_r} \left[\int_0^\infty (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right],$$

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}.$$

Из уравнений статорных и роторных цепей во вращающейся со скоростью вектора потока ротора системе координат $\omega_k = \omega_o$, может быть получен следующий закон формирования, составляющих вектора напряжения при допущении, что $R_s = 0$:

$$U_{s1} = -\sigma L_s \omega_o i_{s2},$$

$$U_{s2} = \omega_o (\sigma L_s i_{s1} + k_r \Psi_{rm}).$$

При поддержании потокосцепления ротора на заданном уровне в установившемся режиме будет:

$$\omega_o = \omega_{us},$$

$$i_{s1} = \frac{\Psi_{rm}}{L_m}.$$

Возводя в квадрат и складывая выражения для составляющих напряжения U_{s1} и U_{s2} , можно получить закон формирования напряжения в полярных координатах:

$$U_{sm} = \sqrt{(\sigma L_s i_{sm})^2 + \Psi_{rm}^2 \left(\frac{2\sigma L_s k_r}{L_m} + k_r^2 \right)}.$$

Структурная схема электропривода без датчика скорости приведена на рис. 30.

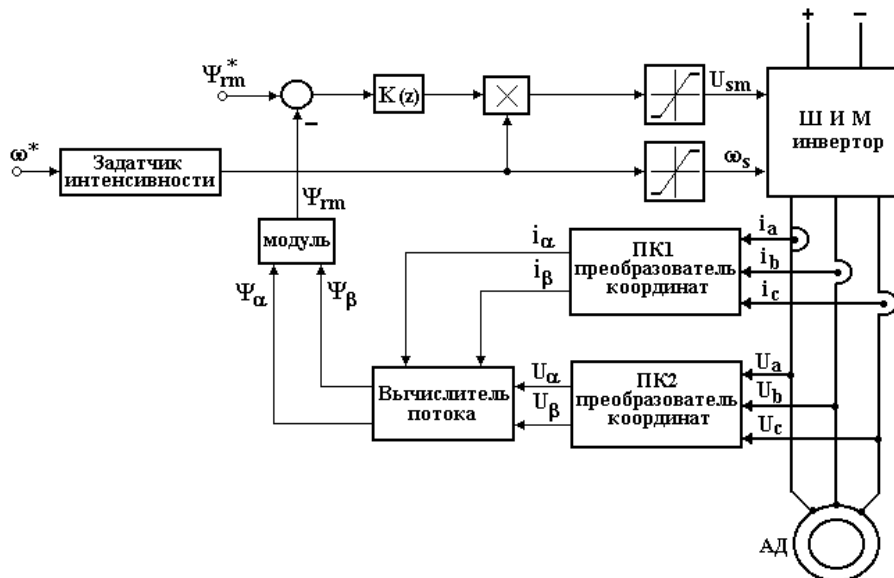


Рис.30. Функциональная схема асинхронного электропривода с векторным управлением без датчика скорости

Здесь напряжение статора формируется по закону:

$$U_{sm} = k(z)(\Psi_{rm}^o - \Psi_{rm}),$$

где $k(z)$ – цифровой регулятор.

Простой алгоритм вычислений позволяет резко сократить цикл программы, что повышает точность вычислений при выполнении операций интегрирования при определении составляющих потокосцеплений по приведенным выше выражениям.

Разработанные алгоритмы управления легко реализуются на серийно выпускаемых микроконтроллерах, например, фирмы "Siemens". Предприятия Российской Федерации так же выпускают микроконтроллеры с техническими характеристиками, позволяющими использовать их в системах векторного управления асинхронными приводами, например, универсальные микроконтроллеры ESM-167 на базе однокристальных микропроцессоров фирмы "Siemens".

Основные вычислительные операции в таких системах управления производятся в сопроцессоре ТМБ, благодаря чему достигается параллельность процесса обработки информации во времени. Контроллеры содержат аналого-цифровые АЦП и цифроаналоговые ЦАП преобразователи, а также ряд интерфейсов и устройств обработки импульсной информации, Микроконтроллеры конструктивно выполняются в виде одной малогабаритной печатной платы. Потребляемая мощность микроконтроллера не превышает нескольких ватт.

Для таких контроллеров разработаны пакеты программ, позволяющие создавать и отлаживать в реальном масштабе времени управляющие программы на языке высокого уровня C++ с применением персональной ЭВМ класса Pentium. Отлаженные программы могут быть записаны в энергонезависимые запоминающие устройства. Эта операция выполняется с помощью того же оборудования и программного обеспечения.

В современных векторных микропроцессорных системах управления асинхронным электроприводом управление силовыми модулями осуществляется отдельным микроконтроллером. В этом микроконтроллере производится расчет углов открывания ключей для реализации широтно-импульсной модуляции, а также общая диагностика силовой части.

Оптимизированные данные моментов переключения ключей инвертора запоминаются, как правило, в табличной форме. Работой непосредственно силовыми ключами управляют специально разработанные для них драйверы, обеспечивающие гарантированную форму управляющих импульсов и запирающие ключи при аварийных режимах или при превышении током статора допустимого значения. Такие драйверы выпускаются серийно и по желанию заказчика поставляются совместно с силовыми ключами. Поэтому алгоритм управления силовыми модулями здесь не рассматривается.

Реализация алгоритма по схеме рис.30 предусматривает использование импульсного датчика скорости с точностью измерения не хуже 0,1%, так как скольжение в асинхронных двигателях обычного исполнения не превышает нескольких процентов. Для механизмов, работающих в сложных условиях эксплуатации (при высокой запыленности и влажности воз-

духа, а также при значительных перепадах температуры), предпочтительными являются индукционные датчики, как наименее восприимчивые к внешним условиям. Индукционный датчик содержит зубчатое колесо и воспринимающий элемент в виде подковообразного электромагнита с зубчатой насечкой. Точность измерения частоты вращения в таких датчиках зависит, главным образом, от качества изготовления зубчатого кариеса. Число зубцов на колесе для измерения мгновенного значения скорости не должно превышать $Z = 450$ [12], поэтому такие датчики целесообразно применять в регулируемых электроприводах с минимальной частотой вращения не ниже 100 об/мин (~ 10 рад/сек). На высшей скорости частота съема показаний датчика с таким количеством зубцов на порядок превысит несущую частоту инвертора, составляющую около 1 кГц.

В том случае, если диапазон регулирования частоты вращения существенно превышает тот, который может быть обеспечен индукционным датчиком, предпочтительным оказывается оптический (фото) датчик. Такие датчики на сегодняшний день выполняются с муаровой сеткой, позволяющей разрешение до 10000 импульсов на один оборот. Однако такие датчики гораздо более чувствительны к условиям эксплуатации, нежели индукционные датчики.

В микроконтроллере частота прерывания управляющей программы также не должна превышать несущей частоты инвертора. Для уменьшения цикла программы в микроконтроллере имеется возможность производить предварительную обработку информации вне цикла программы и ее скорость может превышать время основного цикла. Обработка сигналов с датчика скорости производится в таймере. В центральном микропроцессоре (или в сопроцессоре) обрабатываются входные сигналы, когда это требуется по программе. К датчикам напряжений и токов особых требований не предъявляется. В приводе могут быть применены серийные датчики тока на основе преобразователей Холла.

5. СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С РАЗРЫВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ - «СИСТЕМА С ПРЯМЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МОМЕНТОМ» (DTC)

Блок-схема системы автоматического регулирования электроприводом переменного тока с разрывным управлением представлена на рис.3. Подобные системы, получили название «системы с прямым управлением моментом» (Direct Self-Control), сокращенно – DTC. Примером реализации таких систем могут служить электроприводы типа ACS-600 фирмы ABB [6]. Электропривод отрабатывает стопроцентный скачек задания момента за (1 – 2) мс, обеспечивает точное регулирование момента при низких частотах, включая и нулевую скорость; точность поддержания скорости равна 10% скольжения АД без использования датчика скорости и равна 0,01% с использованием датчика скорости.

Все устройства, показанные на рис. 3, реализуются микропроцессорными средствами. С учетом динамических характеристик звена регулирования момента DTC регулятор скорости в общем случае должен синтезироваться как ПИД-регулятор, чем достигается высокое быстродействие по контуру скорости и статическая точность регулирования.

Исследования показали [13, 14], что можно повысить быстродействие асинхронного электропривода, используя гистерезисные регуляторы момента и модуля потокосцепления, в которых на каждом шаге вычислений сравниваются заданные значения с вычисленными и полученные логические сигналы выдаются на блок выбора оптимального вектора напряжения. Разделение каналов регулирования скорости и потокосцепления достигается за счет выбора такого состояния инвертора, которое вызывает изменение как момента, так и потокосцепления в необходимом направлении. Таким образом, промежуточные контуры регулирования проекций тока статора в системе регулирования и широтно-импульсный модулятор в системе управления инвертором в данном случае отсутствуют. Основные характеристики системы DTC, позволяющие судить о ее высоком быстродействии, а также общие принципы ее построения приведены в [15]. Наиболее сложной задачей, затрудняющей разработку систем DTC, является получение текущих значений потокосцепления, момента и частоты вращения ротора при отсутствии датчиков на валу двигателя. В силу специфики данной системы традиционные методы вычисления параметров асинхронного двигателя здесь неприменимы.

В связи с этим возникает задача разработки адаптивного наблюдателя потокосцепления, момента и скорости для системы DTC. Один из вариантов разработки такого наблюдателя и результаты исследования системы DTC в целом приведены в [16].

Основную идею DTC иллюстрирует рис.31, на котором в неподвижной системе координат (α - β) показаны векторы потокосцеплений статора

Ψ_s , и ротора Ψ_r , а также восемь возможных положений вектора напряжения $U_0 - U_7$, обеспечиваемых инвертором.

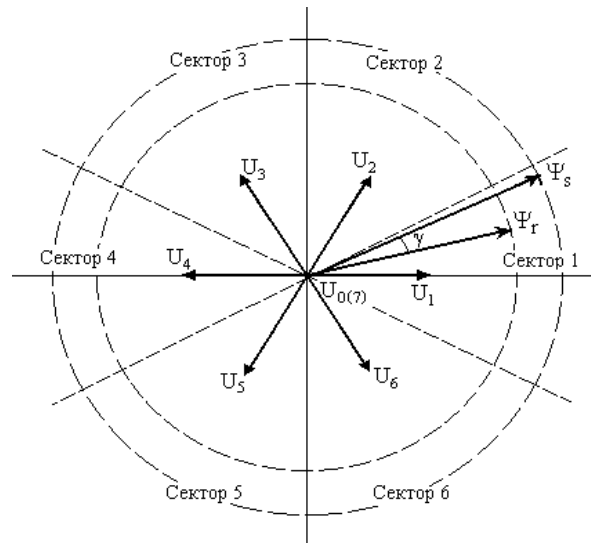


Рис.31. Расположение векторов потокоцеплений и напряжений в неподвижной системе координат ($\alpha - \beta$)

Как было показано выше, электромагнитный момент двигателя M , пропорционален произведению модулей потокоцеплений и синуса угла γ между ними. Модуль потокоцепления ротора изменяется медленно, так как постоянная времени ротора T_r достаточно велика. Модуль потокоцепления статора, если рассматривать небольшой отрезок времени, можно принять постоянным. Поэтому управление электромагнитным моментом двигателя осуществляется в основном путем изменения угла γ . Это достигается за счет выбора вектора напряжения, вызывающего такое изменение положения Ψ_s относительно Ψ_r , которое обеспечивает необходимый знак приращения электромагнитного момента и одновременно - необходимый знак приращения модуля потокоцепления. В каждом из шести секторов (рис.31) неподвижной системы координат ($\alpha - \beta$) существует определенный набор векторов напряжения для всех возможных комбинаций требуемых знаков изменения модуля потокоцепления и момента. В результате, несмотря на то, что векторные преобразования в системе DTC отсутствуют, а используются только скалярные регуляторы, вращение вектора потокоцепления статора обеспечивается с требуемой частотой при поддержании модуля вектора потокоцепления на заданном уровне.

Функциональная схема системы DTC показана на рис.32.

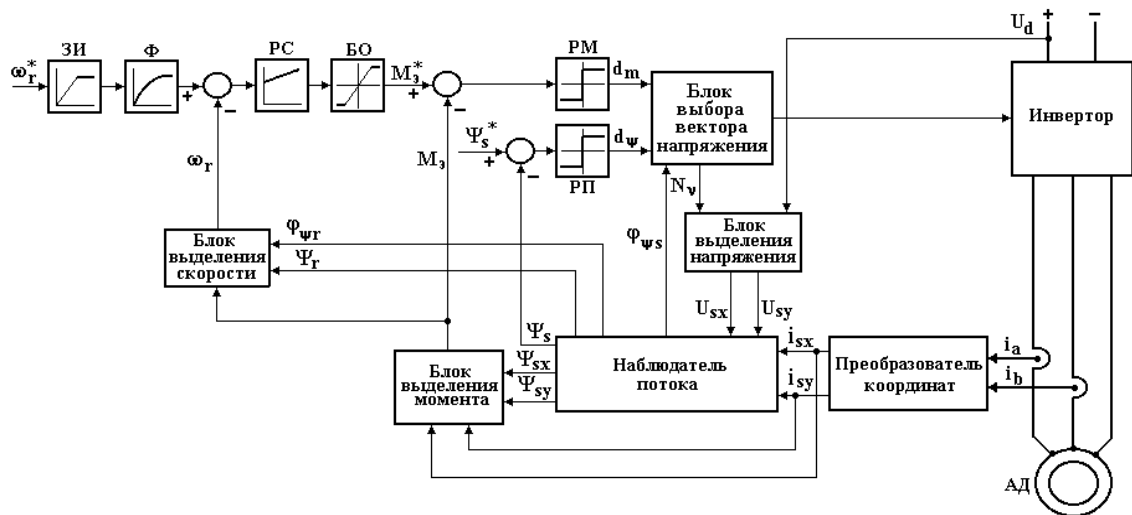


Рис.32. Функциональная схема системы DTC

Задание частоты вращения ротора подается на вход задатчика интенсивности, который обеспечивает постоянство ускорения при разгоне. Как и в классической системе векторного управления при синтезе контура регулирования скорости на выходе регулятора оказывается целесообразной установка апериодического фильтра первого порядка. По тем же соображениям, что изложены в п.1.2.3, вместо ПИД-регулятора в контуре скорости без существенной погрешности может быть использован ПИ-регулятор. В регуляторе скорости сравниваются заданное значение частоты вращения ротора с расчетным текущим значением и формируется задание на электромагнитный момент. На выходе регулятора скорости устанавливается звено ограничения величины электромагнитного момента.

В релейных регуляторах момента и потокосцепления сравниваются заданные значения регулируемых величин с их значениями, оцененными с помощью наблюдателя, и формируются логические сигналы для блока выбора вектора напряжения, который и управляет ключевыми элементами инвертора. Управление ключами ведется с учетом текущего угла потока статора $\varphi_{\psi s}$. Для достижения желаемого значения частоты коммутации ключей характеристики релейных регуляторов потокосцепления и момента должны содержать гистерезисный допуск, регулируемый в зависимости от текущей частоты вращения магнитного поля.

Наиболее важной частью системы DTC является адаптивный наблюдатель регулируемых координат, а именно, момента, потокосцепления и частоты вращения. Эти координаты могут быть получены на основании информации о текущих значениях тока и напряжения статора, причем напряжение статора определяется в блоке вычисления напряжения на основании информации о напряжении звена постоянного тока U_d преобразователя частоты и текущий номер вектора напряжения N_v . Оценки указанных величин могут быть выполнены с помощью следующих уравнений [16]:

$$\Psi_s = \int (U_s - i_s R_s) dt,$$

$$\Psi_r = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_s - \sigma L_s i_s),$$

$$M_\varphi = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}),$$

$$\omega_r = \omega_o - \frac{2}{3p_n} R_r \frac{M_\varphi}{\Psi_r^2}.$$

Частота вращения ротора вычисляется на основании вычисления частоты вращения магнитного поля, которая равна угловой частоте вращения вектора потокосцепления ротора. Для выполнения такого вычисления необходимо дифференцировать угол поворота вектора потокосцепления ротора. Контур регулирования скорости при этом работает с периодом дискретности существенно, в десятки раз, превышающим период дискретности контуров регулирования потокосцепления и электромагнитного момента двигателя. Для повышения точности оценки ω_o в [16] разработан алгоритм линейной аппроксимации значений угла потокосцепления ротора, накопленных за шаг вычислений в контуре регулирования скорости. Алгоритм основан на выделении линейной составляющей путем минимизации среднеквадратичной ошибки. Это позволяет снизить требования к фильтрации сигнала скорости без внесения в систему дополнительного запаздывания, чем достигается повышение быстродействия системы в целом.

Из-за использования операции интегрирования при вычислении потокосцепления статора система весьма чувствительна к значению активного сопротивления статора R_s , так как операция интегрирования приводит к накапливающейся ошибке. Неточность оценки активного сопротивления ротора R_r здесь, напротив, не оказывает существенного влияния на работу контуров регулирования потокосцепления и электромагнитного момента, однако она влияет на точность вычисления скорости. Чувствительность системы к значениям индуктивностей двигателя невелика [16].

Следовательно, наиболее важной задачей для системы ДТС является оценка потокосцепления статора двигателя. Именно ее точность определяет как работоспособность системы, так и качество регулирования. Как показано в [16], наблюдатель потокосцепления, построенный по приведенной выше системе уравнений в большинстве случаев неработоспособен. Для обеспечения работоспособности системы необходимо использовать алгоритмы адаптации, так как при рассогласовании оценки активного сопротивления статора R_s и его действительного значения система теряет устойчивость вследствие накопления ошибки.

Для исходной оценки параметров асинхронного двигателя в [16] предложено использовать режим предварительной идентификации, в ходе которого определяются активные сопротивления и индуктивности обмоток двигателя. Метод основан на подключении обмоток к источнику постоян-

ного тока и, следовательно, отсоединение двигателя от механизма при этом не требуется.

Наиболее просто реализуется режим определения R_s , поскольку при этом в течение нескольких секунд происходит переключение между векторами U_0 и U_1 для поддержания тока инвертора в заданном диапазоне ($i_{\min}$, $i_{\max}$). Активное сопротивление статора вычисляется делением среднего значения фазного напряжения на среднее значение фазного тока. Погрешность вычисления не превышает 1%.

Определение индуктивностей также проводится при питании обмоток двигателя постоянным током. При этом сначала производится намагничивание двигателя путем поддержания тока близким к номинальному значению, а затем система переводится в режим поддержания заданного потокосцепления. Так как активное сопротивление R_s предварительно определено с достаточно высокой точностью, ошибка вычисления потокосцепления за время идентификационного теста не успевает существенно накопиться. При этом

$$L_s = \frac{\Psi_s}{i_{\text{ср}}},$$

где $i_{\text{ср}}$ - среднее значение тока статора после его снижения до значения тока намагничивания.

L_r в первом приближении можно принять равной L_s , а L_m можно определить из условия с использованием типового отношения:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}.$$

Проведение экспериментального тестирования при различных заданных уровнях потокосцепления статора позволяет, вообще говоря, снять характеристику намагничивания двигателя в целом и тем самым учесть нелинейные свойства магнитной цепи при построении наблюдателя потокосцепления.

Идентификация R_r проводится после определения значений индуктивностей, используя тот же режим намагничивания. При этом выполняется линейная аппроксимация кривой намагничивания ротора. Величина активного сопротивления ротора R_r определяется как:

$$R_r = -\frac{\Psi_r}{t_f i_{\text{рхср}}},$$

где Ψ_r – значение потокосцепления ротора в момент перехода в режим поддержания потокосцепления;

t_f – время намагничивания с ограничением тока;

$i_{\text{рхср}}$ – среднее значение составляющей тока ротора за время t_f .

Погрешность оценки индуктивностей обмоток двигателя и активного сопротивления ротора не превышает 5%.

В реальной системе электропривода перед пуском двигателя необходимо установить заданный уровень потокосцепления. Для этого использу-

ется режим предварительного намагничивания. Для того, чтобы установленный уровень потокосцепления не зависел от текущего значения активного сопротивления статора R_s стабилизируется не потокосцепление а, ток на уровне $i_{s\text{ ср}}$, который должен определен в ходе предварительной идентификации. В режиме предварительного намагничивания осуществляется коррекция текущих значений активных сопротивлений статора и ротора. Можно считать [16], что индуктивности практически не зависят от нагревания двигателя и соответствуют исходным значениям. Оценка R_s вычисляется путем деления постоянной составляющей напряжения на $i_{s\text{ ср}}$. По мере уточнения значения R_s корректируются также и данные, необходимые для расчета R_r . Продолжительность режима предварительного намагничивания зависит от степени нагрева двигателя. Например [16], при номинальной мощности двигателя 15 кВт это время составляет от 350 мс до 2 с. Наибольшая длительность режима предварительного намагничивания соответствует максимальному нагреву двигателя. Погрешность установленного потокосцепления во всех случаях не должна превышать 3%, погрешность расчета R_s – не более 1%, а погрешность расчета R_r - не более 7%. Исключение составляют двигатели малой мощности (1 – 2 кВт), для которых допустимая погрешность идентификации R_r в режиме предварительного намагничивания может достигать 25%. Точность оценки R_r можно повысить путем введения тепловой модели электрической машины – п.1.2.4.

Получение оценки потока является наиболее важной и в то же время наиболее сложной задачей при построении систем векторного управления. Отсутствие универсального решения данной задачи приводит к необходимости разработки адаптивного регулирования потокосцепления, учитывающего специфику системы ДТС. Поскольку в рассмотренной системе оценка потокосцепления статора всегда соответствует заданному значению, в качестве критерия отклонения системы от заданного режима работы можно использовать колебания модуля потокосцепления ротора. При этом в [16] предложено ввести понятие "желаемого" уровня потокосцепления ротора:

$$\Psi_{r\text{ жел}} = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r p + 1} \Psi_{rd},$$

где Ψ_{sd} – проекция вектора Ψ_s на ось, совмещенную с вектором Ψ_{sr} ,

T_r - электромагнитная постоянная роторной цепи двигателя.

В общем случае, при неточной оценке потокосцепления статора $\Psi_r \neq \Psi_{ro}$. При этом стабилизация осуществляется за счет введения обратной связи по разности этих величин ($\Psi_r - \Psi_{ro}$), в звено вычисления потокосцепления статора. Так как значение Ψ_{ro} является не измеряемым, а вычисляемым параметром, предложенный в [16] метод не может гарантировать получение адекватных оценок потокосцеплений, но обеспечивает подавление колебательных процессов, что иллюстрируется результатами математического моделирования системы ДТС.

Самая простая структурная схема динамической модели управления асинхронным электроприводом с системой DTC приведена на рис.33. В этой модели использован ПИ-регулятор скорости и релейные регуляторы потока сцепления ротора и электромагнитного момента двигателя без гистерезисного допуска.

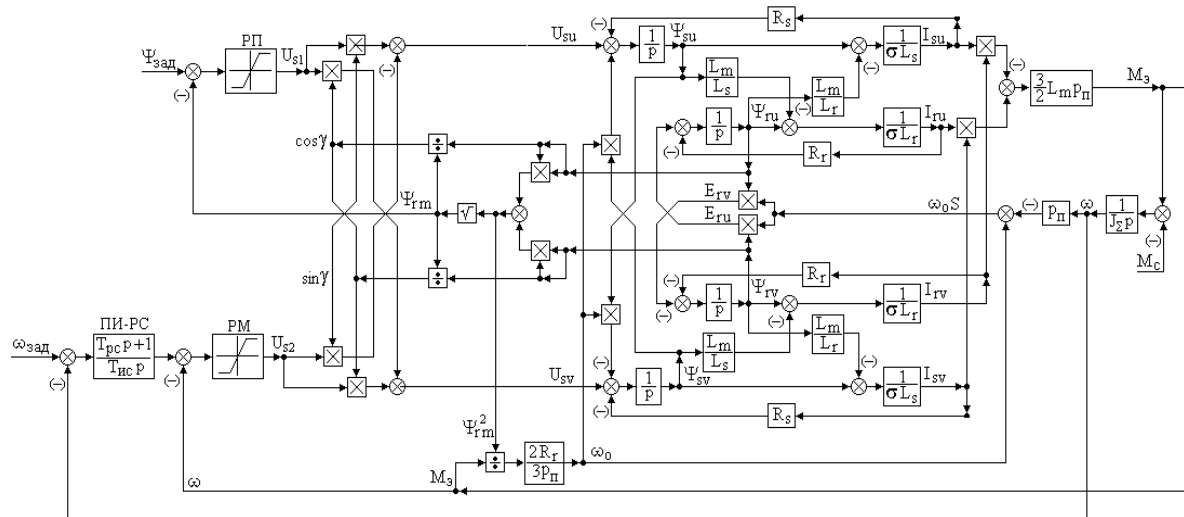


Рис.33. Структурная схема динамической модели системы ДТС
в осях (u – v)

На рис.34 показаны расчетные зависимости электромагнитного момента, скорости, напряжения статора и потокосцепления ротора при пуске двигателя до номинальной частоты вращения.

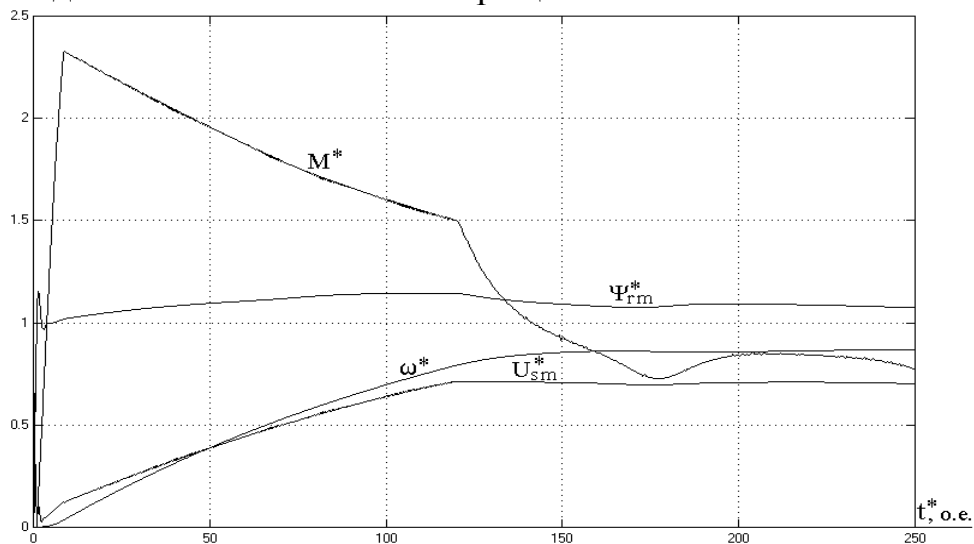


Рис.34. Расчетные переходные процессы в асинхронном электроприводе с системой DTC при пуске двигателя

Моделирование подтверждает высокую эффективность системы DTC при работе во всем диапазоне частот вращения магнитного поля, включая нулевую. Однако, при моделировании в систему не вводились ошибки измерения токов статора и ротора двигателя, как это имеет место в реальных системах DTC. Для подтверждения работоспособности и высо-

кого качества регулирования системы DTC во всех возможных режимах работы электропривода на рис.35 приведены расчетные переходные процессы при реверсе электропривода с полной скорости в направлении «вперед» на полную скорость в направлении «назад».

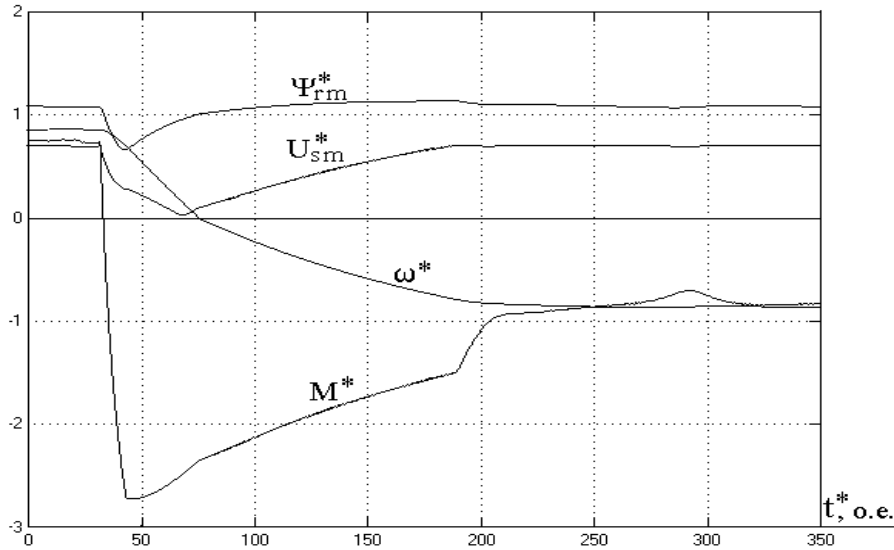


Рис.35. Расчетные переходные процессы в асинхронном электроприводе с системой DTC при реверсе двигателя

Полученные расчетные переходные процессы близки к экспериментальным осциллограммам, приведенным в [15, 16]. В указанных источниках период дискретности контуров регулирования потокосцепления и электромагнитного момента двигателя был выбран равным 25 мкс, а контура регулирования скорости – 1 мс.

Основным недостатком систем DTC является то, что удовлетворительное качество переходных процессов обеспечивается только в том случае, если погрешность оценки R_s не превышает 5%. При погрешности 10% и более система теряет работоспособность. Поэтому встает задача дальнейшей корректировки значения R_s при нагреве двигателя. Для этого в [16] предложено ввести еще одну поправку в вычислении модуля потокосцепления ротора в соответствии с выражением:

$$\Psi_{r2} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd},$$

где i_{sd} – проекция вектора i_s на ось, совмещенную с вектором Ψ_r .

Моделирование показывает, что даже при стабилизации потокосцепления ротора на уровне Ψ_{r0} при наличии ошибки в вычислении активного сопротивления статора R_s $\Psi_r \neq \Psi_{r2}$, так как в последнем выражении не использовано вычисленное значение потокосцепления статора, как это было сделано в предыдущем случае. Поэтому для дальнейшей корректировки необходимо вводить интегральный регулятор, алгоритм которого может быть записан следующим образом:

$$pR_s = k_R (\Psi_r - \Psi_{r2}),$$

где k_R – коэффициент усиления регулятора, который с одной стороны, должен быть как можно меньше, но с другой стороны, должен быть таким, чтобы регулятор успевал корректировать оценку сопротивления по мере нагрева двигателя. В этом случае можно обеспечить независимую работу двух описанных алгоритмов адаптации.

Для определения коэффициентов ПИ-регулятора скорости в системе DTC используется настройка на скорейшее затухание переходных процессов. Желаемое быстродействие системы задается постоянной времени фильтра вычислителя скорости. Таким образом, быстродействие ограничивается уровнем помех измерения тока.

Таким образом, системы DTC позволяют обеспечить:

- время отработки ступенчатого задания на номинальный момент от 0,6 на нулевой скорости до 7 мс на номинальной скорости;
- минимальное время отработки ступенчатого задания скорости 0,05 с при условии синтеза ПИ-регулятора скорости для системы прямого управления моментом DTC, выполненного в соответствии с приведенной выше методикой.

6. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

6.1. Построение САУ на основе методов нечеткой логики

Большинство новых алгоритмов управления асинхронным электроприводом переменного тока представляет собой дальнейшее развитие и совершенствование классического алгоритма и реализуются на основе общей теории автоматического управления. Однако поставленная задача может быть решена и нетрадиционными методами. Одним из таких решений является алгоритм управления электроприводом переменного с применением методов нечеткой логики.

Нечеткая логика или, как принято в литературе, FUZZY-логика [17, 18], возникла как наиболее удобный способ построения систем управления сложными технологическими процессами. Например, САПР производственных процессов (Apronix, Harima, Ishikawajima-OC Engeneering), автоматическое управление воротами плотины на гидроэлектростанциях (Tokio Electric Pow.), повышение чувствительности и эффективности управления лифтами (Fujitec, Hitachi, Toshiba).

Ведущее место в мире по количеству разработок в области нечеткого управления принадлежит Японии, хотя в настоящее время в Европе и США предпринимаются активные усилия, направленные на то, чтобы сократить огромный отрыв от японцев.

Наиболее важным приложением теории нечетких множеств являются контроллеры нечеткой логики. Их функционирование немного отличается от работы обычных контроллеров. Здесь для описания системы вместо дифференциальных уравнений используются знания экспертов. Эти знания могут быть выражены естественным образом с помощью лингвистических переменных, которые описываются нечеткими множествами. Решением контроллера нечеткой логики является нечеткое множество. Далее необходимо выбрать одно значение для представления конечной выходной величины. Существует несколько эвристических методов, один из которых предполагает выбирать в качестве конечного значения центр тяжести нечеткого множества. Данная процедура получения решения называется контроллером Мамдани [19] (Mamdani controller).

Таким образом, решения каждой задачи нечеткого управления является самостоятельной разработкой. Более того, одна и та же задача может быть решена различными путями в зависимости от исходных экспертных оценок. Поэтому до начала решения необходимо определить целесообразность использования применительно к данной задаче нечеткого управления.

Как известно, системы с нечетким управлением рекомендуется использовать в следующих случаях:

- для управления очень сложными процессами, когда не существует строгого математического описания и простой математической модели;

- для нелинейных систем очень высокого порядка;
- в тех случаях, когда должна производиться обработка лингвистически сформулированных экспертных знаний.

Применение нечеткого управления не рекомендуется для решения в следующих случаях:

- если приемлемый результат может быть получен с использованием классической теории автоматического управления;
- если существует формализованная и адекватная математическая модель рассматриваемой системы;
- если поставленная задача вообще неразрешима.

Частотно-регулируемый асинхронный электропривод с системой векторного управления в значительной мере не подпадает под рекомендации к применению нечеткого управления.

Во-первых, применение методов классической теории автоматического управления позволяет получить вполне приемлемый алгоритм управления [3, 4].

Во-вторых, существует адекватная математическая модель системы.

Поэтому для обоснования применения аппарата нечеткой логики при разработке алгоритма управления асинхронным электроприводом с векторным управлением необходимо, прежде всего, проанализировать классическую математическую модель. Анализ показывает, что не смотря на то, что рассматриваемая система имеет математическое описание и может быть разрешена методами классической теории автоматического управления, есть основания обратиться к нечеткому управлению при рассмотрении подобных систем.

Во-первых, необходимая для построения системы векторного управления координата системы (результатирующий вектор потокосцепления ротора) не может быть идентифицирована путем прямого измерения. Это – ненаблюдаемая координата. Следовательно, при построении практической системы электропривода эта координата должна быть вычислена на основе имеющейся информации – с помощью наблюдаемых координат. Таковыми в асинхронном электроприводе являются фазные значения напряжений и токов статора и частота вращения ротора.

Во-вторых, присутствующие в математической модели параметры обмоток асинхронного тягового двигателя, необходимые для вычисления амплитуды и фазы результирующего вектора потокосцепления ротора, могут быть предварительно измерены приблизительно, с некоторой ошибкой (ошибкой измерения). Присутствие в системе постоянной ошибки из-за неточности измерений приводит к появлению постоянной ошибки при вычислении ненаблюдаемой координаты системы. Причем эта ошибка – накапливающаяся.

В-третьих, параметры обмоток асинхронного двигателя не являются величинами постоянными. В процессе работы двигателя они изменяются. Наиболее сильное влияние на систему управления в этом смысле оказывает температурное изменение активного сопротивления короткозамкнутой

обмотки ротора, которое в процессе нагревания тягового двигателя может изменяться почти в два раза.

Таким образом, несмотря на наличие математической модели и возможности решения задачи классическими методами, при создании системы векторного управления асинхронным электроприводом встает ряд проблем, разрешение которых классическими методами затруднительно. К ним следует отнести:

- большой объем вычислений, который необходимо выполнять в реальном масштабе времени;
- присутствие в системе постоянной ошибки из-за неточности измерения наблюдаемых параметров и, как следствие, ошибки вычислений ненаблюдаемых параметров.
- накопление ошибки в процессе работы, что влечет за собой необходимость выполнения корректирующих операций (п.2), а следовательно дальнейший рост объема вычислений.

Если к этому добавить неоднозначность требований к механической части многих систем электропривода, то обращение к нечеткому управлению в данном случае становится не только оправданным, но и вполне актуальным.

Как известно [20, 21], нечеткая экспертная система использует для вывода решения вместо Булевой логики совокупность нечетких функций принадлежности и правил. Большинство инструментальных средств, работающих с нечеткими экспертными системами, позволяют применять в правиле несколько заключений. Совокупность правил в нечеткой экспертной системе известна как база знаний. В общем случае вывод решения происходит за четыре шага, а именно:

1. С помощью функций принадлежности, определенных на входных переменных, вычисляются их фактические значения и определяется степень уверенности для каждой предпосылки правила.
2. Используя процедуру вывода, вычисляется значение истинности для предпосылки каждого правила. В результате этого каждой переменной вывода для каждого правила назначается одно значения из нечеткого подмножества значений. Обычно для вывода используется минимизация. При минимизирующем логическом выводе выходная функция принадлежности ограничена сверху в соответствии с вычисленной степенью истинности предпосылок (нечеткое логическое И).
3. Используя композицию, все нечеткие подмножества, назначенные для каждой выходной переменной, объединяются вместе и формируется единственное нечеткое подмножество значение для каждой выводимой переменной. При использовании композиции МАХ объединенное выходное нечеткое подмножество значений создается путем нахождения максимума из всех нечетких подмножеств, назначенных переменным в соответствии с правилом вывода (нечеткое логическое ИЛИ). В композиции SUM объединенное выходное нечеткое под-

множество создается суммированием всех нечетких значений из подмножеств, назначенных для переменной вывода также с помощью правил вывода.

4. Наконец, процесс точной интерпретации, который используется для преобразования нечеткого набора значений выводимых переменных к точным значениям.

Здесь, также как и в п.2, можно считать, что векторы напряжения, приложенного к статору двигателя, могут принимать 8 дискретных состояний, 6 из которых – активные и 2 – нулевые. Эти состояния вектора напряжения с привязкой к неподвижной системе координат ($\alpha - \beta$) показаны на рис.31.

Структурно FUZZY-регулятор состоит из трех элементов, выполняющих последовательно следующие операции:

- фаззифицирование;
- фаззи-логическое преобразование;
- дефаззифицирование.

Под фаззифицирование понимается превращение наблюдаемых (то есть, измеренных) четких значений переменных в категории нечеткой логики. Другими словами полученные с определенной точностью четкие значения переменных состояния переводятся на язык нечетких множеств, и любая степень принадлежности μ_i определяется далее уже этим нечетким множеством. Таким образом определяется, в какой степени измеренное или вычисленное значение переменных состояния имеет определенное нечетким множеством качество или свойство. При построении системы FUZZY-регулирования асинхронного электропривода в качестве исходных данных используются ошибки регулирования потокосцепления и электромагнитного момента.

Нечеткое множество и его функция принадлежности μ представляются в виде лингвистического множества или, так называемого терм-множества. Функция принадлежности μ в FUZZY-логике строго определяет нечеткое множество. Она отражает информацию о степени принадлежности, то есть степени приближения к некоторому значению. Значениями лингвистической переменной являются термы (то есть, слова обычного языка). Причем эти слова (термы) определяют качество или величину всех элементов терм-множества. Таким образом, функция принадлежности μ отображает лингвистическую переменную, то есть терм-множество.

Функция принадлежности μ может быть линеаризована и, что особенно важно, линеаризация при операциях с нечеткими множествами практически не приводит к потере информации.

Для лингвистического описания регулируемых величин применяются линейные треугольные функции принадлежности, которые симметричны относительно нулевой точки. В простейшем случае можно ограничиться четырьмя лингвистическими термами. Это позволяет построить FUZZY-регулятор с минимальным количеством вычислительных операций. В структуре регулятора при этом присутствуют следующие термы:

- «ошибка большая отрицательная»,
- «ошибка малая отрицательная»,
- «ошибка малая положительная»,
- «ошибка большая положительная».

При этом принятое количество лингвистических термов достаточно для того, чтобы поддерживать систему в устойчивом состоянии (то есть при ошибке регулирования, равной нулю). В системе нечеткого векторного управления асинхронным двигателем параллельно с электроприводом должна работать его математическая модель. Сначала по наблюдаемым координатам (фазным напряжениям U_A, U_B, U_C и фазным токам i_A, i_B, i_C) вычисляются эквивалентные составляющие вектора напряжения $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ и вектора тока $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ в неподвижной относительно статора двигателя системе координат $(\alpha - \beta)$. Затем вычисляются составляющие вектора потокосцепления статора $\Psi_{s\alpha}$ и $\Psi_{s\beta}$ по уравнению:

$$\Psi_s = \int (U_s - i_s R_s) dt,$$

а затем составляющие вектора потокосцепления ротора $\Psi_{r\alpha}$ и $\Psi_{r\beta}$ по уравнению:

$$\Psi_r = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_s - \sigma L_s i_s).$$

Вычисление модуля вектора потокосцепления ротора двигателя осуществляется с помощью выражения:

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2},$$

а вычисление величины электромагнитного момента двигателя – по выражению:

$$M = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m p_n}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{r\alpha} \Psi_{s\beta} - \Psi_{r\beta} \Psi_{s\alpha}).$$

Далее вычисляются сигналы рассогласования заданных и текущих значений координат системы $\Delta\Psi_{rm}$ и ΔM , для которых находятся функции принадлежности μ .

Графики лингвистических переменных для ошибки по потокосцеплению ротора $\Delta\Psi_r$ и по электромагнитному моменту ΔM , асинхронного двигателя с векторным управлением приведены на рис. 36.

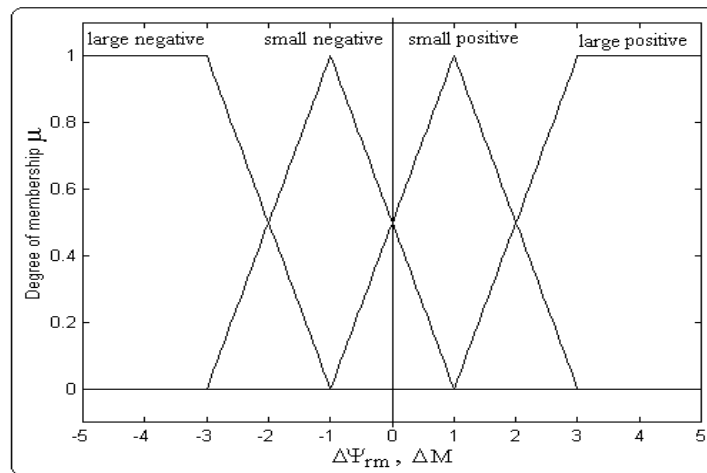


Рис.36. Графики степени принадлежности μ для значений ошибки $\Delta\Psi_{гм}$ и ΔM .

Собственно задача FUZZY-логического регулирования решается путем FUZZY-логических преобразований. Полученные при фаззифицировании исходные данные в виде нечетких множеств, функций принадлежности и степеней принадлежности элементов множеств на основе логических операций ЕСЛИ <предусловие>, ТОГДА <результат> поступают в вычислитель. FUZZY-логические вычисления выполняются с применением операций И, ИЛИ, НЕ, в результате чего получается решение задачи в категориях нечеткой логики.

Замкнутый контур регулирования в FUZZY-системе содержит следующие основные блоки. С датчиков сигналов контролируемых величин сигналы поступают в устройства сравнения, в которых происходит вычитание четких величин, измеренных и вычисленных по математической модели. Сигналы, пропорциональные ошибке ε и ее первой производной по

времени $\frac{d\varepsilon}{dt}$ поступают непосредственно на вход FUZZY-системы регулирования. После фаззифицирования оба сигнала уже в виде лингвистических переменных поступают на вход FUZZY-преобразователя. После этого в соответствии с задачей управления определяются соответствующие логические правила, причем в практике построения алгоритмов нечеткой логики используется обычное человеческое понимание обстоятельств и результатов. В данной задаче синтаксис несет в себе расчет независимого фазового угла обобщенного вектора напряжения статора двигателя. Основой для FUZZY-логических преобразований является матрица, которая формируется заранее на основании экспертных оценок при помощи операций ЕСЛИ..., ТОГДА.

Применительно к рассматриваемой задаче матрица регулирования выглядит следующим образом:

ΔM		$\Delta \Psi$			
$\Delta \Psi$	ΔM	–Б	–М	+М	+Б
		НН	ПП	ВН	
		НП		ВП	
		НВ		ВВ	

Рис.37. Матрица регулирования при шестисекторном представлении напряжения статора асинхронного двигателя

На рис.37 использованы следующие обозначения:

- $\pm Б$ – большая ошибка;
- $\pm М$ – малая ошибка;
- НН – назад снизить;
- НП – назад постоянно;
- НВ – назад повысить;
- ВН – вперед снизить;
- ВП – вперед постоянно;
- ВВ – вперед повысить;
- ПП постоянно постоянно.

В качестве FUZZY-логического оператора здесь выступает некоторый результирующий оператор, полученный на основании различных эмпирических предпосылок и принятый оптимальным. Такой оператор позволяет получить наилучшие результаты при относительной компенсации. Для получения четких значений вычисленных величин выполняется обратная операция – дефаззифицирование. На вход блока дефаззифицирования подаются вычисленные функции принадлежности, а на выходе получают численные значения переменных, то есть управляющих воздействий. Существует около 30 методов дефаззифицирования. Применительно к системе FUZZY-регулирования асинхронного электропривода наиболее подходящим является метод центра тяжести плоской фигуры, который и реализуется в контроллере Мамдани. Он основан на том, что в качестве выходной величины используется центр тяжести плоской фигуры результирующего множества. Вычисление абсциссы центра тяжести плоской фигуры в общем случае можно выполнить по формуле:

$$x_s = \frac{\int_{x_A}^{x_B} x f(x) dx}{\int_{x_A}^{x_B} f(x) dx},$$

где x_s – абсцисса центра тяжести;

x_A – начальное значение абсциссы площади;

x_B – конечное значение абсциссы площади;

$f(x)$ – функция, ограничивающая площадь фигуры.

Если, как в данном случае, площадь фигуры описывается линейной функцией $f(x)$, можно воспользоваться упрощенной формулой, в которой операция интегрирования заменяется операцией суммирования:

$$x_s \approx \frac{\sum_{i=1}^n x_i H_i}{\sum_{i=1}^n H_i},$$

где x_i – абсцисса среднего значения выходного множества

H_i – степень принадлежности выходного множества;

$i = 1, 2, \dots, n$ – порядковый номер выходного множества.

В результате решения задачи дефаззифицирования находятся три наибольших значения функции принадлежности для соответствующих векторов фазного напряжения статора двигателя. Для отыскания этих трех значений в процессе вычислений находятся два значения функций принадлежности, принадлежащих к разным множествам. По этим значениям находится совместная усредненная координата центра тяжести. При совместном использовании двух функций принадлежности получается следующее уравнение:

$$x_s = \frac{h_n}{h_n + h_m}.$$

Графическое отыскание точки центра тяжести результирующего нечеткого множества показано на рис.38.

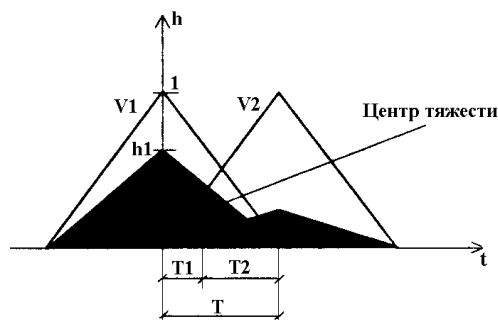


Рис.38. Графическое отыскание центра тяжести результирующего нечеткого множества

Если опираться на общую сумму (то есть нормировать по 1), то при этом можно получить, например, для момента включения первого вектора (рис.31) следующее выражение:

$$T_1 = \frac{h_1(2h_1 + h_2 + h_3)}{3(h_1 + h_2)(h_1 + h_3)}.$$

Соответственно можно получить значения моментов включения для других векторов напряжения трехфазной системы.

Для оценки возможности пренебрежения ошибками, которые возникают при упрощенном вычислении центра тяжести плоской фигуры, необходимо однократно выполнить сравнительный анализ полученных результатов с результатами расчета по точным выражениям. При этом получается следующий фактор ошибки:

$$\lambda = \frac{x_s}{\tilde{x}_s},$$

который позволяет оценить возникающие отклонения при использовании того или иного метода расчета. Для рассматриваемой задачи фактор ошибки вычисляется по выражению:

$$\lambda = \frac{(2h_1 + h_2)(3h_1 + 4h_2)}{3(2h_1^2 + 3h_1h_2 + 2h_2^2)}.$$

6.2. Идентификация фазового сектора

После перехода от четких значений $\Delta\Psi_{\text{гм}}$ и ΔM к категориям нечеткой логики вычисляются факторы ошибки h_ψ и h_m . Графически фактор ошибки может быть представлен в виде поверхности в трехмерном пространстве, как это показано на рис.39.

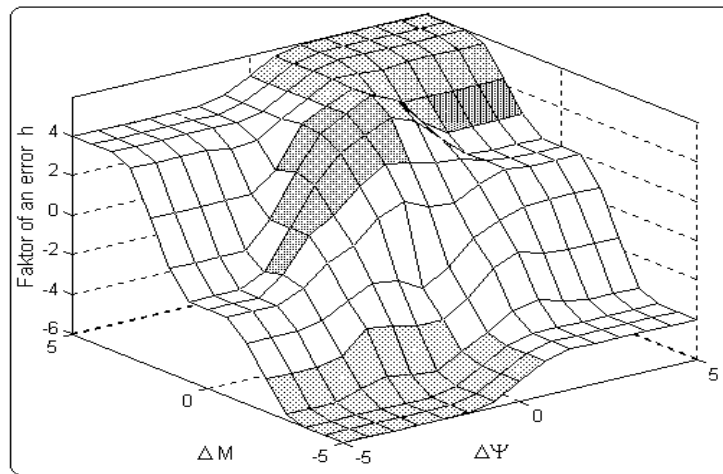


Рис.39. Трехмерный график фактора ошибки h

После выполнения операции дефазифицирования получается четкое значение пространственного вектора выходной координаты. Полученное четкое значение пространственного преобразуется в трехфазную систему (a^* , b^* , c^*) путем разбиения плоскости, образованной осями неподвижной системы координат, на 6 секторов [22]. В зависимости от принадлежности выходной координаты к тому или иному сектору определяется мгновенный вектор ошибки регулирования, и выбираются векторы трехфазной системы напряжений на выходе преобразователя частоты для компенсации этой ошибки.

Далее сигналы в трехфазной системе координат (U_a^* , U_b^* , U_c^*) поступают в микропроцессор, реализующий закон широтно-импульсной мо-

дуляции выходного напряжения, выходные сигналы которого (U_A^* , U_B^* , U_C^*) подаются на управляющие цепи IGBT-модулей.

Для однозначного расположения конкретных фазовых векторов напряжения по лингвистическим высказываниям (термам) необходимо однозначно классифицировать сектор годографа вращающегося поля статора. Для согласования соответствующего сектора используется информация о текущем значении знака соответствующих фазных потокосцеплениях статора соответственно следующим логическим уравнениям:

$$S_1 = (\Psi_a > 0) \wedge (\Psi_b < 0) \wedge (\Psi_c < 0)$$

$$S_2 = (\Psi_a > 0) \wedge (\Psi_b > 0) \wedge (\Psi_c < 0)$$

$$S_3 = (\Psi_a < 0) \wedge (\Psi_b > 0) \wedge (\Psi_c < 0)$$

$$S_4 = (\Psi_a < 0) \wedge (\Psi_b > 0) \wedge (\Psi_c > 0)$$

$$S_5 = (\Psi_a < 0) \wedge (\Psi_b < 0) \wedge (\Psi_c > 0)$$

$$S_6 = (\Psi_a > 0) \wedge (\Psi_b < 0) \wedge (\Psi_c > 0)$$

При шестисекторном годографе результирующего вектора напряжения для управления распределением секторов необходимо всю систему рис.31 повернуть на угол 90° . Для этого используются составляющие потокосцепления статора Ψ_a , Ψ_b , Ψ_c , которые должны быть ориентированы по оси β .

Распознавание фазовых секторов при переходе от одного сектора к другому должно быть нерезким, так как матрица рис. 37 дает точный результат только для середины каждого сектора, в то же время на границах между секторами информация о необходимом подключении векторов напряжения статора оказывается ошибочной. Кроме того, FUZZY-регулятор имеет «мертвую зону», а следовательно, информация о смене фазового сектора поступает с запаздыванием. В связи с этим на границах фазовых секторов необходимо предусмотреть определенные компенсационные меры. По этой причине при построении системы FUZZY-регулирования применяется так называемое нерезкое распознавание секторов. Для этого поток двигателя моделируется как лингвистические переменные с двумя термами – «положительный» и «отрицательный». Годограф векторов потокосцеплений статора и ротора двигателя при этом изменяется «змейкой» как это показано на рис. 40.

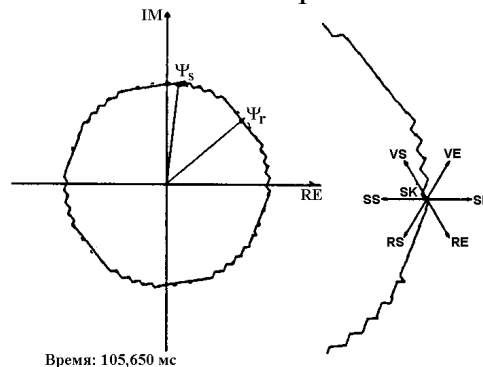


Рис.40. Годограф вектора потокосцеплений статора и ротора асинхронного двигателя

Например, для сектора 1 FUZZY-опреатор, обеспечивающий связь с другими секторами, может быть выражен с помощью операторов нечеткой логики следующим образом:

ЕСЛИ Ψ_a = положит. И Ψ_b = отрицат. И Ψ_c = отрицат. ТОГДА «Сектор 1».

Функциональная схема формирования нерезкого распознавания фазовых секторов приведена на рис. 41.

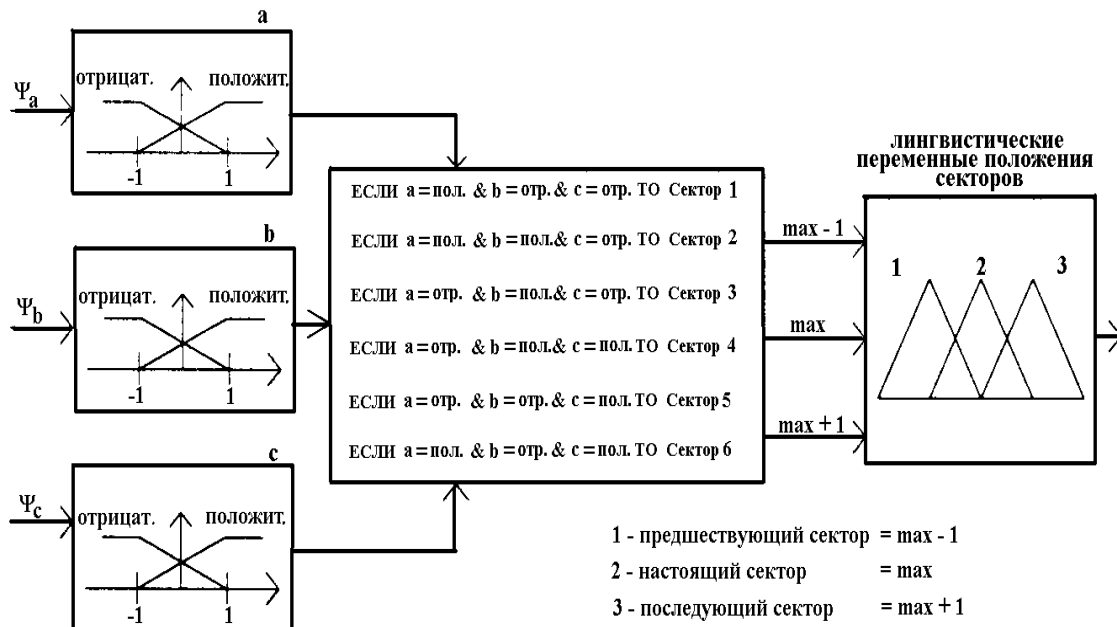


Рис.41. Функциональная схема нерезкого распознавания фазовых секторов

В качестве третьей входной величины для FUZZY-регулятора здесь используются значения функции принадлежности для предшествующего и для последующего секторов. Это обеспечивает соответствующий характер регулирования, при котором в области границы сектора всегда находится компромиссное решение. Например, выражение «вперед повысить» в конце каждого сектора соответственно изменяется на «вперед понизить», благодаря оказанному влиянию на значение функции принадлежности. Следовательно, для компромиссных вычислений на границе сектора, в принципе, можно использовать значения векторов напряжений статора, полученные для последующего сектора.

Задача компенсации ошибки, возникающей на границе секторов, при шестисекторном годографе напряжения усугубляется наличием «мертвой зоны» FUZZY-регулятора, ведущей к запаздыванию регулирования. Это особенно сильно проявляется при высоких частотах вращения асинхронного двигателя.

Для компенсации запаздывания ширину лингвистической переменной настраивают так, чтобы при переходе от одного сектора к другому переход к вектору «вперед снизить» происходил, по возможности, точно. Как

показано в [20, 21] этот принцип позволяет существенно уменьшить ошибку регулирования на границе секторов.

6.3.FUZZY-логическое регулирование

На рис.42 приведена функциональная схема системы электропривода с нечетким векторным управлением.

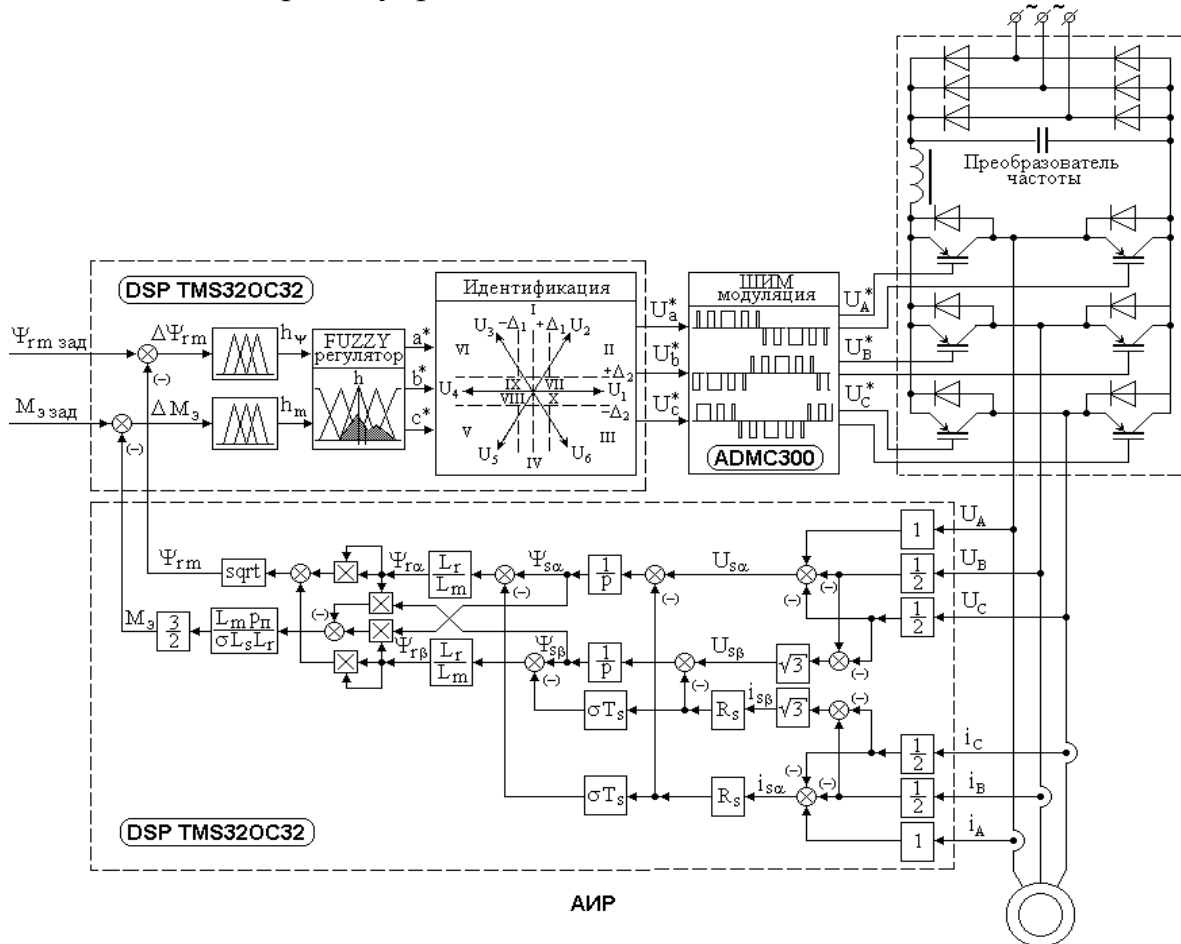


Рис.42. Функциональная схема электропривода с FUZZY-регулированием

На основании этой схемы была построена математическая модель системы. Эта модель была реализована также в среде MATLAB, как и все предыдущие модели. Пакет прикладных программ MATLAB содержит встроенные блоки FUZZY-регулирования, что существенно облегчает процесс моделирования [23].

В системе нечеткого управления отсутствует накапливающаяся ошибка измерения наблюдаемых и вычисления ненаблюдаемых координат объекта, поскольку четкие значения переменных состояния соотносятся с определенной степенью принадлежности с некоторыми качественными понятиями, после чего реализуется индивидуальный алгоритм вычисления выходного нечеткого множества.

На рис.43 приведены результаты расчета переходных процессов в асинхронном электроприводе с нечетким векторным управлением. Все расчеты проведены в в системе относительных единиц.

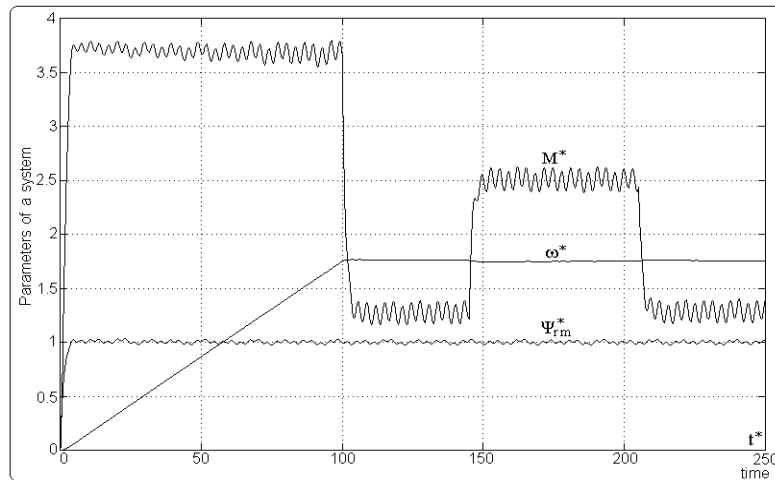


Рис. 43. Расчетные переходные процессы в электроприводе

На графиках показаны кривые изменения во времени частоты вращения двигателя ω^* , электромагнитного момента M^* и потокосцепления ротора Ψ_{rm}^* при пуске двигателя и при набросе – сбросе нагрузки. Качество управления как по управляющему, так и по возмущающему воздействию – удовлетворительное.

Таким образом, векторный алгоритм управления асинхронным электроприводом может быть построен при использовании аппарата нечеткой логики. При этом существенно сокращается объем вычислительных операций, что немаловажно.

Сложность алгоритма классической системы векторного управления подразумевает значительный объем вычислительных операций, которые должны вестись в реальном масштабе времени. Учитывая необходимость корректирующих расчетов, например, для компенсации температурной неустойчивости параметров асинхронного двигателя, которые должны вестись параллельно с основными, общий объем вычислений возрастает еще больше. Существующие цифровые сигнальные процессоры (DSP) при этом работают почти на пределе своих возможностей [24]. Увеличение же шага вычислений вносит в систему постоянное запаздывание по управлению, что в свою очередь приводит к снижению запаса устойчивости.

Алгоритм нечеткого векторного управления с точки зрения объема необходимых вычислительных операций значительно проще и может быть реализован на 32-х разрядном однокристальном микропроцессоре, например, TMS320C32.

7. ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ВСТРОЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ И ТРЕБОВАНИЯ К КОНТРОЛЛЕРАМ

Рост степени интеграции в микропроцессорной технике и переход от микропроцессоров к микроконтроллерам со встроенным набором специализированных периферийных устройств сделали необратимой тенденцию массовой замены аналоговых систем управления на системы прямого цифрового управления. Система прямого цифрового управления ориентирована на отказ от значительного числа дополнительных интерфейсных плат и создание одноплатных контроллеров управления приводом. В пределах встроенная система проектируется как однокристалльная и вместе с силовым преобразователем и исполнительным двигателем конструктивно интегрируется в одно целое – мехатронный модуль движения. Такой подход в максимальной степени приемлем для электроприводов транспортных средств.

Усложнение структур управления приводом потребовало резкого увеличения производительности центрального процессора и перехода к специализированным процессорам с объектно-ориентированной системой команд, адаптированной к решению задач цифрового регулирования в реальном масштабе времени. Ряд фирм (INTEL, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES и др.) выпустили на рынок новые контроллеры для управления двигателями (Motor Control) на базе процессоров для обработки сигналов – (DSP – микроконтроллеры). Они не только обеспечивают требуемую производительность центрального процессора (более 20 млн. операций в секунду), но и содержат ряд встроенных периферийных устройств. Особое место занимают универсальные генераторы периодических сигналов, обеспечивающие современные алгоритмы управления инверторами, в частности, алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции. [7].

Перспективные системы управления электроприводами разрабатываются с ориентацией на комплексную автоматизацию технологических процессов и согласованную работу нескольких приводов в составе сети. Наиболее перспективные типы интерфейсов: RS-485 и CAN.

Для обобщенной структуры САУ электроприводом переменного тока любого типа предлагается использование инверторов на IGBT- транзисторных ключах или интеллектуальных силовых модулях. Драйверы ключей инвертора подключены непосредственно к выходам ШИМ-генератора микроконтроллера, работающего в режиме широтно-импульсной модуляции базовых векторов (векторной ШИМ-модуляции), что обеспечивает максимально высокую степень использования напряжения звена постоянного тока и минимизацию динамических потерь в инверторе.

Для реализации блока оценки скорости могут применяться либо специальные периферийные устройства (эстиматоры скорости), либо перифе-

рийные устройства общего назначения (процессоры событий, либо менеджеры событий).

Для измерения электрических переменных микроконтроллер должен иметь встроенный АЦП с разрешением не ниже 10-12 двоичных разрядов и временем преобразования не хуже (5-10) мкс. Как правило, восьми каналов АЦП достаточно.

Преобразования координат в алгоритме управления должны выполняться в реальном масштабе времени. Для реализации векторного управления микроконтроллер должен иметь встроенную библиотеку функций, адаптированных для эффективного управления двигателями, в том числе функций преобразования координат. Время реализации каждой из этих функций не должно превышать нескольких микросекунд.

Отличительной особенностью системы векторного управления асинхронным двигателем является необходимость использования дополнительного вычислительного блока, в котором производится оценка текущего углового положения вектора потокосцепления ротора. Это делается на основе решения в реальном времени системы дифференциальных уравнений, составленных в соответствии с математической моделью двигателя.

Таким образом, полноценные системы векторного управления приводами переменного тока требуют для своей реализации высокопроизводительных микроконтроллеров с широким набором встроенных периферийных устройств, допускающих совместную работу и требующих от центрального процессора минимальных ресурсов на свое обслуживание.

8. Библиографический список

1. Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков; под. общ. ред. А. Г. Народицкого. С.-Петербург, СПЭК. - 2004. - 126 с.
2. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEK-TOR-Regelung von Asynchronmaschinen // Siemens-Zeitschrift, 1971, 45.
3. Дартау В.А., Рудаков В.В., Козярук А.Е. и др. Теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением / Автоматизированный электропривод – М.: Энергия, 1980.
4. Дартау В.А., Рудаков В.В., Столяров И.М. Асинхронные электроприводы с векторным управлением – Л.: Энергоатомиздат, Л.О., 1987.
5. Денисов К., Ермилов А., Карпенко Д. Способы управления машинами переменного тока и их практическая реализация на базе компонентов фирмы Analog Devices / CHIP NEWS. №7-8, 1997.
6. Доцковский Л.Х., Роговой В.И. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / Электротехника. 1996 г. № 10.
7. CHIP NEWS, № 1, 1999. Цифровое управление электроприводом. М. 1999.
8. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа. 1980.
9. Янко-Триницкий А.А. Уравнения переходных электромагнитных процессов асинхронного двигателя и их решение. – «Электричество». 1951 . № 3.
10. Петров Л.П., Ладензон В.А. и др. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением. М.: Энергия. 1977.
11. Ямамура С. Спирально-векторная теория электрических цепей и машин переменного тока. Международный центр экономики, науки и техники. С-Петербург. 1993
12. Андущук В.В. Цифровые системы измерения параметров движения механизмов в машиностроении.- С-Петербург: Политехника, 1992.
13. Depenbrock M. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine // IEEE Transaction On Power Electronics, 1988. Vol.3, № 4.
14. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor // IEEE Transaction On Industry Application. 1986. Vol. 22, № 5.

15. Nash J.N. Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder // IEEE Transaction On Industry Application. 1997. Vol. 33, № 2.
 16. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Барац Е.И. Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя. – “Электротехника”. 2001. № 11.
 17. Zadeh, L.A., “Fuzzy Logic,” Computer, Vol. 1, № 4, pp. 83-93, 1988.
 18. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976.
 19. Mamdani, E.H., “Applications of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis,” IEEE Transactions on Computers, Vol. 26, No. 12, pp. 1182-1191, 1977.
 20. Hofmann W., Krause M. Fuzzy-Control of AC-Drives Fed by PWM-Inverters; IECON'92, San Diego / California, Nov. 1992.
 21. Hofmann W., Krause M., Dresden, und Cebulski, Chemnitz. Fuzzy-Regelung einer Asynchronmaschine mit Ständerflußorientierung. VDI Berichte Nr. 113, 1994.
 22. Матисон В.А. Векторная система регулирования тока для трехфазных инверторов напряжения. // Электротехника. – 2001 - №11.
 23. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x. Том 2. М.: Диалог-МИФИ. 1999.
 24. Богатырев Д.Е., Махонин С.В. и др. Микропроцессорные системы управления тяговым асинхронным электроприводом. // ЭлектроФорум. – 2001 - № 2.
 25. Владимирова Е.С. Синтез фаззи-регулятора для позиционных и следящих электроприводов // Электротехника – 2000 - № 9.
- .

О Г Л А В Л Е Н И Е

1. ВВЕДЕНИЕ.....	3
2. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРИМЕНЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ.....	4
2.1. Особенности исполнения асинхронного двигателя для частотно-регулируемого электропривода	5
2.2. Области применения скалярного и векторного регулирования частотно-регулируемыми электроприводами.....	6
3. ПРИНЦИПЫ И АЛГОРИТМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	9
3.1. Структура системы автоматического управления электроприводом по принципу подчиненного регулирования.....	9
4. КЛАССИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	18
4.1.1. Математическое описание и динамическая модель асинхронного двигателя.....	18
4.1.2. Динамическая модель системы векторного управления асинхронным электроприводом	27
4.1.3. Синтез структуры и расчет регуляторов в системе векторного управления.....	36
4.1.4. Компенсация температурного изменения параметров асинхронного двигателя.....	45
4.1.5. Двухзонное регулирование скорости асинхронного электропривода с ослаблением потока ротора	49
4.1.6. Алгоритм векторного управления асинхронным электроприводом без датчика скорости	53
5. СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С РАЗРЫВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ - «СИСТЕМА С ПРЯМЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МОМЕНТОМ» (DTC).....	57
6. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ.....	66

6.1. Построение САУ на основе методов нечеткой логики	66
6.2. Идентификация фазового сектора	74
6.3. FUZZY-логическое регулирование	77
7. Основные тенденции развития встроенных систем управления электроприводом и требования к контроллерам.....	79
8. Библиографический список	81

Учебное издание

Колпахчян Павел Гигорьевич
Кочин Александр Евгеньевич

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ
И УПРАВЛЕНИЯ**
учебно-методическое пособие по курсовому проектированию

Печатается в авторской редакции

Технический редактор

Подписано в печать . . .15. Формат 60×84/16.
Бумага газетная. Ризография. Усл. печ. л. , .
Тираж экз. Изд. № . Заказ .

Редакционно-издательский центр ФГБОУ ВО РГУПС.

Адрес университета: 344038, г. Ростов н/Д, пл. Ростовского Стрелкового
Полка Народного Ополчения, 2.