

Министерство образования и науки Российской Федерации

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»

Кафедра автоматизированного электропривода

П.А. Воронин

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Методические указания
по курсу «Системы управления электроприводов»

Рекомендовано к изданию Редакционно-издательским советом
Государственного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»

Оренбург
ГОУ ОГУ
2011

УДК 62-83(07)
ББК 31.291я 7
В 75

Рецензент – кандидат технических наук, доцент Э. Л. Греков

В75 **Воронин, П.А.**
Системы управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода: методические указания по курсу «Системы управления электроприводов» / П.А. Воронин; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург: ИПК ГОУ ОГУ, 2011. - 51 с.

Методические указания предназначены для студентов специальности 140604 – Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов очной и заочной формы обучения, изучающих соответствующие разделы дисциплины «Системы управления электроприводов», и бакалавров направления 140400 «Электроэнергетика и электротехника», изучающих дисциплину «Регулирование координат в электроприводах».

УДК 62-83(07)
ББК 31.291я 7

В 2202090100

© Воронин П.А. 2011
© ГОУ ОГУ, 2011

Содержание

	Введение	4
1	Асинхронный двигатель как объект управления.....	5
1.1	Понятие обобщенного пространственного вектора.....	5
1.2	Математическая модель асинхронного двигателя - схема замещения и основные соотношения.....	6
1.3	Математическая модель асинхронного двигателя для расчета динамических характеристик.....	10
2	Варианты структур преобразователей частоты с автономным источником напряжения. Виды широтно-импульсной модуляции.....	12
2.1	Структуры силовой части преобразователей частоты и принципы управления ключами.....	12
2.2	Варианты систем управления преобразователей частоты.....	19
2.3	Частотно-токовое регулирование скорости на базе автономного инвертора напряжения.....	22
3	Способы управления асинхронным двигателем.....	25
3.1	Скалярное управление двигателем.....	25
3.2	Векторное управление двигателем.....	26
3.3	Прямое управление моментом двигателя.....	33
4	Основные законы регулирования напряжения асинхронного двигателя при скалярном управлении.....	38
4.1	Общие сведения.....	38
4.2	Момент нагрузки, не зависящий от скорости.....	40
4.3	Вентиляторная характеристика механизма.....	45
4.4	Регулирование скорости при постоянстве мощности.....	45
4.5	Законы регулирования второй группы.....	46
5	Классификация задач управления силовыми преобразователями.....	48
	Список использованных источников.....	50

Введение

Характерной тенденцией автоматизированного электропривода является все более широкое применение асинхронных двигателей. Эти двигатели технически более просты и надежны в эксплуатации по сравнению с двигателями постоянного тока, могут длительно работать при повышенных скоростях и температурах, в агрессивных и взрывоопасных средах. Для их изготовления требуется меньше цветных металлов, они имеют меньшие массу, габариты и стоимость.

Расширяются возможности и систем управления асинхронных электроприводов за счет создания управляемых преобразователей напряжения и частоты, а также микропроцессорных устройств с высоким быстродействием и большим объемом памяти.

Практически во всех системах управления информация о электромагнитных процессах в двигателе представлена в векторной форме виде векторных уравнений обобщенной электрической машины [9]. Это иллюстрирует возможность эффективного применения единого метода для анализа процессов и свойств систем управления в различных по технической реализации видах электроприводов, а также для синтеза этих систем и их элементов.

Энергосберегающие технологии в промышленности и в коммунальном хозяйстве, базирующиеся на применении частотно-регулируемого синхронного и асинхронного привода, требуют грамотного подхода к эксплуатации и настройке систем управления нижнего уровня, формирующих характеристики собственно электропривода.

Цель данного пособия – помочь студенту освоить основные принципы управления скоростью асинхронного двигателя, ознакомить его со структурой и типовыми техническими решениями частотно-регулируемых асинхронных электроприводов.

1 Асинхронный двигатель как объект управления

1.1 Понятие обобщенного пространственного вектора

Создание высококачественных приводов с асинхронными двигателями (АД) и частотным управлением осложняется тем, что АД представляет собой многоканальный объект управления с большим количеством перекрестных нелинейных обратных связей. Преобразование структуры и линеаризация уравнений приводят к существенным погрешностям, что в конечном счете затрудняет инженерный расчет системы электропривода в целом. Ввиду сложности исходных уравнений прибегают к методу координатных преобразований, осуществляемых математически при введении понятия «обобщенный вектор».

Под обобщенным вектором понимают вектор, проекции которого на оси фазных обмоток в любой момент времени равны мгновенным значениям фазных величин, представляемых этим вектором.

В основе математического описания АД при переменной частоте питающей сети лежит общая теория электрических машин.

Основой для математического описания асинхронного двигателя (АД) служат уравнения, составленные в фазовых координатах. Особенностью АД является совокупность магнитосвязанных цепей с коэффициентами само- и взаимной индукции, периодически изменяющимися в функции угла поворота ротора относительно статора. В зависимости от степени насыщения магнитной системы машины, эти коэффициенты могут зависеть еще и от токов во всех обмотках. Уравнения могут быть составлены либо в трехфазной системе координат, либо в двухфазной для обобщенной машины. При записи уравнений в фазовых координатах получают систему дифференциальных уравнений высокого порядка (в трехфазной системе координат число уравнений равно 14) с переменными коэффициентами. Пользоваться такой системой для исследования электромеханических процессов, происходящих в АД не представляется возможным в связи с громоздкостью, наличием переменных коэффициентов, нелинейностью. Дальнейшее упрощение и преобразование исходной системы уравнений основывается на том, что эти уравнения в фазовых координатах

преобразуются в уравнения, выраженные через обобщенные (результатирующие) векторы. Вводится система относительных единиц для токов, напряжений, потокосцеплений, скоростей вращения, частот, моментов, активных, индуктивных сопротивлений. Введение системы относительных единиц упрощает вид уравнений, а выражение переменных через результирующие векторы приводит к виду дифференциальных уравнений, при котором коэффициенты дифференциальных уравнений ненасыщенной машины являются постоянными величинами. Для насыщенной машины необходимо вводить зависимость величин этих коэффициентов от магнитного состояния машины.

1.2 Математическая модель асинхронного двигателя – схема замещения и основные соотношения

Установившемуся режиму работы АД соответствует T-образная схема замещения АД, изображенная на рисунке 1.1, где I_μ – ток намагничивания двигателя; I_1, I_2' – ток статора и приведенный ток ротора; ψ_1, ψ_2' – потокосцепление статора и приведенное потокосцепление ротора; U_1 – фазное напряжение статора; R_1, R_2' – активное сопротивление статора и приведенное сопротивление ротора; L_1, L_2' – индуктивность рассеивания статора и приведенная индуктивность ротора; L_μ – индуктивность намагничивающего контура.

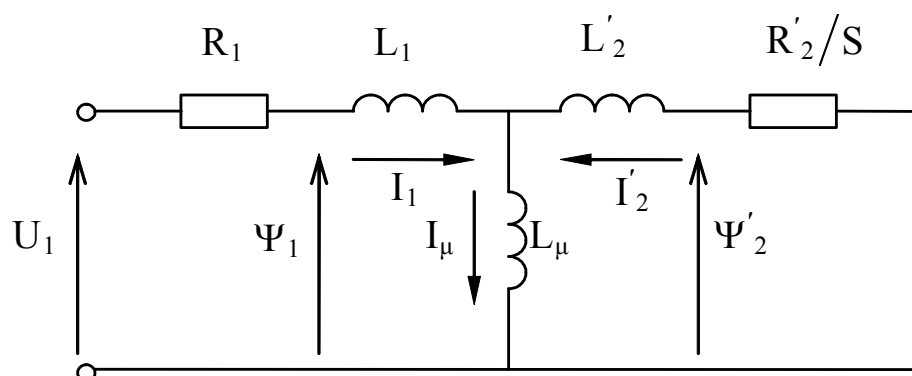


Рисунок 1.1 - T-образная схема замещения фазы АД

Схема замещения фазы АД как математическая модель двигателя используется для анализа статических характеристик асинхронного двигателя.

Наиболее рациональным способом плавного регулирования угловой скорости является частотный способ, возможность которого базируется на линейной зависимости угловой скорости магнитного поля статора от частоты напряжения питания

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f}{p_n}, \quad (1.1)$$

где p_n - число пар полюсов фазы двигателя.

По этому принципу возможно осуществление широко регулируемых электроприводов с достаточно жесткими механическими характеристиками. Важным преимуществом частотно-регулируемого привода являются благоприятные энергетические показатели. Это объясняется тем, что двигатель работает при малых скольжениях, что обуславливает малые потери и высокий КПД во всем диапазоне регулирования скорости. Однако при изменении частоты возникает необходимость одновременного регулирования напряжения, подводимого к статору.

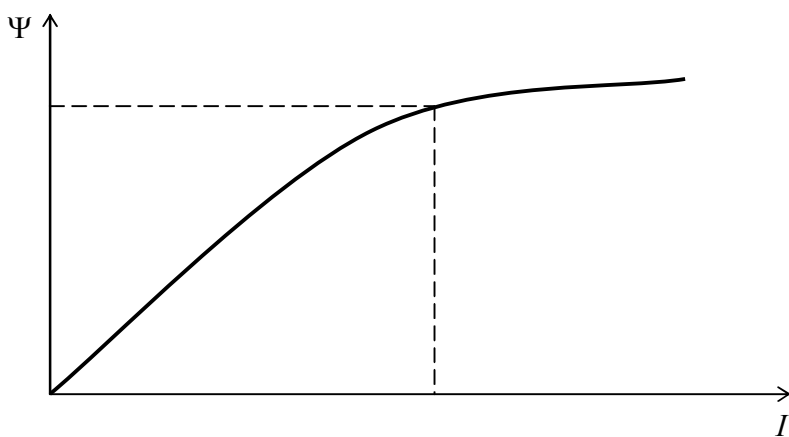


Рисунок 1.2 – Кривая намагничивания асинхронного двигателя

Как правило, двигатель работает на колене кривой намагничивания, как показано на рисунке 1.2, поэтому, увеличение потока приведет к резкому увеличению

тока. Двигатель, работающий со сниженным потоком, развивает меньший вращающий момент.

Уравнение электрического равновесия для одной фазы (например, фазы А) можно записать следующим образом

$$U_{a1} = i_{a1} \cdot R_1 + \frac{d\psi_{a1}}{dt}. \quad (1.2)$$

Если пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении фазы статора, то уравнение упростится

$$U_{a1} = \frac{d\psi_{a1}}{dt}. \quad (1.3)$$

Фазное напряжение изменяется по закону

$$U_{a1} = U_{\max} \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (1.4)$$

Если теперь приравнять правые части уравнений (1.3) и (1.4), то получится выражение

$$\frac{d\psi_{a1}}{dt} = U_{\max} \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (1.5)$$

которое после интегрирования примет вид

$$\psi_{a1} = -\frac{U_{\max}}{\omega_0} \cdot \cos(\omega_0 t), \text{ или } \psi_{a1} = -\frac{U_{\max}}{2\pi f} \cdot \cos(2\pi f \cdot t). \quad (1.6)$$

Из полученного выражения видно, что амплитуда потока фазы прямо пропорциональна величине напряжения и обратно пропорциональна частоте напряжения, поэтому для поддержания постоянства потока требуется изменение величины напряжения, пропорциональное изменению частоты. При учете падения напряжения на активном сопротивлении статора величина напряжения изменяется и в функции момента сопротивления на валу двигателя.

Если подставить в формулу (1.2) значение напряжения для малой скорости вращения, то доля падения напряжения на активном сопротивлении статоре $i_{a1}R_1$ (или на полном сопротивлении $i_{a1}Z_1$ при векторном управлении) становится существенной по отношению к прикладываемому напряжению. Это обстоятельство приводит к существенному уменьшению магнитного потока на малых частотах и, соответственно, к уменьшению момента. Поэтому в разомкнутых системах ПЧ – АД не удастся достичь большого диапазона регулирования скорости, так как в сильной степени проявляется статизм (влияние изменения момента нагрузки) на механические характеристики привода. Кроме того, при снижении скорости может возникать область статической неустойчивости, которая затрудняет практическое использование таких приводов.

В то же время, если организовать управление, используя законы регулирования напряжения, описанные в разделе 4 методических указаний, можно существенно улучшить характеристики привода. В частности, если обеспечить постоянство потокосцепления ротора ψ_2 в установившемся режиме, то механическая характеристика асинхронного двигателя в пределах рабочей части будет практически линейна и иметь тот же вид, что и механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Уравнение статической механической характеристики трехфазного АД [14]

$$M = \frac{3 p_n U_1^2 R_2'}{\omega_1 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + x_k^2]}, \quad (1.7)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$ - индуктивное фазное сопротивление короткого замыкания.

Эта функция имеет экстремумы при скольжении

$$s_k = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}}, \quad (1.8)$$

называемом критическим, так как при этом скольжении АД переходит на статически неустойчивый участок характеристики или, как говорят, «опрокидывается».

Уравнение для критического момента

$$M_k = \pm \frac{3p_n U_1^2}{2\omega_1 (R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2})}. \quad (1.9)$$

Уравнение механической характеристики АД в виде уточненной формулы Клосса

$$M = \frac{2M_k (1 + as_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2as_k}, \quad (1.10)$$

где $a = R_1 / R_2'$.

1.3 Математическая модель асинхронного двигателя для расчета динамических характеристик привода

Электродвигатели переменного тока совместно с электрическими преобразователями (т.е. силовой канал привода) представляют собой сложные взаимосвязанные нелинейные объекты управления. Полное математическое описание таких объектов оказывается довольно громоздким и затруднительным для инженерных методов синтеза систем управления. Однако, при достаточном числе допустимых предположений и при ограниченном рассмотрении небольших отклонений от установившейся рабочей точки дифференциальные уравнения асинхронной машины удастся привести к виду, удобному для аналитического рассмотрения.

Пренебрегая значением активного сопротивления статорной обмотки двигателя, обеспечивая постоянство перегрузочной способности, можно получить уравнение динамической механической характеристики двигателя [11, 14]

$$M = \frac{2M_k}{(T_\gamma p + 1) \left[\frac{s_k}{s_a} (T_\gamma p + 1) \right] + \frac{s_a}{s_k}}, \quad (1.11)$$

где $s_a = \frac{\omega_{1ном} - \omega_2}{\omega_{1ном}}$ - относительная частота ротора или абсолютное скольжение;

$T_\gamma = \frac{1}{\omega_{1ном} s_k}$ - электромагнитная постоянная времени двигателя.

Уравнение (1.11) отражает влияние электромагнитных процессов в АД на электромеханические. При $p = 0$ и $a = 0$ оно преобразуется в уравнение статической механической характеристики (1.10). Уравнение (1.11) нелинейно, так как в общем случае критический момент M_k при частотном регулировании непостоянен.

Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя с жесткими механическими связями как математическая модель при работе на линейном участке механической характеристики при допущении, что $R_1 = 0$, при управлении частотой напряжения статора изображена на рисунке 1.3.

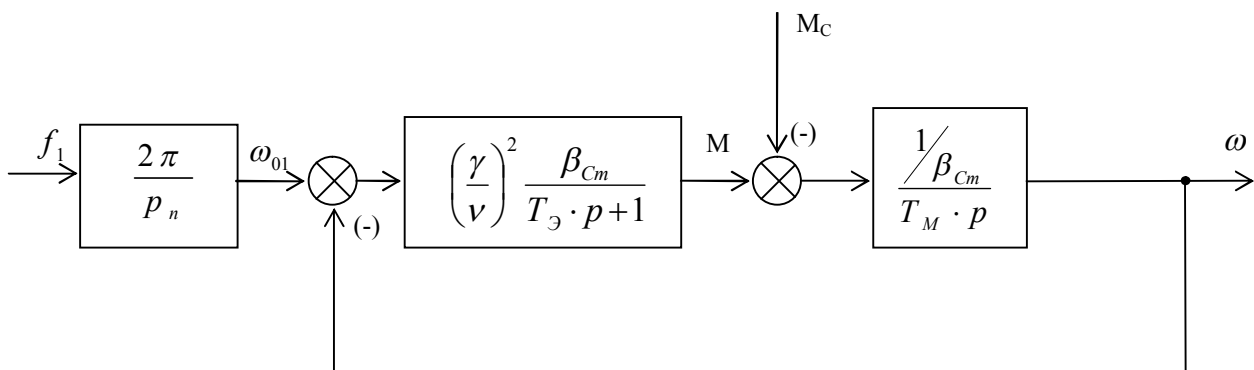


Рисунок 1.3 - Структурная схема двигателя при частотном регулировании скорости для рабочего участка механической характеристики

Здесь T_m – электромеханическая постоянная времени двигателя и механизма, приведенного к валу двигателя,

$\gamma = U_1 / U_{1\text{ном}}$ – относительная величина напряжения статора,

$\nu = \omega_1 / \omega_{1\text{ном}}$ – относительная величина частоты напряжения статора,

p_n – число пар полюсов статорной обмотки,

$\beta_{\text{ст}} = 2M_{\text{кр}} / \omega_{1\text{ном}} s_k$ – статическая жесткость механической характеристики двигателя.

Координаты двигателя представлены в относительных единицах. За базовые значения координат приняты их номинальные значения.

При таком представлении двигателя удастся создать независимое управление электромагнитным моментом и потоком двигателя. При этом регулирование величины напряжения осуществляется пропорционально заданной частоте питающего напряжения, что характерно для приводов подач металлорежущих станков и приводов подъема кранов в пределах регулирования скорости от нуля до номинального значения.

Управление изменением частоты при постоянном напряжении питания применяется только для регулирования скорости вращения вверх от номинальной. Чаще всего для обеспечения оптимальных условий протекания процессов преобразования энергии в АД между входами управления устанавливают функциональный преобразователь, создающий определенную связь между напряжением и частотой.

2 Варианты структур преобразователей частоты с автономным источником напряжения. Виды широтно-импульсной модуляции

2.1 Структуры силовой части преобразователей частоты и принципы управления ключами

На практике нашли применение два основных структурных варианта преобразователей частоты с автономным источником напряжения (АИН), отличающиеся

методом регулирования напряжения:

1) амплитудное регулирование напряжения с помощью управляемого выпрямителя;

2) широтно-импульсная модуляция, осуществляемая в АИН, который в этом случае выполняет функции регулятора напряжения и частоты.

Управляемый выпрямитель в приводе с частотным управлением работает точно так же, как и в приводе постоянного тока.

Автономный инвертор представляет собой реверсивный переключатель, формирующий периодические прямоугольные разнополярные импульсы, аппроксимирующие синусоиду напряжения. Функциональная схема АИН (или преобразователя частоты) представлена на рисунке 2.1.

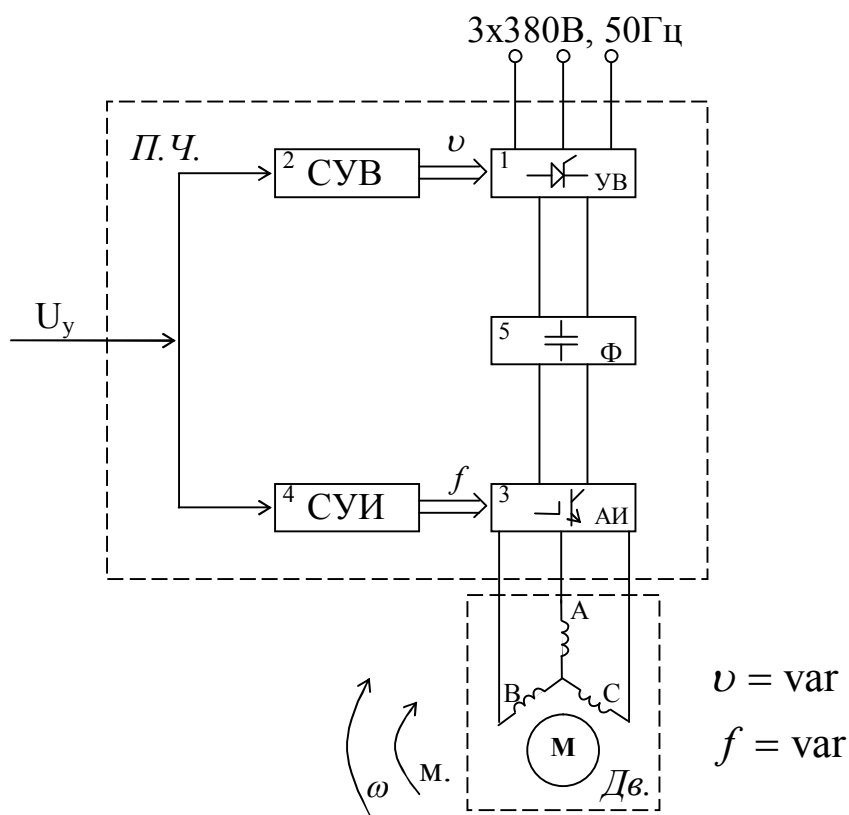


Рисунок 2.1 - Функциональная схема преобразователя частоты с амплитудным регулированием напряжения

При амплитудном регулировании напряжения преобразователь частоты состоит из управляемого выпрямителя (1), фильтра-звена постоянного тока (5), автономного инвертора (3), системы управления выпрямителем (2), системы управления инвертором (4). Регулирование напряжения и частоты осуществляется отдельно.

По второму варианту структуры преобразователя частоты с АИН осуществляется формирование выходного переменного напряжения, при этом инвертор не только изменяет частоту выходного напряжения, но и регулирует его среднее значение на периоде частоты коммутации силовых ключей, что позволяет отказаться от регулируемого выпрямителя в звене постоянного тока и использовать более простой неуправляемый диодный выпрямитель. В зависимости от закона изменения среднего значения напряжения различают следующие виды ШИМ-модуляции:

- прямоугольная ШИМ;
- синусоидальная ШИМ;
- ШИМ-модуляция базовых векторов (векторная ШИМ).

При прямоугольной модуляции кривая напряжения состоит из нескольких импульсов одинаковой длительности (рисунок 2.2). Время t_1 включенного состояния верхнего ключа и время t_2 включенного состояния нижнего ключа полумоста инвертора не изменяется в течение всех интервалов T_k на периоде рабочего напряжения преобразователя. При этом

$$t_1 + t_2 = T_k . \quad (2.1)$$

Регулирование величины напряжения, первая гармоника u_1 которого показана на рисунке, заключается в изменении длительности t_1 .

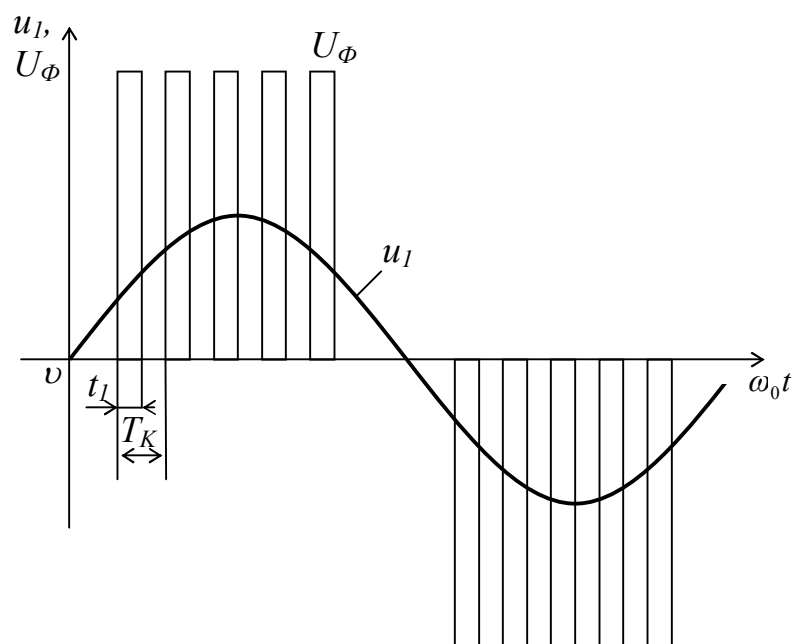


Рисунок 2.2 - Прямоугольная ШИМ

Лучшие показатели имеет синусоидальная ШИМ, применяемая при скалярном и векторном управлении двигателем, при которой ширина импульса пропорциональна синусу текущего значения $\omega_0 t$. При этом напряжение и ток в обмотках двигателя имеет форму, близкую к синусоидальной (рисунок 2.3). Для получения синусоидального ШИМ-напряжения необходима достаточно сложная система управления инвертором, реализуемая в настоящее время с помощью специализированных встраиваемых программируемых микроконтроллеров, в которых переключение ключей осуществляется в момент равенства на входе нуля-органа задающего сигнала u^* и пилообразного опорного напряжения $u_{оп}$. График опорного напряжения в литературе называют также модуляционной функцией.

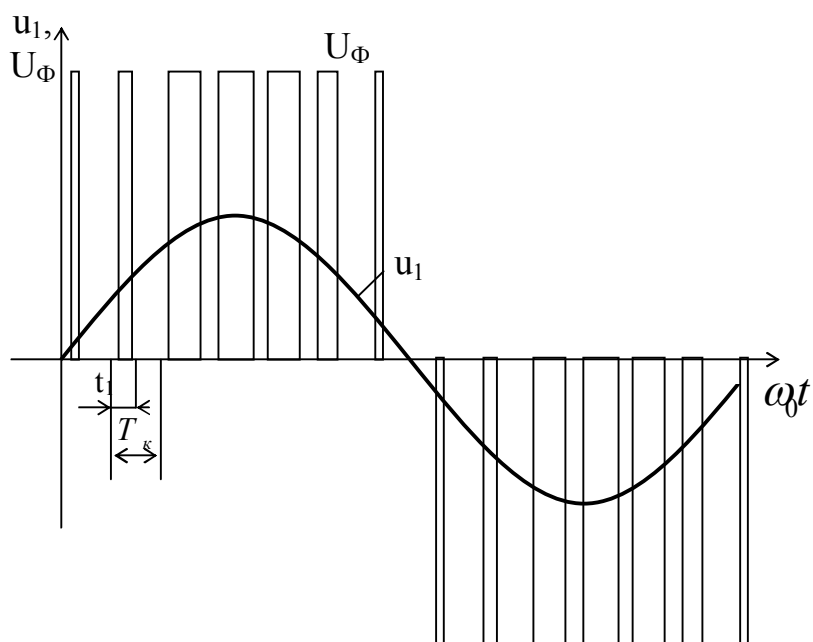


Рисунок 2.3 - Синусоидальная ШИМ

На рисунке 2.4 изображены графики желаемого напряжения фазы А $U_{ж.а}(\omega t)$ и двухполярной двусторонней модуляционной функции $F_{м.а}(\omega t)$, изменяющейся по линейному закону от напряжения -1 до +1 (напряжения указаны в долях от базовой величины) и в обратном направлении на интервале $0 \leq \omega t \leq 2\pi$ на периоде модуляционной функции.

Среднее значение напряжения на периоде модуляционной функции определяется уравнением:

$$U = 0,5U_d(1 - 2t_2/T_k), \quad (2.2)$$

где U_d – величина напряжения звена постоянного тока АИН.

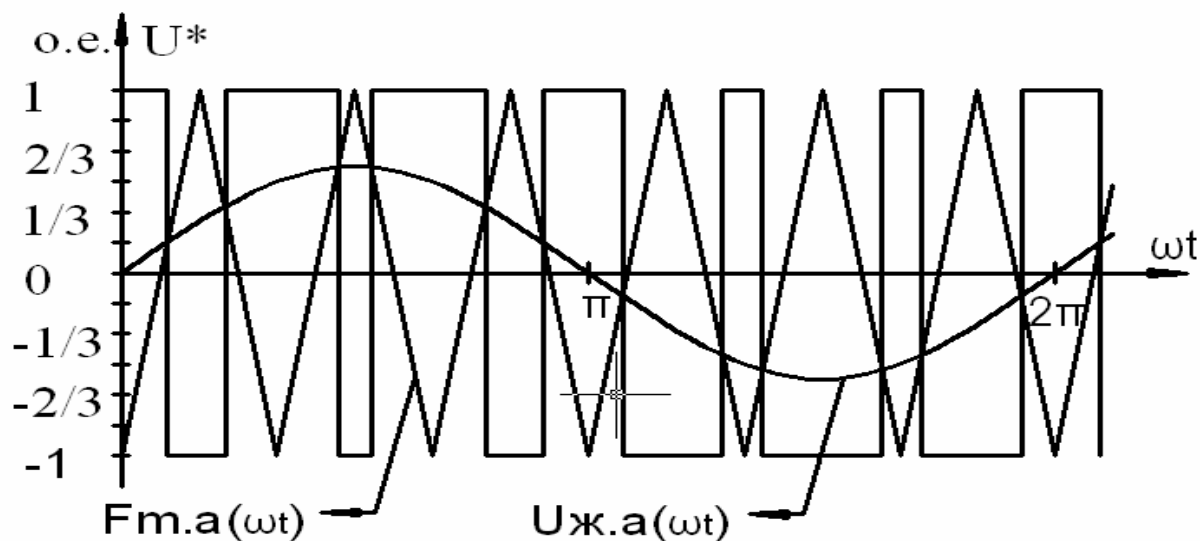


Рисунок 2.4 – Графики сигналов в фазе А

Первая гармоника желаемого напряжения на нагрузке $U_{ж.а}(\omega t)$ повторяет по форме задающий синусоидальный сигнал u^* . Частоты задающих сигналов соответствуют рабочим скоростям асинхронного двигателя; частота модуляции современных преобразователей частоты выбирается в пределах (2 – 20) кГц.

Аналогично изображаются напряжения фаз В и С.

Изменение частоты задающего сигнала приводит к изменению частоты на выходе инвертора, а изменение амплитуды задающего сигнала при неизменной частоте будет приводить к изменению соотношения длительности положительных и отрицательных импульсов напряжения на выходе, то есть изменению амплитуды его первой гармоники.

При высокой частоте ШИМ и активно-индуктивной нагрузке, которой является обмотка статора, ток нагрузки оказывается практически синусоидальным.

Суть метода, получившего название широтно-импульсной модуляции базовых векторов (векторной ШИМ-модуляции) [5], состоит в отказе от одновременной коммутации всех ключей инвертора и в переходе к коммутации между несколькими, заранее выбранными состояниями инвертора, каждое из которых соответствует определенному пространственному положению вектора результирующего напряжения, приложенного к двигателю.

В схемах включения силовых ключей трехфазного инвертора часто используют набор базовых векторов, соответствующий стандартной 6-тактной коммутации $1; \pm 0,5; \pm 0,5; -1$ (верхний ключ, два нижних или два верхних, нижний). Имея восемь базовых векторов, два из которых "нулевые", а остальные сдвинуты в пространстве на 60 электрических градусов (рисунок 2.5), можно воспроизвести любой требуемый вектор выходного напряжения путем переключения на периоде ШИМ между двумя базовыми векторами текущего сектора U_x и U_{x+60} и нулевыми векторами $O(000)$ и $O(111)$.

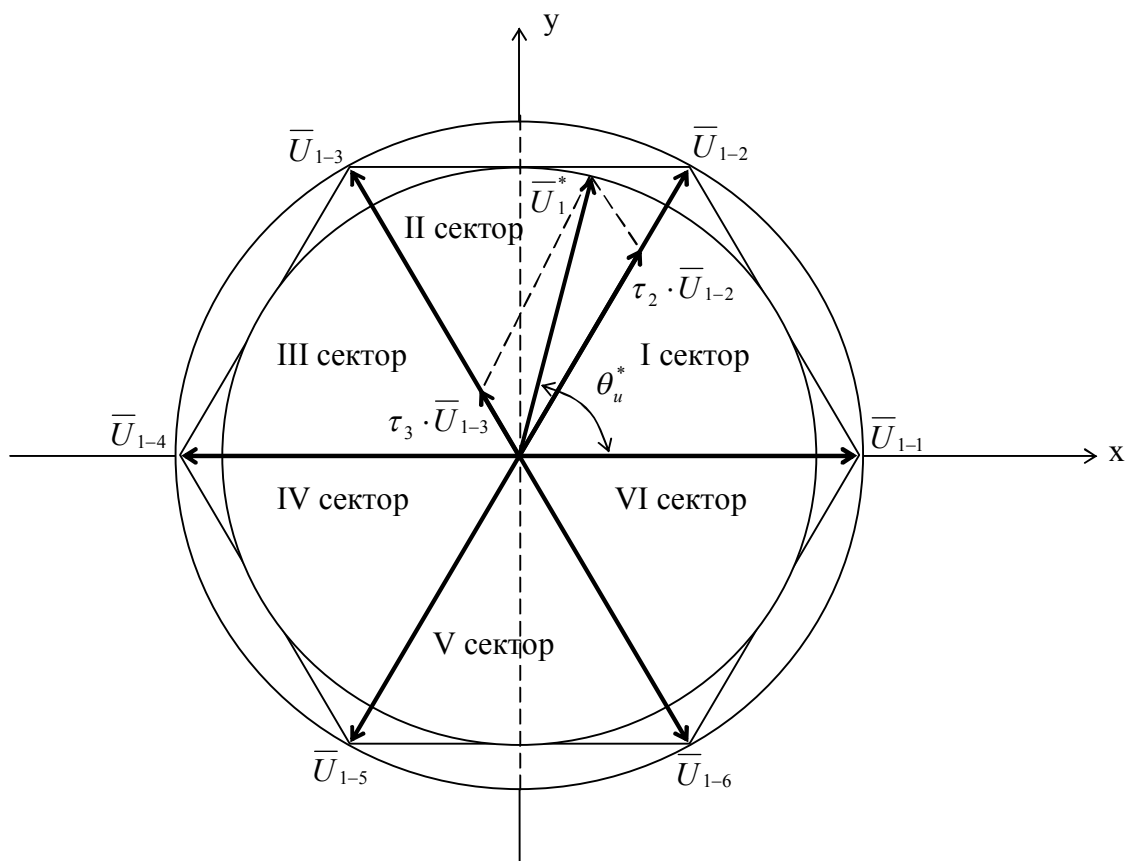


Рисунок 2.5 - Базовые векторы напряжения АИН

Например, для случая, когда заданный вектор U_1^* лежит в секторе II, получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} U_1^* = \tau_2 U_{1-2} + \tau_3 U_{1-3} + \tau_0 U_{1-0}; \\ \tau_2 + \tau_3 + \tau_0 = 1, \end{cases} \quad (2.3)$$

где τ_2 , τ_3 , τ_0 - относительные продолжительности включения комбинаций ключей 1-2-3, 2-3-4, 1-3-5 за период коммутации, которые соответствуют базовым векторам U_{1-2} , U_{1-3} , U_{1-0} .

Амплитуда и фаза результирующего вектора напряжения зависят исключительно от скважности включения базовых векторов.

Как показано на рисунке 2.5, в предельном случае, когда нулевые вектора не используются, годограф вектора результирующего напряжения представляет собой шестиугольник, описанный вокруг базовых векторов. С учетом того, что амплитуда базового вектора составляет $2/3 U_d$, возможно формирование кругового годографа вектора результирующего напряжения с амплитудой $0,577 U_d$, что на 15% больше амплитуды выходного напряжения для случая классической синусоидальной симметричной ШИМ.

Векторное управление с применением широтно-импульсной модуляции базовых векторов позволяет практически в любой момент времени, при любом положении ротора относительно статора, при любой угловой скорости и нагрузке на машину, получить максимальный $\cos \varphi$ АД. Это, в свою очередь, ощутимо повышает К.П.Д и момент электрической машины, который, в данном случае, практически не зависит от угловой скорости двигателя.

2.2 Варианты систем управления преобразователей частоты

Управляемость АД может обеспечиваться совместным регулированием либо частоты f_1 и напряжения U_1 , либо частоты f_1 и тока I_1 статорной обмотки. Первый способ управления принято трактовать как частотное (или частотно-параметрическое) управление, второй – частотно-токовое управление. Оба способа регулирования базируются на схеме замещения асинхронного двигателя (рисунок 1.1) и на выражении для электромагнитного момента (1.7).

Частотно-параметрическое (или просто частотное) регулирование скорости асинхронного двигателя применяется в электроприводах с ограниченным диапазоном регулирования ($D = 20:1$ при статизме 5-10%). Обычно это разомкнутые по ско-

рости системы частотного регулирования, у которых желаемое семейство механических характеристик получается за счет формирования регулировочной характеристики преобразователя частоты $U/f = \text{const}$. Функциональная схема такой системы электропривода приведена на рисунке 2.5.

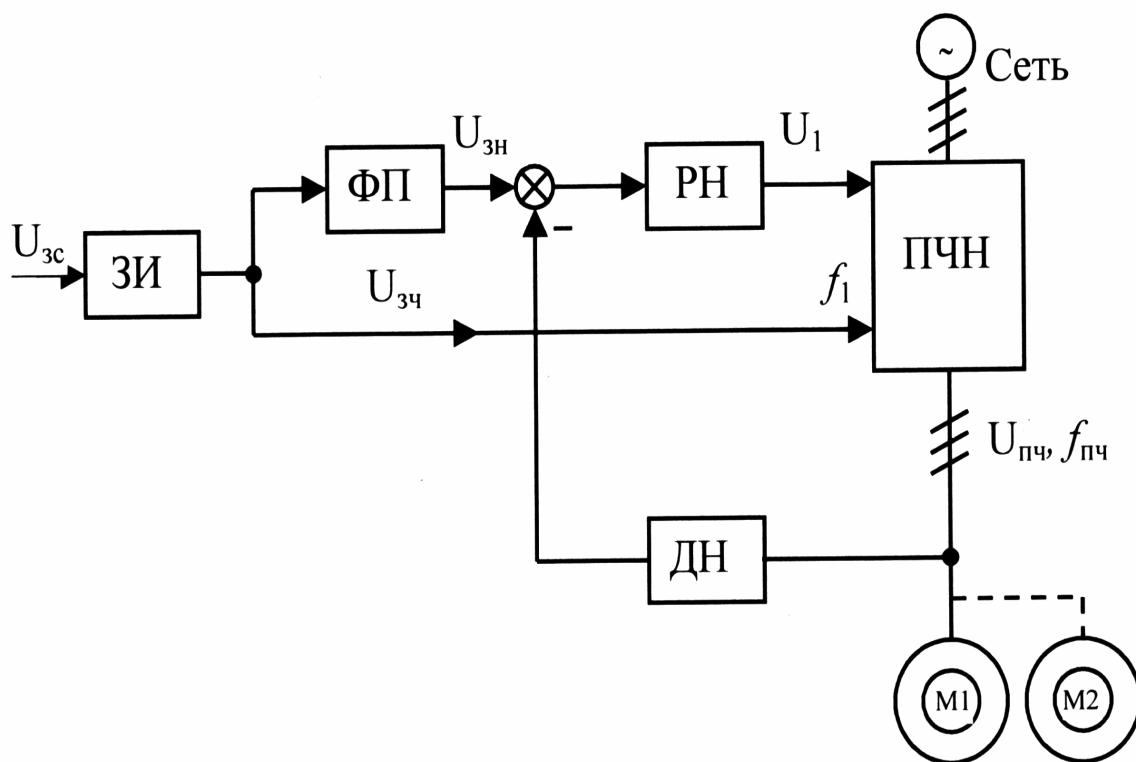


Рисунок 2.5 - Система с частотно-параметрическим управлением

Частота f_1 определяется величиной задания $U_{зс}$. В канал регулирования напряжения включается функциональный преобразователь ФП, который обеспечивает требуемое соотношение между частотой и напряжением. При этом желательно предусмотреть отрицательную обратную связь по выходному напряжению $U_{пч}$, чтобы преобразователь частоты обладал свойством источника напряжения. Такие системы целесообразно применять для одновременного регулирования группы однотипных электродвигателей.

Асинхронные электроприводы с диапазоном регулирования до $D = 100:1$ и высокими требованиями к динамике, с частыми пусками, торможениями, реверсами выполняются как системы скалярного или векторного управления с частотно-токовым управлением. В таких системах преобразователь частоты работает в режи-

ме источника тока. Это достигается применением автономного инвертора напряжения, который охватывается отрицательной обратной связью по току двигателя. Система регулирования формирует задание частоты и величины тока статора в соответствии с заданной скоростью и нагрузкой на валу двигателя. Функциональная схема асинхронного привода с частотно-токовым управлением приведена на рисунке 2.6.

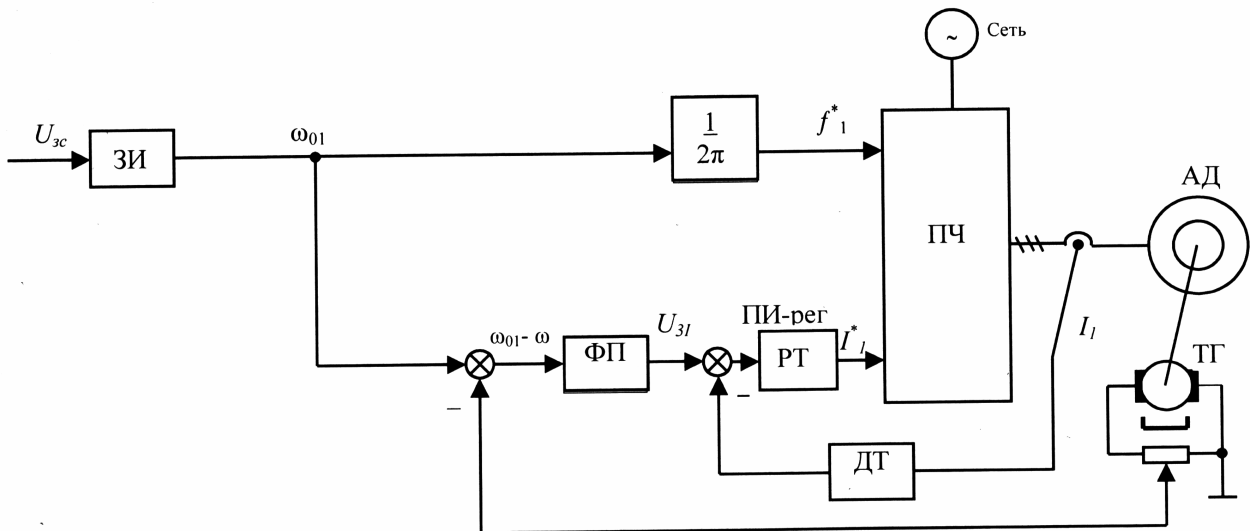


Рисунок 2.6 - Система с частотно-токовым управлением

Система регулирования двухканальная: содержит канал регулирования частоты и канал регулирования тока статора. Выходная частота преобразователя частоты пропорциональна заданной скорости, ток статора задается в зависимости от величины рассогласования заданной и действительной скоростей $s_{абс} = \omega_{01} - \omega$, равному абсолютному скольжению ротора. В современных системах электропривода сигнал, пропорциональный действительной скорости формируется расчетным путем по математической модели двигателя. Частотно-токовое управление может применяться только для однодвигательных электроприводов.

2.3 Частотно-токовое регулирование скорости на базе автономного инвертора напряжения

Часто автономный инвертор строится так, чтобы он обладал свойствами источника тока. В этом случае используется замкнутый способ реализации ШИМ.

За счет отрицательной обратной связи по фазному току двигателя и наличию релейного регулятора (компаратора) ток в нагрузке пульсирует около заданного значения. Амплитуда и частота пульсаций определяется параметрами R-L активно-индуктивной нагрузки и шириной петли гистерезиса релейного элемента. В литературе такой способ ШИМ называют «токовым коридором». При реализации «токового коридора» инвертор представляет собой источник тока, а регулирование скорости в таком приводе – частотно-токовым. Пример привода – отечественный частотно-регулируемый асинхронный электропривод серии «Размер 2М-5-21» с диапазоном регулирования скорости 10 000:1 [8].

Трехфазная система токов формируется транзисторным инвертором с отрицательной обратной связью по выходному току рабочей частоты, которая от датчиков тока замыкается через блок регулятора тока РТ. Его входные сигналы задания фазных токов ТзА (фаза А) и ТзВ (фаза В) определяют амплитуду, фазу и частоту фазных токов асинхронного двигателя и зависят от величины и знака рассогласования между заданной и фактической частотами вращения ротора двигателя, от абсолютного значения частоты вращения двигателя, величины напряжения в сиговой цепи инвертора, от температуры обмоток двигателя.

Функциональная схема регулятора тока фазы А двигателя представлена на рисунке 2.7, где I – схема управления ключами, II – схема измерения тока, AN1 – компаратор, АТ1 - фазовращатель (фильтр второго порядка).

Нуль-орган AN1 может находиться только в одном из двух устойчивых состояний, например, когда замкнут прерыватель П1. Ток фазы I_{ϕ} в нагрузке изменяется как показано на диаграммах для интервала $t_1 - t_2$; трансформатор тока ТТ4 совместно со схемой измерения тока формируют сигнал тока ТА фазы А с частотой

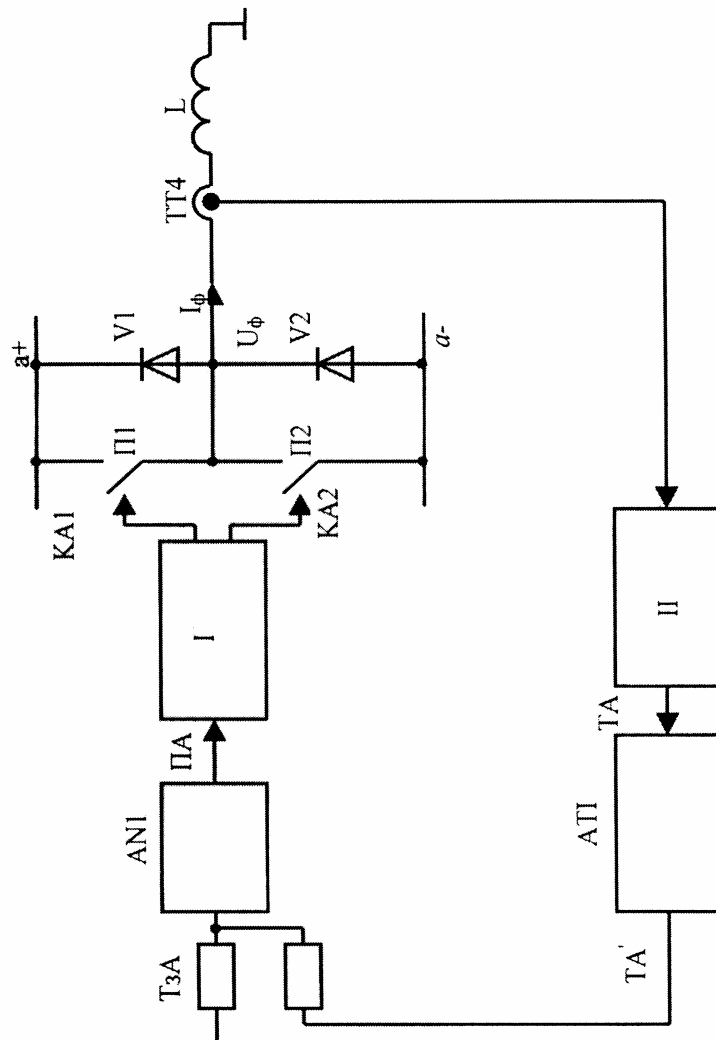
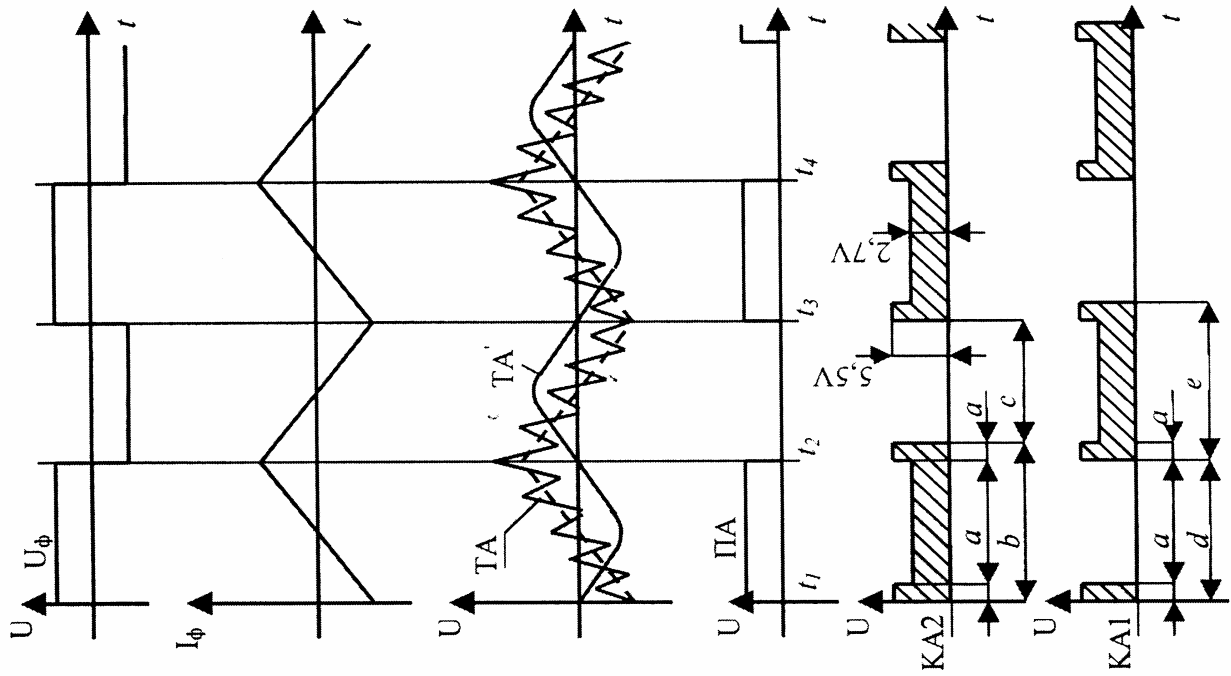


Рисунок 2.7 - Функциональная схема регулятора тока фазы двигателя

около 30 кГц, среднее значение которого соответствует рабочему току I_{ϕ} , а форма сигнала приведена на диаграмме.

Фазовращатель АТІ вносят в сигнал ТА некоторое смещение по фазе и подавляет высокочастотные пульсации схемы измерения тока, а своим выходным сигналом ТА' в момент времени t_2 (перехода синусоиды ТА' через нуль) переключает нуль-орган АН 1; далее процессы повторяются.

Приведенный на рисунке 2.7 контур регулирования тока - это своеобразный автогенератор, частота генерации которого (2,5 - 3 кГц для двигателей мощностью 2 - 10 кВт) определяется параметрами двигателя и частотой, на которой фазовращатель АТІ создает фазовый сдвиг в 90 электрических градусов. В итоге в контуре регулирования тока для токов с частотой коммутации действует положительная обратная связь

Пульсации тока с частотой генерации ограничены, определяются напряжением на выходе эвена постоянного тока и индуктивностью рассеяния обмотки двигателя и практически постоянны при работе двигателя.

Для входных сигналов ТзА с частотой, низкой по сравнению с частотой генерации, обратная связь в рассмотренном контуре отрицательная, благодаря чему поддерживается пропорциональность между сигналом ТзА и средним значением тока I_{ϕ} .

Для исключения сквозных токов во плечу моста переключение осуществляется в следующей последовательности: размыкается замкнутый прерыватель -выдержка времени - замыкается разомкнутый прерыватель. Управление прерывателями П1 и П2 с соблюдением указанной последовательности выполняют формирователи сигналов управления КА1, КА2 в блоке регулятора тока. Уровни сигналов КА1, КА2 для управления прерывателями с оптронами на входе указаны на рисунке 2.7. Высокий уровень сигнала соответствует закрытому состоянию ключа, низкий уровень – открытому состоянию ключа.

Прерыватели П1 и П2 шунтированы возвратными диодами V 1, V2 для создания цепи для тока через индуктивность при размыкании прерывателя.

Трехфазный регулятор тока привода подачи состоит из двух рассмотренных регуляторов (в фазах А и В) и третьего (в фазе С), отличающегося от них отсутствием трансформатора тока ТТ4, схемы измерения тока и фазовращателя АТ1.

Регулятор в фазе С управляется инверсным сигналом с выхода нуля-органа АН3, на входе которого сравниваются сигналы суммы $T_{3A}+T_{3B}$ и суммы $T_{A'}+T_{B'}$ (в симметричной трехфазной схеме включения и питания нагрузки без нулевого провода сумма двух фазных токов равна третьему с противоположным знаком).

3 Способы управления асинхронным двигателем

В зависимости от принципа управления силовыми ключами АИН различают:

- скалярное управление;
- векторное управление;
- прямое управление моментом.

В соответствии с этими принципами управления ключами инвертора реализуются различные структуры системы управления преобразователя частоты.

3.1 Скалярное управление двигателем

Способ управления в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе, базирующийся на изменении текущих значений модулей, то есть скалярных величин, переменных АД (частоты, напряжения, токов и магнитных потоков двигателя) в технической литературе называют **скалярным управлением**. При этом частота принимается за независимое воздействие, а значение напряжения при данной частоте определяет вид механической характеристики. До середины 70-х годов прошлого века скалярное частотное управление было основным видом управления, используемым в автоматизированном асинхронном электроприводе.

Но и в настоящее время оно довольно широко распространено, так как позволяет решать многие технические задачи массового электропривода проще и экономичнее.

3.2 Векторное управление двигателем

Математической основой **векторного управления** являются уравнения электромагнитных процессов в АД в векторной форме, представленные в системе координат, ориентированной по направлению магнитного поля (в 1971 году фирмой Siemens запатентован принцип управления, названный *трансвекторным управлением - FOC*).

Полная управляемость электропривода обеспечивается, если обеспечивается управление электромагнитным моментом двигателя [1]. Во всех электромеханических преобразователях вращающийся момент образуется в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора или, что то же самое, магнитного поля одного элемента и тока другого. Для получения однозначных функций управления обе величины должны быть независимы друг от друга, и тогда одну из них можно поддерживать постоянной, а с помощью другой осуществлять регулирование. В двигателях постоянного тока (ДПТ) и синхронных двигателях (СД) существуют отдельные электрические цепи для управления магнитным потоком и моментом. В короткозамкнутых АД есть только один канал, в котором объединены обе составляющие тока и в задачу системы управления входит функция их разделения. Математически эта задача решается при использовании уравнений обобщенной электрической машины в векторной форме. В результате выбора пары векторов величин, образующих электромагнитный момент, и системы координат, в которой они представлены, можно получить уравнение момента в виде функции независимых проекций этих величин на координатные оси. И тогда управление моментом сводится к управлению проекциями векторов. При построении систем векторного управления в той или иной форме используются ма-

тематические модели АД, позволяющие создать независимые каналы управления продольной и поперечной составляющими тока статора.

На рисунке 3.1 представлена функциональная схема частотно-регулируемого электропривода с векторным управлением на базе асинхронного двигателя и автономного инвертора напряжения с промежуточным звеном постоянного тока.

Электрический преобразователь силового канала привода содержит неуправляемый выпрямитель, собранный по одно- или трехфазной мостовой схеме. Однофазная версия используется только для низких мощностей. Выпрямитель преобразует переменное напряжение сети в постоянное напряжение. Далее оно сглаживается в промежуточном контуре конденсатором и в идеальном случае напряжение промежуточного контура составляет

$$U_d = \sqrt{2} U_{\text{лин.сети}} \quad (3.1)$$

Во время зарядки конденсатора промежуточного контура протекает очень большой кратковременный ток. Это может вывести из строя входной предохранитель или, даже, выпрямитель. Ток зарядки должен быть ограничен допустимой величиной. Это достигается включением термисторов последовательно с конденсатором. Термисторы с отрицательным температурным коэффициентом служат для ограничения зарядного тока, который возникает при включении на разряженные конденсаторы. Когда преобразователь отключен от сети, то термисторы холодные и имеют большое сопротивление. После включения преобразователя протекающий через термисторы ток разогревает их, и они резко уменьшают свое сопротивление. Таким образом, они не мешают преобразователю в процессе работы и ограничивают зарядный ток на уровне 5 – 7 номиналов, что допустимо, так как сопоставимо с уровнем тока при прямом пуске асинхронного двигателя.

Ранее применялся балластный резистор, который активизировался только при включении преобразователя. После зарядки конденсатора резистор выключался, например, контактным реле.

Электролитические конденсаторы звена постоянного тока многофункциональны: они сглаживают напряжение звена постоянного тока, фильтруют

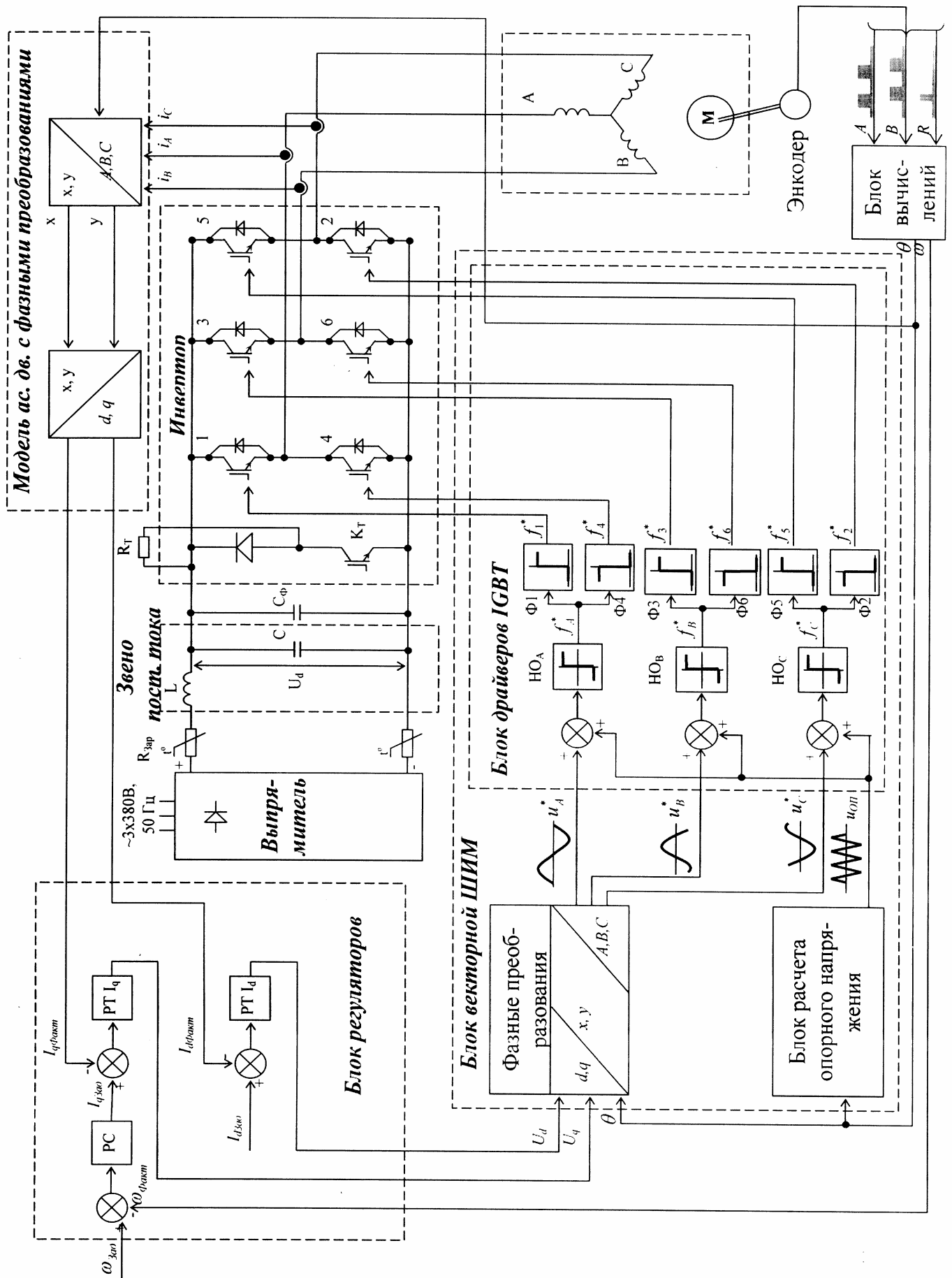


Рисунок 3.1 – Структура привода на базе асинхронного двигателя

выпрямленное напряжение звена постоянного тока, обеспечивают возврат реактивной энергии двигателя при отключении инвертора и в переходных процессах, обеспечивают кратковременный возврат энергии при генераторном торможении асинхронного двигателя. После выключения инвертора из сети конденсатор сохраняет высокое напряжение в течении определенного времени. Это обычно отображается зарядным светодиодом на панели управления.

На выходе звена постоянного тока подключен трехфазный инвертор напряжения. Примером современного исполнения можно назвать силовой модуль (IPM) фирмы Mitsubishi.

Инвертор состоит из трех полумостов и тормозного ключа с обратным диодом. К тормозному ключу может быть подключено сопротивление, на которое будет происходить «слив» энергии, получаемой в режиме генераторного торможения двигателя.

Из-за высокой скорости коммутации ключей инвертора даже при малых значениях подводящих паразитных индуктивностей между положительной и отрицательной шинами звена постоянного тока возникают большие перенапряжения с частотой свободных колебаний в несколько МГц. Если не принять специальные меры, то силовой модуль может получить пробой и выйти из строя, поэтому в схеме преобразователя прямо на зажимах модуля предусмотрены снабберные (демпфирующие) конденсаторы малой емкости C_f . Конструкция этих конденсаторов позволяет иметь в десятки раз меньшую индуктивность, чем у электролитических конденсаторов, и эффективно бороться с перенапряжениями.

Основные узлы системы управления преобразователя частоты с ШИМ:

- блок драйверов для управления ключами силового модуля;
- блок широтно-импульсной модуляции (на рисунке – векторной ШИМ);
- математическая модель асинхронного двигателя;
- блок регуляторов скорости, момента, потокосцепления;
- энкодер (фотоимпульсный датчик положения, может отсутствовать);
- блоки преобразований, оценки фактических значений координат привода, расчета промежуточных переменных.

Если при определении момента воспользоваться выражением

$$M = \frac{3}{2} p_n [\psi_2 \times I_1], \quad (3.2)$$

то в качестве регулируемых переменных будут выбраны векторы потокосцепления ротора ψ_2 и тока статора I_1 .

При технической реализации системы векторного управления асинхронным двигателем система управления должна иметь два канала управления – модулем ψ_2 и угловой скоростью двигателя ω .

По аналогии с двигателем постоянного тока канал управления скоростью должен содержать внутренний контур регулирования активной составляющей тока статора I_{1q} , эквивалентной току якоря ДПТ, и внешний контур регулирования угловой скорости ротора ω .

Канал управления потокосцепления ψ_2 должен содержать контур регулирования индуктивной составляющей тока статора I_{1d} , эквивалентной току возбуждения ДПТ.

Входными сигналами математической модели АД для преобразователя частоты с АИН с ШИМ при векторном управлении являются задаваемые из системы управления привода угол поворота θ обобщенного вектора, вращающегося с синхронной скоростью в неподвижной системе координат, и требуемое значение напряжения.

Координатные преобразования, осуществляемые блоком вычисления переменных, заключаются в переходе от реальных измеренных токов в фазных обмотках трёхфазной системы статора АД с осями А, В, С, к эквивалентным токам в неподвижной декартовой системе координат, связанной со статором, в соответствии с прямым преобразованием Кларка. Далее посредством прямого преобразования Парка осуществляется переход от токов, заданных в неподвижной декартовой системе координат, к эквивалентным токам, заданным в подвижной декартовой системе, связанной с вращающимся ротором. Блок задания переменных осуществляет обратные координатные преобразования. Фазовые преобразования в этих блоках обеспечивают привязку фазовых парамет-

блоках обеспечивают привязку фазовых параметров переменных в двух системах координат.

Преобразование системы координат невозможно без информации о пространственном положении вектора ψ_2 в каждый момент времени. Эту информацию можно получить непосредственным измерением магнитного потока ротора с помощью датчиков, а потом вычислить величину ψ_2 , или вычисляется ее по мгновенным значениям фазных напряжений и токов статора.

На надежность, стоимость и качество характеристик ЭП влияют число измеряемых параметров и точность измерений. Для векторного управления АД надо измерять хотя бы две из четырех, доступных к измерению переменных:

- токи статора АД;
- напряжения на зажимах АД;
- угловая скорость ротора АД;
- угловое положение ротора АД.

Примером технической реализации частотно-регулируемого асинхронного привода с векторным управлением, представленного на рисунке 3.1 является привод КЕВ COMBIVERT F5 MULTI фирмы КЕВ, применяемый в приводах подачи и главного движения станков с ЧПУ.

Преобразователи частоты F5 MULTI обеспечивают регулирование частоты вращения асинхронного двигателя в диапазоне 10000 : 1 и обладают возможностью организации контура управления по положению. Характеризуется наличием:

- контроллера привода с контуром обратной связи синхронных и асинхронных двигателей;
- ПИД – регулятора технологического параметра;
- встроенного контура управления по положению;
- возможностью синхронизации работы нескольких приводов;
- возможностью подключения фото-импульсных и фазовых датчиков положения, абсолютных датчиков положения, тахогенераторов;

Основные отличия систем скалярного и векторного управления приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Сравнение систем управления

Система со скалярным управлением	Система с векторным управлением
Базируется на зависимостях, полученных в соответствии со схемой замещения фазы асинхронного двигателя	Базируется на зависимостях, следующих из структурной схемы асинхронного двигателя, управляемого напряжением статора
В качестве переменных используются эффективные значения токов, напряжений, потокосцеплений	Переменные представлены как пространственные векторы
Система управления привода строится с использованием функциональных зависимостей между частотой и значением напряжения или тока на выходе электрического преобразователя	Структура двигателя, полученная на основе рассмотрения пространственных векторов, оказывается практически такой же, как структура ДПТ с независимым возбуждением. Система управления строится по принципам подчиненного регулирования координат
К приводу предъявляются сравнительно невысокие требования по диапазону регулирования и динамическим характеристикам	Возможна работа привода в диапазоне скоростей порядка тысяч единиц при жестких требованиях к быстродействию
В области низких частот резко возрастает нестабильность поддержания скорости и тока статора, а следовательно, момента двигателя	Практически постоянный $\cos \varphi$ двигателя. КПД не зависит от момента на валу двигателя. Большой момент, практически не зависящий от угловой скорости двигателя

3.3 Прямое управление моментом двигателя

Развитие средств вычислительной техники и силовой электроники в последние десятилетия привело к тому, что появились новые возможности управления АД. В дополнение к скалярному и векторному (трансвекторному) способам был разработан и с середины 90-х годов реализован в серийных изделиях фирмы АВВ способ так называемого **прямого управления моментом (DTC)** [1].

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента двигателя на управляющее воздействие. В отличие от векторного управления, где изменение момента производится путем воздействия на ток статора, который, таким образом, является управляемой величиной, в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора. Изменение потокосцепления достигается путем оптимального переключения ключей АИН, от которого питается асинхронный двигатель.

Выражение для момента получаем в виде [11]

$$M_d = \frac{3}{2} p_n \frac{k_1 k_2}{\sigma L_2} |\psi_1| |\psi_2| \sin \theta_n, \quad (3.3)$$

где θ_n – пространственный угол между векторами потокосцеплений статора и ротора;

ψ_1, ψ_2 - потокосцепления соответственно статора и ротора;

k_1, k_2 – коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора;

$\sigma = 1 - k_1 k_2$ - коэффициент рассеяния потокосцепления.

Изменяя вектор напряжения, можно поворачивать вектор ψ_1 и изменять угол θ , воздействуя этим на значение момента двигателя. Модули векторов потокосцеплений статора и ротора при этом поддерживаются постоянными.

В основе принципа прямого управления лежит представление о базовых векторах напряжения, то есть пространственных векторах, которые могут быть сформированы из трех фазных напряжений, действующих на выходе АИН.

Системы прямого управления моментом имеют ряд характерных признаков:

- наличие в системе релейных гистерезисных регуляторов магнитного потока статора и электромагнитного момента асинхронного двигателя;
- наличие в системе математической модели двигателя для вычисления управляемых координат (потокосцепления, момента, а также частоты вращения ротора для бездатчиковых систем);
- наличие табличного (матричного) вычислителя оптимального вектора напряжения двигателя;
- наличие идентификатора фазового сектора, в котором в текущий момент времени находится вектор потокосцепления статора;
- отсутствие в явно выраженной форме регуляторов тока статора;
- отсутствие программной ШИМ выходного напряжения инвертора.

Известно достаточно много алгоритмов, реализующих принцип прямого управления моментом [4]. Однако функциональная схема прямого управления моментом всегда содержит ряд типовых функциональных блоков, как это показано на рисунке 3.2. В отличие от системы векторного управления скоростью в системе прямого управления моментом нет ШИМ с постоянной частотой, поэтому не требуется преобразование координат.

Переключение ключей в инверторе напряжения (рисунок 3.2) осуществляется в зависимости от отклонения истинных значений модуля вектора потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя от их заданных значений. Выбор требуемого переключения ключей инвертора производится в соответствии с таблицей оптимальных переключений.

Система прямого управления моментом включает в себя:

- блок регуляторов системы DTC;
- блок формирования строк таблицы переключений;

- блок определения фазового сектора;
- блок, реализующий таблицу переключений;
- блок формирования фазных напряжений;
- блок вычисления ненаблюдаемых координат электропривода.

Для блока регуляторов входными воздействиями являются сигнал $U_{\text{зад}}$, пропорциональный заданной частоте вращения $\omega_{\text{зад}}$, опорный сигнал $U_{\text{оп}}$, пропорциональный заданному значению модуля потокосцепления статора $\psi_{\text{зад}}$, а также сигналы обратных связей по фактическим значениям контролируемых переменных: по модулю потокосцепления статора $\psi_{\text{факт}}$, по электромагнитному моменту $M_{\text{факт}}$, по частоте вращения двигателя $\omega_{\text{факт}}$.

Выходные сигналы блока регуляторов – коммутационные функции релейных регуляторов потокосцепления статора $d\psi$ и электромагнитного момента двигателя d_m , которые являются входными воздействиями для блока формирования строк таблицы переключений.

Выходными сигналами блока формирования строк таблицы переключений являются номера строк таблицы $S_1 - S_8$, количество которых определяется выбранной конфигурацией релейных регуляторов и принятой таблицей переключений. Минимальное количество строк таблицы 4, максимальное 8.

Входными воздействиями блока определения фазового сектора являются составляющие потокосцепления статора в неподвижной системе координат $\psi_{s\alpha}$ и $\psi_{s\beta}$. Выходные сигналы этого блока - номера столбцов таблицы переключений $N_1 - N_6$.

Управляющими воздействиями блока реализации таблицы переключений являются номера строк S_i и номера столбцов N_i , а выходными сигналами являются восемь возможных пространственных состояний результирующего вектора выходного напряжения преобразователя частоты $U_0 - U_7$.

Эти выходные сигналы являются входными воздействиями для блока формирования фазных напряжений. Выходные сигналы блока U_A^* , U_B^* , U_C^* представляют собой алгоритм переключения электронных ключей силового инвертора

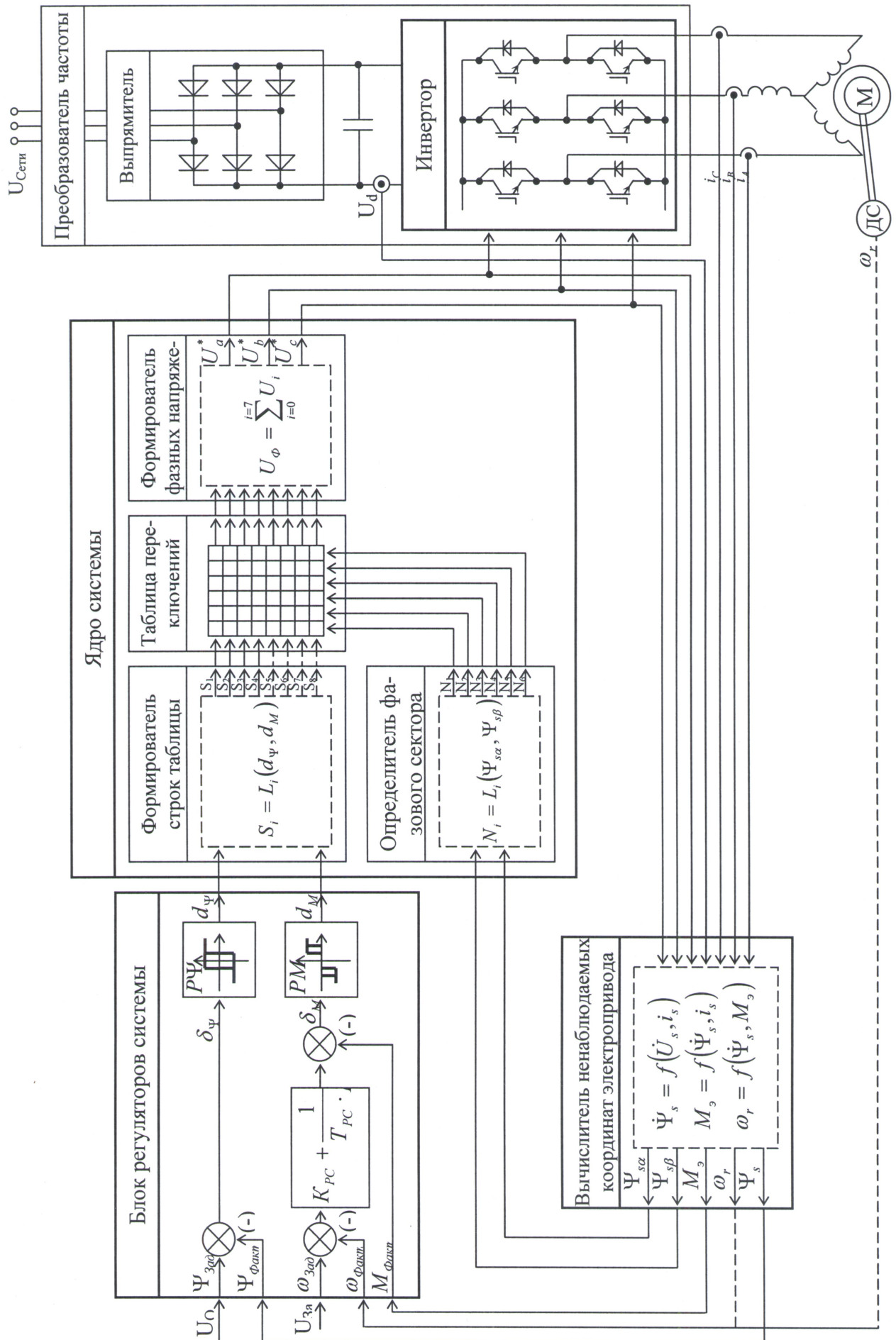


Рисунок 3.2 – Система прямого управления моментом

преобразователя частоты. Они же служат входными воздействиями для блока вычисления ненаблюдаемых координат электропривода.

Помимо сигналов U_A^* , U_B^* , U_C^* входными воздействиями для вычисления ненаблюдаемых координат являются сигнал U_d с выхода датчика напряжения в звене постоянного тока преобразователя частоты и сигналы i_A , i_B , i_C с датчиков фазных токов в статорной цепи двигателя. Сигнал обратной связи по частоте вращения двигателя может быть как вычисленным (ω_r), так и полученным с помощью вращающегося датчика скорости ДС.

Основной задачей систем прямого управления моментом (системы DTC), от решения которой зависит работоспособность системы, является идентификация потокосцепления статора ψ_s , так как эта величина используется во всех последующих вычислениях [11]. Идентификация потокосцеплений статора и ротора адаптивным наблюдателем, в котором используется информация о текущих значениях напряжений и токов статора. Вычисление потокосцепления статора определяется интегрированием напряжения и тока, что в принципе приводит к накоплению ошибки. Источником ошибки является неточность определения активного сопротивления статора и его изменения под влиянием нагрева в процессе работы АД. Ошибка определения сопротивления в пределах 10 % приводит к потере работоспособности системы DTC. В таких устройствах используют режим предварительной идентификации параметров двигателя и алгоритм адаптации в процессе работы.

Системы DTC позволяют обеспечить:

- отработку ступенчатого задания на номинальный момент за $(1 \div 2)$ мс;
- астатическое регулирование момента на низких частотах вращения, включая нулевую скорость;
- ошибку поддержания скорости вращения до 10% без использования датчика скорости и до 0,01% с датчиком;
- высокую перегрузочную способность по моменту.

4 Основные законы регулирования напряжения асинхронного двигателя при скалярном управлении

4.1 Общие сведения

Принцип частотного управления сформулировал Костенко М.П. : «Если сконструировать асинхронный двигатель для номинальных параметров f_n , U_n , M_n и изменить затем при частоте f и моменте M напряжение U таким образом, чтобы всегда было удовлетворено соотношение

$$\frac{U}{U_n} = \frac{f}{f_n} \sqrt{\frac{M}{M_n}}, \quad (4.1)$$

то двигатель будет работать практически при неизменном коэффициенте устойчивости, неизменном коэффициенте мощности, постоянном абсолютном скольжении и КПД, зависящем только от изменения частоты и не зависящем от изменения момента на валу, если насыщение магнитной системы не слишком велико».

В формуле (4.1) переменные f_n , U_n , M_n - номинальные значения соответственно частоты и величины питающего напряжения и момента на валу двигателя.

Для того чтобы реализовать принцип частотного управления, необходимо взаимосвязано управлять напряжением (током) в статоре асинхронной машины при изменении частоты питания.

Существует несколько алгоритмов одновременного изменения частоты и напряжения статора в статическом режиме. Чаще всего стремятся сохранить постоянной перегрузочную способность двигателя, т.е. сделать так, чтобы при всех режимах отношение максимального момента к моменту сил сопротивления оставалось постоянным:

$$\lambda = \frac{M_{\kappa}}{M_c} = const \quad (4.2)$$

Таким образом, напряжение необходимо регулировать не только в функции частоты, но и в функции нагрузки.

Пренебрегая величиной R_1 по сравнению с X_k в выражении (1.9) критического момента двигателя и учитывая, что индуктивное сопротивление короткого замыкания пропорционально частоте питающего напряжения, можно получить

$$M_{\kappa} = A \cdot \left(\frac{U_1^2}{f_1^2} \right), \quad (4.4)$$

где A – постоянный коэффициент.

Следовательно, критический момент прямо пропорционален квадрату напряжения и обратно пропорционален квадрату частоты, поэтому

$$\lambda = \frac{M_1}{M_c} = \text{const}. \quad (4.5)$$

Таким образом, для сохранения постоянной перегрузочной способности необходимо изменять напряжение пропорционально частоте и корню квадратному от момента нагрузки.

Этот общий принцип регулирования может быть уточнен для конкретных режимов работы механизмов, механические характеристики которых в общем виде можно выразить зависимостью

$$M_c = f(\omega) = K \cdot \omega^n, \quad (4.6)$$

где n – показатель степени, определяющий характер механической характеристики механизма.

4.2 Момент нагрузки, не зависящий от скорости (механическая характеристика типа 1)

Выражение механической характеристики при $n = 0$

$$M_c = \text{const.} \quad (4.7)$$

Эта зависимость характерна для ленточных транспортеров, лифтов, эскалаторов, механизмов подачи металлорежущих станков с постоянным усилием резания, механизмов протяжки линий изготовления пластиковых труб, поршневых насосов и компрессоров, вальцевых дробилок.

Из выражения (4.1) следует, что напряжение надо изменять пропорционально частоте

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (4.8)$$

Такой способ с точностью до принятого допущения $R_1 \approx 0$ обеспечивает постоянную перегрузочную способность двигателя на малой скорости. Поскольку справедливо предположение, что

$$U_1 \approx E_1, \quad (4.9)$$

где E_1 – ЭДС фазовой обмотки статора,
такой способ регулирования соответствует постоянству магнитного потока

$$\Phi = \text{const.} \quad (4.10)$$

Примечание. Некоторые механизмы (каландры, транспортные шнеки, машины для разглаживания тканей и бумаги, горячие катки) обладают механической характеристикой типа «вязкого трения» ($n = 1$)

$$M_c = K \cdot \omega \quad (4.11)$$

Из выражения (4.1) следует, что напряжение в этом случае надо изменять в соответствии с выражением

$$\frac{U_1}{f_1^{1,5}} = const \quad (4.12)$$

Фактически же, при увеличении нагрузки, ЭДС E_1 при постоянном напряжении на статоре уменьшается, что сопровождается уменьшением критического момента M_k . Критический момент, а следовательно, и перегрузочная способность двигателя возрастает, если использовать способ регулирования с поддержанием $\Phi = const$ во всем диапазоне скоростей и нагрузок. Для обеспечения нагрузочной способности по моменту двигателя, близкой к номинальной во всем диапазоне скоростей вращения, применяют IR-компенсацию, то есть завышение напряжения относительно закона $U/f = const$ на низких скоростях, как показано на рисунке 4.1.

В системе с IR-компенсацией закон регулирования $U_1/f_1 = const$ заменен соотношением

$$\frac{U_1 - I_1 R_1}{f_1} = const \quad (4.13)$$

В области высоких частот напряжение питания доходит до номинального значения и дальше свой рост прекращает. Увеличивать его больше номинального

нельзя, так как под этот уровень напряжения рассчитывается изоляция двигателя при проектировании.

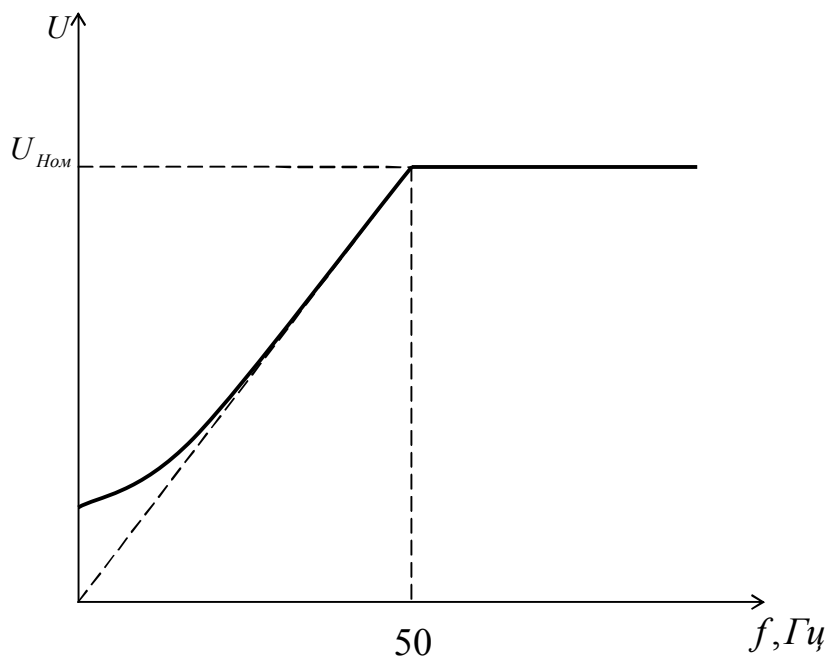


Рисунок 4.1 - Закон регулирования $U/f = \text{const}$ с IR- компенсацией

Когда IR-компенсация установлена некорректно, наблюдается следующее:

- компенсация слишком мала (то есть ослабление поля):
 - максимальный момент уменьшается при низких частотах;
 - наклон механических характеристик в рабочем диапазоне становится круче (снижается жесткость механической характеристики).
- компенсация слишком большая:
 - в некоторых случаях максимальный момент увеличивается при низких частотах;
 - наклон характеристик становится положе (повышается жесткость механической характеристики);
 - машина становится перенасыщенной, т.е. ток намагничивания значительно возрастает (перегрев двигателя).

Поскольку IR-компенсация работает только до номинальной угловой частоты, она не влияет на характеристики в диапазоне ослабленного магнитного потока.

4.2.1 Статические характеристики привода с частотно-токовым управлением

Статические характеристики асинхронного электропривода с механической характеристикой механизма типа 1 с частотно-токовым управлением и контуром регулирования скорости изображены на рисунке 4.2 [13].

Механическая характеристика определяется принципом работы системы с подчиненным регулированием координат и содержит два участка: горизонтальный 1 и вертикальный 2.

Формирование горизонтального участка идеальной механической характеристики осуществляется в контуре регулирования скорости изменением величины выходного напряжения регулятора скорости U_{pc} в функции рассогласования по скорости. Этот режим возможен, когда регулятор скорости работает на линейном участке своей статической характеристики, то есть напряжение U_{pc} меньше напряжения ограничения

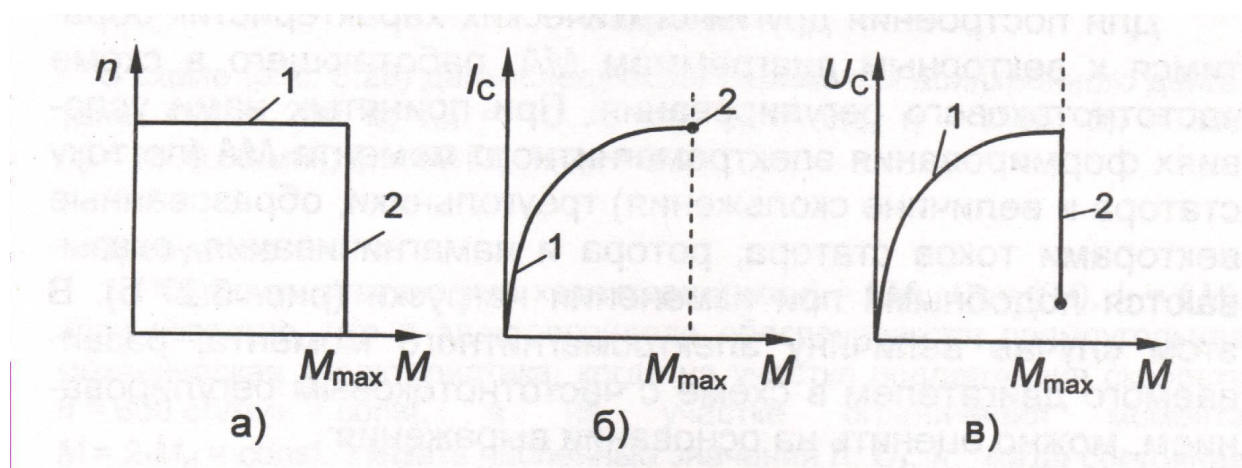


Рисунок 4.2 - Статические характеристики асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением: а) механическая; б) тока статора; в) напряжения фазы статора

Когда напряжение на выходе регулятора скорости увеличивается до напряжения ограничения и $U_{pc} = U_{pc,max} = const$, электропривод работает в режиме источника момента, то есть механическая характеристика вертикальна (участок 2). Когда двигатель работает в режиме упора ($n = 0$), скольжение ротора сохранится неизменным, а частота тока статора будет соответствовать требуемому значению момента. Если ротор придет во вращение со скоростью n , то пропорционально изменится и частота тока статора.

Величина электромагнитного момента двигателя в системе с частотно-токовым управлением можно оценить на основании выражения

$$M = M_n \left(\frac{I_c}{I_n} \right)^2, \quad (4.14)$$

где M_n – номинальный электромагнитный момент двигателя,

I_c и I_n – текущее и номинальное значения тока статора.

График зависимости тока статора от момента на участке поддержания заданной скорости будет представлять собой параболу с осью симметрии, совпадающей с осью момента (рисунок 4.2,б).

Кривая напряжения на статоре при изменении момента содержит два участка (рисунок 4.2,в): на первом, соответствующем режиму поддержания заданной скорости электропривода в зоне рабочих нагрузок, напряжение на статоре совпадает по величине с ЭДС двигателя и описывается параболой:

$$U = U_n \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M_n}}, \quad (4.15)$$

где U и U_n – текущее и номинальное значения напряжения на статоре,

ω и ω_0 – текущая и синхронная величины частоты вращения двигателя.

На участке 2 характеристики напряжения, соответствующем режиму ограничения момента, ЭДС двигателя и напряжение снижаются. Это снижение происходит только за счет уменьшения скорости вращения ротора при постоянном значении амплитуды магнитного потока в машине. Соответственно снижается частота тока статора.

4.3 Вентиляторная характеристика механизма (механическая характеристика типа 2)

Выражение механической характеристики при $n = 2$

$$M_c = K\omega^2 \quad (4.16)$$

и из (4.1) следует, что величину напряжения необходимо изменять пропорционально квадрату частоты напряжения:

$$\frac{U_1}{f_1^2} = const. \quad (4.17)$$

Зависимость (4.14) характерна для вентиляторов, центробежных насосов, корабельных приводов, мешалок, центрифуг, воздуходувок.

4.4 Регулирование скорости при постоянстве мощности (механическая характеристика типа 3)

При моменте нагрузки, требующем постоянства мощности на всех скоростях ($P = const$), т.е. при изменении момента нагрузки обратно пропорционально скорости

$$M_c = \frac{P}{\omega}, \quad (4.18)$$

считая, что скорость двигателя пропорциональна частоте, из (4.1) следует, что напряжение необходимо изменять пропорционально корню квадратному из частоты

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const. \quad (4.19)$$

Зависимость (4.18) характерна для шаровых мельниц, главных приводов токарных и фрезерных станков, мотальных и сушильных машин. Регулирование частоты вращения двигателя выполняется вверх от номинального значения.

Благодаря своей простоте, зависимости (4.8), (4.17), (4.19) широко распространены на практике, однако они являются приближенными и относятся к законам так называемой первой группы. Они составлены в соответствии с упрощенной схемой замещения фазы асинхронного двигателя, не учитывающей наличие активного сопротивления в цепи намагничивания.

4.5 Законы регулирования второй группы

Более эффективными в отношении жесткости механических характеристик двигателя являются законы регулирования второй группы [12], обеспечивающие постоянство магнитных потоков электрической машины.

Ко второй группе законов регулирования скорости АД относятся законы:

- поддержание постоянства потокосцепления статора ψ_1 (регулирование с IR-компенсацией)

$$\frac{E_1}{f_1} = const; \quad (4.13a)$$

- поддержание постоянства потокосцепления воздушного зазора ψ_0

$$\frac{E_0}{f_1} = const, \quad (4.20)$$

- поддержание постоянства потокосцепления ротора ψ_2

$$\frac{E_2}{f_1} = const. \quad (4.21)$$

Предпочтителен закон регулирования (4.21), характеризующийся высоким качеством управления двигателем в статических и динамических режимах, хотя в реализации он более сложен (реализуется, например, в преобразователях частоты фирмы Siemens).

Непосредственное регулирование мощности на валу двигателя может быть осуществлено с помощью закона

$$\frac{E_2 - I_2 R_2}{f_1} = const, \quad (4.22)$$

который определяется с учетом падения напряжения на активном сопротивлении ротора.

При использовании законов второй группы обеспечивается питание двигателя повышенным напряжением с учетом компенсации падения напряжения на различных участках схемы замещения в зависимости от сложности закона.

Оптимальный закон частотного управления при постоянстве перегрузочной способности или постоянстве магнитного потока машины является не единственным, используемым на практике. Могут быть реализованы другие законы, например, минимум потерь и другие.

Использование скалярного управления в электроприводе, питающегося от АИН, без обратной связи по скорости может обеспечить диапазон регулирования

скорости около 20. Введение обратной связи по скорости позволяет увеличить диапазон до 200 и обеспечить режим создания момента двигателя в пределах примерно $1,5M_{ном}$ при нулевой скорости.

5 Классификация задач управления силовыми преобразователями

Характерной особенностью систем управления преобразователей частоты является необходимость жесткой иерархии решения множества задач с различной частотой (интервалом квантования по времени).

- Задачи прямого цифрового управления оборудованием (задачи нижнего уровня), в частности задачи управления силовыми ключами преобразователя, должны решаться на каждом периоде ШИМ (при частоте несущей 10-20 кГц за время 50-100 мкс). Например, в преобразователях частоты со скалярной системой управления асинхронными двигателями за указанное время должен выполняться расчет текущей фазы вектора напряжения статора, должны определяться и задаваться уставки на сравнение для всех каналов ШИМ-генератора. В ПЧ с векторной системой управления за то же время должны решаться задачи регулирования токов, преобразования координат, определения электрических и механических координат привода и ряд других. Для однокристального микроконтроллера класса Motor Control (управление двигателями) с DSP-архитектурой процессорного ядра характерно наличие специализированного модуля ШИМ-генератора. Для организации замкнутой системы управления по положению и обработки сигналов импульсного датчика положения микроконтроллер содержит периферийный таймерный модуль с «квадратурным» декодером, автоматически преобразующим две сдвинутые на 90 градусов электрические последовательности импульсов с датчика в счетные импульсы и сигнал направления счета. МК для управления двигателями класса Motor Control выпускают фирмы «Texas Instruments Inc», «Motorola», «Intel» и другие.

- Задачи среднего уровня управления (т.е. собственно СУЭП) могут решаться с существенно меньшим интервалом квантования по времени (единицы, доли мс): формирование требуемых тахограмм разгона-торможения (задатчики интенсивности), регулирование скорости и технологических переменных (технологические регуляторы) и им подобные. Интервал квантования для этого уровня управления может задаваться либо от отдельного интервального таймера, либо кратным числу периодов ШИМ.

Различные режимы работы промышленных установок в технологическом процессе обуславливают разнообразие режимов работы электроприводов: стабилизация скорости, слежение, позиционирование, синхронизация скоростей и положений, управление нагрузкой. Режимы работы машин и комплексов могут быть кратковременными с программным управлением скоростью в широких пределах. Стабилизация скорости в таких случаях является частным режимом на небольших временных интервалах, что характерно для электроприводов ряда металлообрабатывающих станков и реверсивных прокатных станов. Режимы пуска и торможения здесь являются определяющими.

Интенсивное применение частотно-регулируемых электроприводов с асинхронными короткозамкнутыми двигателями в технологическом оборудовании потребовало от системы управления частотного преобразователя универсальности и гибкости в перенастройке свойств привода, наличия дополнительных опций.

Во многих преобразователях (Altivar ATV-66, F5 Multi и др.) предусмотрена возможность реализации управления с различными типами ускорения и торможения, например, линейного и S-образного.

Преобразователи частоты могут реализовывать функцию компенсации люфта. Данная характеристика обеспечивает временную остановку изменения скорости при разгоне / торможении, что смягчает удар, возникающий при выборке люфта.

В некоторых случаях при управлении двигателем на отдельных частотах могут возникать резонансные колебания механической системы исполнительного

механизма. Во избежание этих явлений в преобразователе существует функция, позволяющая «вырезать» из рабочего диапазона резонансные частоты при регулировании напряжения статора.

- На верхнем уровне решаются задачи управления режимами работы преобразователя (интерпретатор команд оперативного управления преобразователем), интерфейса с оператором и с системами управления более высокого уровня. Здесь же решаются задачи согласованного управления релейно-контакторным оборудованием рабочих станций и режимами работы собственно преобразователя частоты, а также поддержки распределенного сетевого управления оборудованием.

Сложность указанных выше задач диктует применение в таких системах специализированных сигнальных микроконтроллеров повышенной производительности (до 20-40 млн. оп./с и выше) серии Motor Control [1, 5, 7]. С одной стороны, эти микроконтроллеры имеют архитектуру центрального процессора, оптимизированную для предельно быстрого решения задач цифровой фильтрации и регулирования, а с другой – мощный набор встроенных периферийных устройств, обеспечивающих прямое цифровое управление оборудованием, вплоть до одновременного управления 16-ю силовыми ключами в режимах векторной синусоидальной ШИМ-модуляции.

Список использованных источников

- 1 Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. вузов / Г.Г.Соколовский.- 2-е изд. испр.- М.: Издательский центр «Академия», 2007.-272 с.
- 2 Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учебник для студ. вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М.Терехова.-М.:Издательский центр «Академия», 2005.-304 с.
- 3 Радимов, С.Н. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод: учебное пособие для слушателей курсов повышения квалификации, студентов направле-

ний подготовки «Электротехника и электротехнологии», «Электромеханика»; Одесса, 2007.-74 с.

4 Козярук, А.Е. Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков // Электротехника.- 2005. -№9.-С 4-7.

5 Козаченко, В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В. Козаченко; Московский энергетический институт. – М.: Изд-во МЭИ, 1998.-12 с.

6 Макаров, Л.Н. Особенности работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе частотного регулирования / Л.Н. Макаров, С.В. Ястреба // Электротехника.-2007.-№11.-С 15-18.

7 Электротехнический справочник: В 4т. Т.4. Использование электрической энергии / Под общ. ред. профессоров МЭИ В.Г.Герасимова и др. (гл. ред. А.И.Попов). – 8-е изд. испр. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 696 с.

8 Электропривод асинхронный глубокорегулируемый комплектный «Размер 2М – 5 - 21». Техническое описание.

9 Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов.- М.: Энергоатомиздат, 2001.

10 ГОСТ Р 50369 – 92 Электроприводы. Термины и определения. М.: Госстандарт России, 1992. -14 с.

11 Усольцев, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие. СПб:СПбГУ ИТМО, 2006.- 94 с.

12 Петрушин, В.С. Жесткость механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей при различных законах частотного управления. Одесса, 2004.

13 Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие. – 2-е изд., испр. и доп. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ. 2004. – 328 с

14 Теория электропривода: конспект лекций: в 2 ч./ А.А. Кувшинов, Э.Л. Греков.- Оренбург: ИПК ГОУ ОГУ, 2009.- Ч 1. – 197 с.