

Министерство образования и науки Российской Федерации

Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Оренбургский государственный университет»

Кафедра автоматизированного электропривода

П.А. Воронин

# **ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД**

Методические указания

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

Оренбург  
ИПК ГОУ ОГУ  
2010

УДК 62-83(07)  
ББК 31.291я 7  
В 75

Рецензент – кандидат технических наук Э. Л. Греков

**Воронин, П.А.**

В 75 Частотно-регулируемый асинхронный электропривод: методические указания по курсу «Монтаж, наладка, эксплуатация и диагностика электроприводов» / П.А. Воронин; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург: ИПК ГОУ ОГУ, 2010. - 82 с.

Методические указания предназначены для студентов специальности 140604 - Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов очной и заочной формы обучения, изучающих дисциплину «Монтаж, наладка, эксплуатация и диагностика электроприводов».

УДК 62-83(07)  
ББК 31.291я 7

В 2202090100

© Воронин П.А. 2010  
© ГОУ ОГУ, 2010

## Содержание

Введение .....	5
1 Общие вопросы регулирования скорости асинхронного двигателя .....	8
1.1 Математическая модель асинхронного двигателя – схема замещения и основные соотношения .....	8
1.2 Математическая модель асинхронного двигателя для расчета динамических характеристик привода .....	11
2 Варианты структур преобразователей частоты с АИН. Виды широтно-импульсной модуляции .....	13
2.1 Структуры силовой части преобразователей частоты и принципы управления ключами	13
2.2 Сравнительные характеристики принципов управления частотно-регулируемого асинхронного привода .....	16
2.3 Функциональная схема частотно-регулируемого электропривода на базе асинхронного двигателя и автономного инвертора напряжения с промежуточным звеном постоянного тока .....	24
2.4 Векторная ШИМ-модуляция .....	28
2.5 Принцип прямого управления моментом .....	31
2.6 Источник тока на базе АИН .....	35
3 Коммутационные процессы в АИН .....	38
4 Элементная база ПЧ .....	47
5 Классификация задач управления современными силовыми преобразователями ..	48
5.1 Задачи прямого цифрового управления оборудованием (задачи нижнего уровня)	48
5.2 Задачи среднего уровня управления .....	49
5.3 Задачи верхнего уровня управления .....	50
5.4 Использование фаззи-управления в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе .....	51
6 Режимы совместной работы преобразователя частоты и асинхронного двигателя в частотно-регулируемом приводе .....	54
6.1 Работа двигателя в генераторном режиме. Торможение двигателя .....	54
6.2 Динамическое торможение .....	56

6.3 Реакции инвертора.....	56
6.4 Вибрации двигателя .....	57
6.5 Некоторые рекомендации при использовании инвертора для имеющегося стандартного двигателя .....	59
6.6 Некоторые рекомендации при использовании инвертора со специальными двигателями .....	60
6.7 Некоторые рекомендации для проектирования асинхронных двигателей, предназначенных для работы от преобразователя частоты .....	62
7 Обзор современных серий преобразователей частоты .....	63
7.1 Преобразователи частоты фирмы Siemens.....	63
7.2 Преобразователи частоты фирмы Schneider Electric .....	64
7.3 Преобразователи частоты фирмы «Omron».....	65
8 Сервисные функции в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе.....	69
9 Выбор преобразователя частоты .....	76
9.1 Общие положения.....	76
9.2 Расчет времени ускорения и торможения .....	77
9.3 Процедура выбора мощности преобразователя .....	78
10 Выбор асинхронного двигателя для частотно-регулируемого привода.....	79
Список использованных источников.....	81

## Введение

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.

Можно отметить основные тенденции развития электропривода:

- Неуклонно снижается доля систем привода с двигателями постоянного тока и увеличивается доля систем привода с двигателями переменного тока. Это связано с низкой надежностью механического коллектора и более высокой стоимостью коллекторных двигателей постоянного тока по сравнению с двигателями переменного тока

- Преимущественное применение в настоящее время имеют привода с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором (АД). Большинство таких приводов (около 80%) нерегулируемые по скорости. В связи со значительным удешевлением статических преобразователей частоты доля частотно-регулируемых асинхронных электроприводов быстро увеличивается.

- Естественной альтернативой коллекторным приводам постоянного тока являются привода с вентильными, т. е. электронно-коммутируемыми двигателями. В качестве исполнительных бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ) преимущественное применение получили синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов или с электромагнитным возбуждением (для больших мощностей). Этот тип привода наиболее перспективен для станкостроения и робототехники, однако, является на сегодняшний день самым дорогостоящим. Некоторого снижения стоимости можно добиться при использовании синхронного реактивного двигателя в качестве исполнительного.

- Приводом двадцать первого века по прогнозам большинства специалистов станет привод на основе вентильно-индукторного двигателя (ВИД). Двигатели этого типа просты в изготовлении, технологичны и дешевы. Они имеют пассивный ферромагнитный ротор без каких-либо обмоток или магнитов. Вместе с

тем, высокие потребительские свойства привода могут быть обеспечены только при применении мощной микропроцессорной системы управления в сочетании с современной силовой электроникой. Усилия многих разработчиков в мире сконцентрированы в этой области. Для типовых применений перспективны индукторные двигатели с самовозбуждением, а для тяговых приводов индукторные двигатели с независимым возбуждением со стороны статора. В последнем случае появляется возможность двухзонного регулирования скорости по аналогии с обычными приводами постоянного тока.

- Для большинства массовых применений приводов (насосы, вентиляторы, конвейеры, компрессоры и т.д.) требуется относительно небольшой диапазон регулирования скорости (до 1:10, 1:20) и относительно низкое быстродействие. При этом целесообразно использовать классические структуры скалярного управления. Переход к широкодиапазонным (до 1:10000), быстродействующим приводам станков, роботов и транспортных средств, требует применения более сложных структур векторного управления. Доля таких приводов в составе высокоэффективных приводов постоянно растет .

- В последнее время на базе систем векторного управления разработан ряд приводов с прямым цифровым управлением моментом асинхронного двигателя. Отличительной особенностью этих решений является предельно высокое быстродействие контуров тока, реализованных, как правило, на базе цифровых релейных регуляторов или регуляторов, работающих на принципах нечеткой логики (фаззи-логики). Системы прямого цифрового управления моментом ориентированы в первую очередь на транспорт, на использование в кранах, лифтах, робототехнике.

- Усложнение структур управления приводами потребовало резкого увеличения производительности центрального процессора и перехода к специализированным процессорам с объектно-ориентированной системой команд, адаптированной к решению задач цифрового регулирования в реальном времени. Ряд фирм (Intel, Texas Instruments, Analog Devices и др.) выпустили на рынок новые микроконтроллеры для управления двигателями (класса Motor Control) на базе процессоров для обработки сигналов - DSP-микроконтроллеры. Они не только обеспечивают требуемую производительность центрального процессора (более 20 млн.оп./с), но и содержат ряд встроенных периферийных устройств, предназна-

ченных для оптимального сопряжения контроллера с инверторами и датчиками обратных связей. Среди встроенной периферии особое место занимают универсальные генераторы периодических сигналов, обеспечивающие самые современные алгоритмы управления инверторами, в частности, алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции.

- Рост вычислительных возможностей встроенных систем управления приводами сопровождается расширением их функций. Кроме прямого цифрового управления силовым преобразователем реализуются дополнительные функции поддержки интерфейса с пользователем (через пульт оперативного управления), а также управления технологическим процессом. Например, в состав системы управления частотных преобразователей приводов насосов входят: универсальный регулятор технологической переменной (например, давления в системе водоснабжения), а также генератор управляющих воздействий на базе часов реального времени. Такое решение позволяет поддерживать давление в трубопроводе на заданном, в соответствии с суточной циклограммой, уровне исключительно средствами электропривода, без использования программированных контроллеров.

Цель данного пособия – помочь студенту закрепить полученные в ранее изученных дисциплинах знания основных принципов управления скоростью асинхронного двигателя, ознакомить его с типовыми техническими решениями частотно-регулируемых асинхронных электроприводов.

# **1 Общие вопросы регулирования скорости асинхронного двигателя**

## **1.1 Математическая модель асинхронного двигателя – схема замещения и основные соотношения**

Создание высококачественных приводов с асинхронными двигателями 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».

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

Основой для математического описания АД служат уравнения, составленные в фазовых координатах. Особенностью АД является совокупность магнитосвязанных цепей с коэффициентами само- и взаимоиндукции, 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 следующем методе: уравнения в фазовых координатах преобразуются в уравнения, выраженные через обобщенные (результатирующие) векторы, и 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.

Установившемуся режиму работы АД соответствует Т-образная схема замещения АД, изображенная на рисунке 1.1, где  $I_\mu$  – ток намагничивания двигателя;  $I_1, I_2'$  – ток статора и приведенный ток ротора;  $\psi_1, \psi_2'$  – 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 статора и приведенная индуктивность ротора;  $L_\mu$  – индуктивность намагничивающего контура.

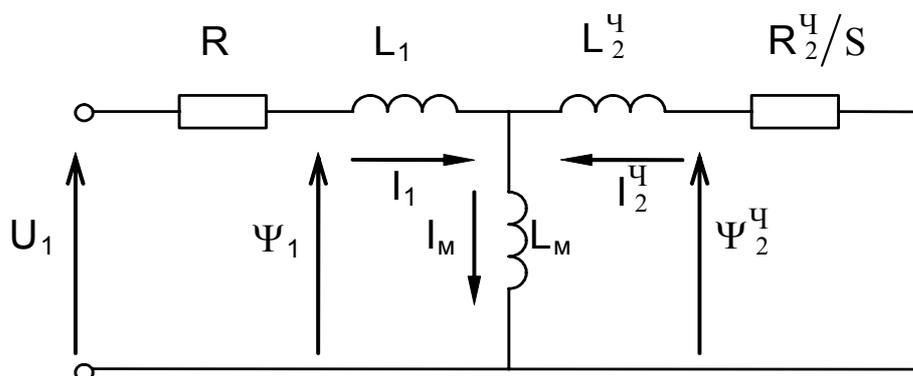


Рисунок 1.1 - Т-образная схема замещения фазы АД

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:

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

По этому принципу возможно осуществление широко регулируемых электроприводов с жесткими механическими характеристиками. Важным преимуществом частотного 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.

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 напряжению и обратно пропорциональна частоте, поэтому для

поддержания постоянства потока требуется изменение напряжения, пропорциональное изменению частоты, а иногда и в функции момента сопротивления.

Если подставить в формулу (1.2) значение напряжения для малой скорости вращения то доля падения напряжения на активном сопротивлении статора  $i_a R_1$  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 удается достичь большого диапазона регулирования скорости, так как в сильной степени проявляется статизм (влияние изменений 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, при котором будет обеспечиваться постоянство потокосцепления ротора  $\psi_2$  в установившемся режиме, то механическая характеристика асинхронного двигателя будет иметь тот же вид, что и механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

## **1.2 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.

Но уравнениям асинхронного двигателя, работающего на линейном участке механической характеристики, можно придать вид, схожий по форме записи с аналогичными уравнениями двигателя постоянного тока. Это позволяет отдельно управлять магнитным потоком и моментом асинхронного двигателя [13]. В приводах подат при регулировании скорости двигателя с постоянным моментом сопротивления, намагничивающий ток статора  $I_{1d}$ , а, следовательно, и поток ротора  $\psi_2$  остаются все время постоянным.

В этом случае момент асинхронного двигателя выражается формулой

$$M = C \cdot \omega_2 \cdot I_{1q}, \quad (1.7)$$

где  $C$  – постоянная величина зависящая от параметров двигателя;

$\psi_2 = K_{mp} \cdot I_{1d}$  = поток ротора;

$I_{1q}$  – составляющая тока статора совпадающая по направлению с активным током ротора;

$I_{1d}$  – составляющая тока статора, определяющая магнитный поток возбуждения статора;

$K_{mp}$  – конструктивная постоянная двигателя.

Это дает возможность построения системы электропривода с асинхронным двигателем по принципам подчиненного регулирования координат, широко распространенной в приводах постоянного тока, но с тем различием, что заданная величина сравнивается не с истинной, а с преобразованной величиной.

В соответствии с требованиями к электроприводам сложных механизмов (например, станков с ЧПУ) последние должны обеспечить регулирование скорости вращения двигателя в диапазоне не менее (10000:1). Это может обеспечить система векторного управления частотно регулируемого асинхронного двигателя. Вариант частотно-токового векторного управления является наиболее распространенным, поскольку при регулировании тока статора независимо от частоты питания асинхронного двигателя обеспечивается регулирование момента двигателя.

Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя с жесткими механическими связями при работе на линейном участке механической характеристики при управлении частотой напряжения статора изображена на рисунке 1.2. Координаты двигателя представлены в относительных единицах. За базовые значения координат приняты их номинальные значения.

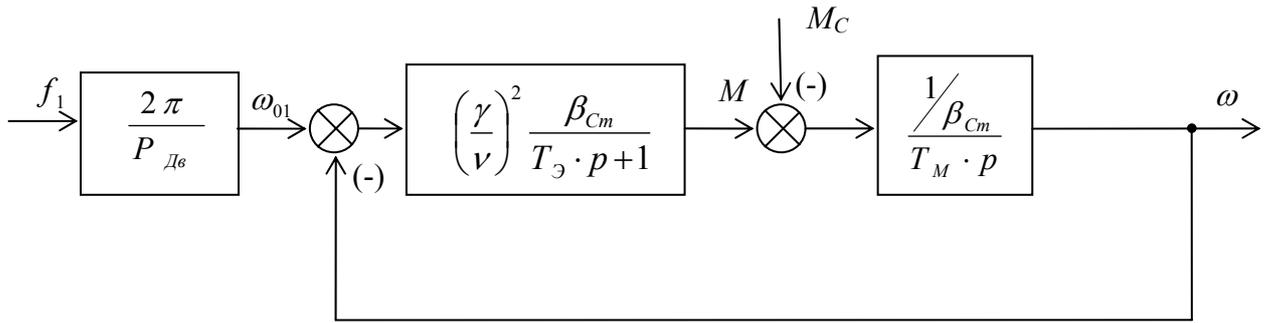


Рисунок 1.2 - Структурная схема двигателя

Здесь  $T_э = \frac{1}{\omega_{0.ном} \cdot s_{кр}}$  - электромагнитная постоянная времени двигателя;

$T_м$  - электромеханическая постоянная времени двигателя и механизма, приведенного к валу двигателя;

$\gamma = U_1 / U_{1ном}$  - относительная величина напряжения статора;

$\nu = \omega_1 / \omega_{1ном}$  - относительная величина частоты напряжения статора;

$P_{дв}$  - число пар полюсов статорной обмотки;

$\beta_{см} = \frac{2M_{кр}}{\omega_{0.ном} s_{кр}}$  - статическая жесткость механической характеристики двигателя.

ки двигателя.

При таком представлении двигателя удастся создать независимое управление электромагнитным моментом и потоком двигателя.

## 2 Варианты структур преобразователей частоты с АИН. 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 АИН, отличающихся 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.

При амплитудном регулировании напряжения (рисунок 2.1) преобразователь частоты состоит из управляемого выпрямителя УВ (1), фильтра-звена постоянного тока  $\Phi$  (5), автономного инвертора АИ (3), системы управления выпрямителем СУВ (2), системы управления инвертором СУИ (4). Регулирование напряжения и частоты осуществляется отдельно.

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.

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 широтно-импульсной модуляции (ШИМ-модуляции):

- прямоугольная ШИМ;
- синусоидальная ШИМ;
- ШИМ-модуляция базовых векторов.

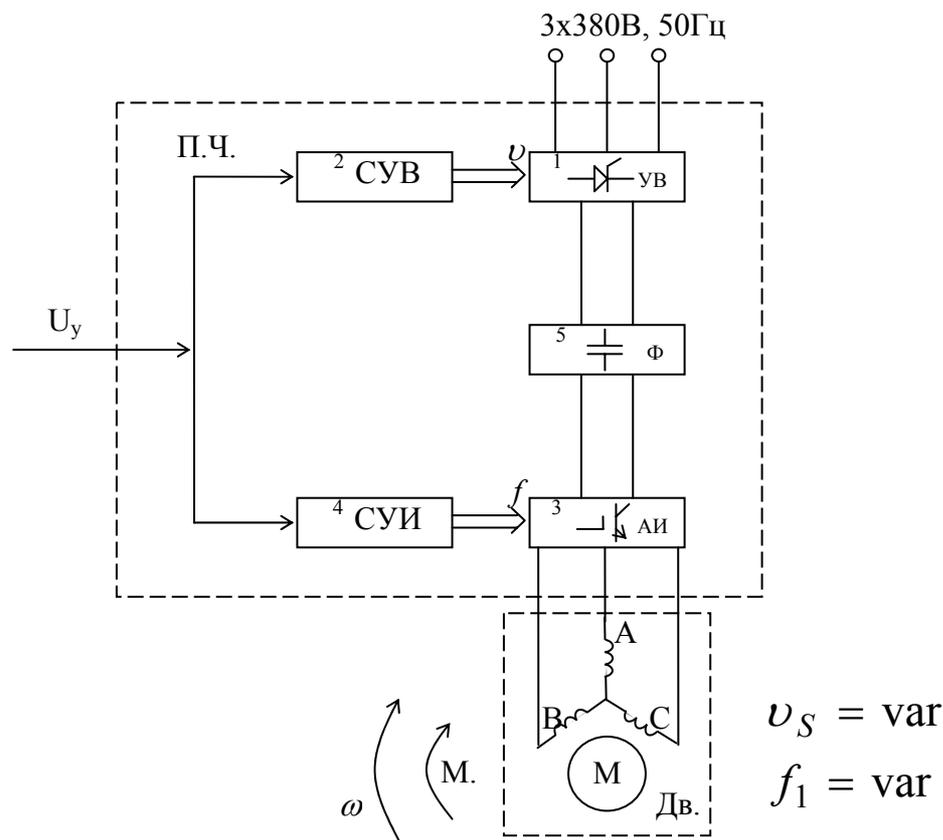


Рисунок 2.1 - Функциональная схема ПЧ с амплитудным регулированием напряжения

При прямоугольной модуляции кривая напряжения состоит из нескольких импульсов одинаковой длительности (рисунок 2.2). Время  $t_1$  включенного состояния одного из ключей инвертора не изменяется в течение интервала  $T_k$ . Регулирование величины напряжения, первая гармоника  $u_1$  которого показана на рисунке, заключается в изменении длительности  $t_1$ .

Лучшие показатели имеет синусоидальная ШИМ, при которой ширина импульса пропорциональна синусу текущего значения  $\omega_0 t$ . При этом ток в обмотках двигателя имеет форму, близкую к синусоидальной. Для получения синусоидального ШИМ - напряжения необходима достаточно сложная система управления инвертором, реализуемая в настоящее время с помощью специализированных встраиваемых программируемых DSP-микроконтроллеров [7]. Возросшие надежность и технологичность таких микропроцессорных систем сделали необратимой тенденцию массовой замены аналоговых систем управления системами прямого цифрового управления, задачами которых является:

- непосредственное управление от микроконтроллера каждым ключом инвертора;

- прямой ввод в микроконтроллер сигналов различных обратных связей с последующей программно-аппаратной обработкой внутри микроконтроллера.

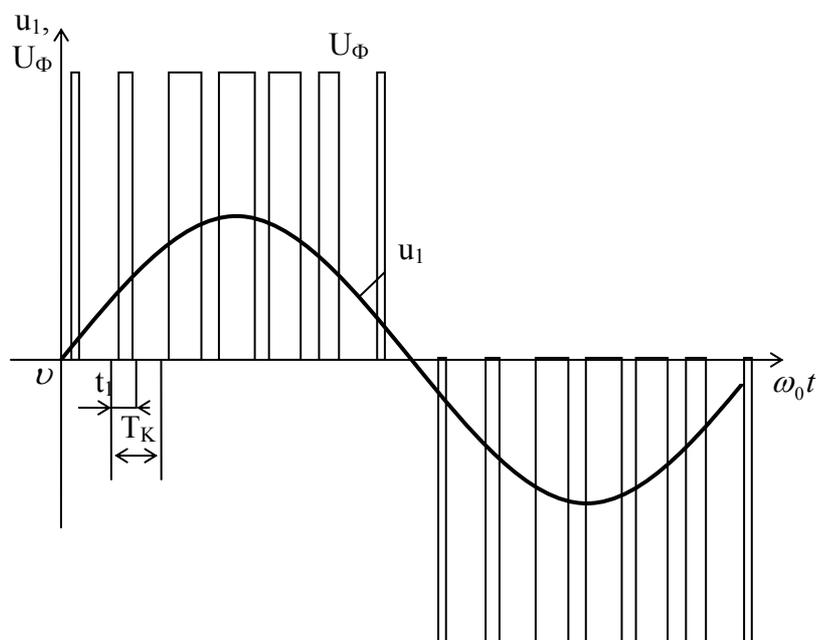


Рисунок 2.2 - Прямоугольная ШИМ

В зависимости от принципа управления силовыми ключами АИН различают:

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

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

## 2.2 Сравнительные характеристики принципов управления частотно-регулируемого асинхронного привода

### 2.2.1 Скалярное управление

Принцип управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода, базирующийся на изменении частоты и текущих значений модулей, то есть

скалярных величин, переменных АД (напряжений и токов цепей двигателя) в технической литературе называют скалярным управлением. При этом частота принимается за независимое воздействие, а значение напряжения при данной частоте определяет вид механической характеристики. Управляемость АД при этом 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. Способ регулирования базируется на схеме замещения асинхронного двигателя и на выражении для электромагнитного момента.

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

$$\frac{U}{U_n} = \frac{f}{f_n} \sqrt{\frac{M}{M_n}}, \quad (2.1)$$

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».

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 [1]:

$$\lambda = \frac{M_{\kappa}}{M_c} = const. \quad (2.2)$$

Таким образом, напряжение необходимо регулировать не только в функции частоты, но и в функции нагрузки. Критический момент трехфазного АД:

$$M_{\kappa} = \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]}, \quad (2.3)$$

где  $\omega_0$  – синхронная скорость;

$R_1$  – активное фазное сопротивление обмотки статора;

$X_k = X_1 + X_2'$  – индуктивное фазное сопротивление.

Пренебрегая величиной  $R_1$  по сравнению с  $X_k$  и учитывая, что  $X_k = 2\pi f_1 \cdot L_k$ , можно получить:

$$M_{\kappa} = A \cdot \left( \frac{U_1^2}{f_1^2} \right). \quad (2.4)$$

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

$$\lambda = \frac{M_1}{M_c} = const. \quad (2.5)$$

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 механизма:

а) При моменте нагрузки, не зависящем от скорости  $M_c = const$  (механическая характеристика типа 1), и по выражению (2.1) следует, что напряжение надо изменять пропорционально частоте:

$$\frac{U_1}{f_1} = const . \quad (2.6)$$

Такой способ с точностью до принятого допущения  $R_1 \approx 0$  обеспечивает постоянную перегрузочную способность двигателя на малой скорости. Поскольку справедливо предположение, что  $U_1 \approx E_1$ , такой способ регулирования соответствует  $\Phi = const$ . Фактически же, при увеличении нагрузки, ЭДС при постоянном напряжении на статоре уменьшается, что сопровождается уменьшением  $M_k$ . 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, близкой к номинальной во всем диапазоне скоростей вращения, применяют  $iR$ -компенсацию, то есть завышение напряжения относительно закона  $U/f = const$  как показано на рисунке 2.3.

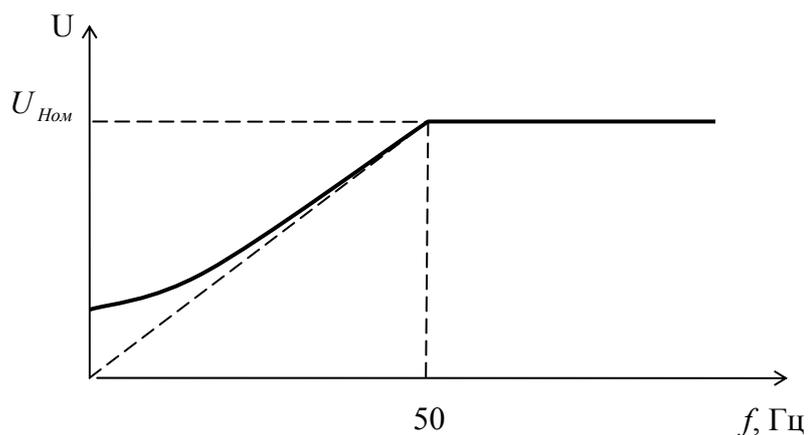


Рисунок 2.3 - Закон регулирования  $U/f = const$  с  $iR$ -компенсацией

В области малых частот напряжение питания увеличивают по отношению к линейному закону. В частотном приводе напряжение должно снижаться в меньшей степени. В системе с  $iR$ -компенсацией закон регулирования  $U_1/f_1 = const$  заменен соотношением:

$$\frac{|U_1 - I_1 \cdot R_1|}{f_1} = const . \quad (2.7)$$

В области высоких частот напряжение питания доходит до номинального значения и дальше свой рост прекращает. Увеличивать его больше номинального нежелательно, так как под этот уровень напряжения рассчитывается изоляция двигателя при проектировании.

Когда  $iR$ -компенсация установлена некорректно, наблюдается следующее:

а) компенсация слишком мала - ослабление поля:

– максимальный момент уменьшается при низких частотах,

– наклон характеристик в рабочем диапазоне становится круче - больше скольжение;

б) компенсация слишком большая:

– в некоторых случаях максимальный момент увеличивается при низких частотах,

– наклон характеристик становится положе - меньше скольжение,

– 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.

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 скорости системы частотного регулирования, у которых желаемое семейство механических характеристик получается за счет формирования регулировочной характеристики преобразователя частоты  $U / f = \text{const}$ .

Частота  $f_1$  определяется величиной задания  $U_{zc}$ . 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  $U_{нч}$ , 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 управления с частотно-токовым управлением [1]. В таких системах преобразователь частоты работает в режиме источника тока. Это достигается применением автономного инвертора напряжения, который охватывается отрицательной обратной связью по току статора двигателя. Система регулирования осуществляет задание частоты и величины тока статора в соответствии с заданной скоростью и нагрузкой на валу двигателя.

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

б) при вентиляторной характеристики механизма (механическая характеристика типа 2), т.е. при  $M_c = c \omega^2$  из (2.1) следует, что напряжение необходимо изменять пропорционально квадрату частоты:

$$\frac{U_1}{f_1^2} = const; \quad (2.8)$$

в) при моменте нагрузки, требующем постоянства мощности на всех скоростях  $P = const$  (механическая характеристика типа 3), т.е. при изменении момента нагрузки обратно пропорционально скорости  $M_c = P / \omega$ , считая, что скорость двигателя пропорциональна частоте, из (2.1) следует, что напряжение необходимо изменять пропорционально корню квадратному из частоты:

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const. \quad (2.9)$$

Благодаря своей простоте, данные зависимости широко распространены на практике, однако они являются приближенными.

Оптимальный закон частотного управления при постоянстве перегрузки является не единственным, используемым на практике. Например, часто реализуются другие законы: постоянства магнитного потока в машине, минимума потерь в переходных режимах 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.

Для того, чтобы обеспечить номинальные параметры исполнительного двигателя, разработчики были вынуждены идти на искажение формы выходного напряжения в зоне частот, близких к номинальной, т.е. переходить от синусоидальной формы выходного напряжения к трапецеидальной (в пределе к прямоугольной). Очевидно, что такое решение устраивало далеко не всех потребителей.

## 2.2.2 Векторное управление

Работа привода в диапазоне регулирования скорости порядка тысяч единиц при жестких требованиях к быстродействию может быть обеспечена системами с векторным управлением [4].

### 2.2.2.1 Синусоидальная ШИМ-модуляция

Векторное управление базируется на представлении математической модели двигателя в виде структурной схемы. В основе векторного управления лежит представление о напряжениях, токах, потокосцеплениях как о пространственных векторах.

### 2.2.2.2 Системы координат и их взаимосвязь

Прямоугольная система координат X-Y, связанная со статором, показана на рисунке 2.4. Эта прямоугольная система жестко связана с трехфазной статорной обмоткой двигателя, ось X направлена по оси обмотки A.

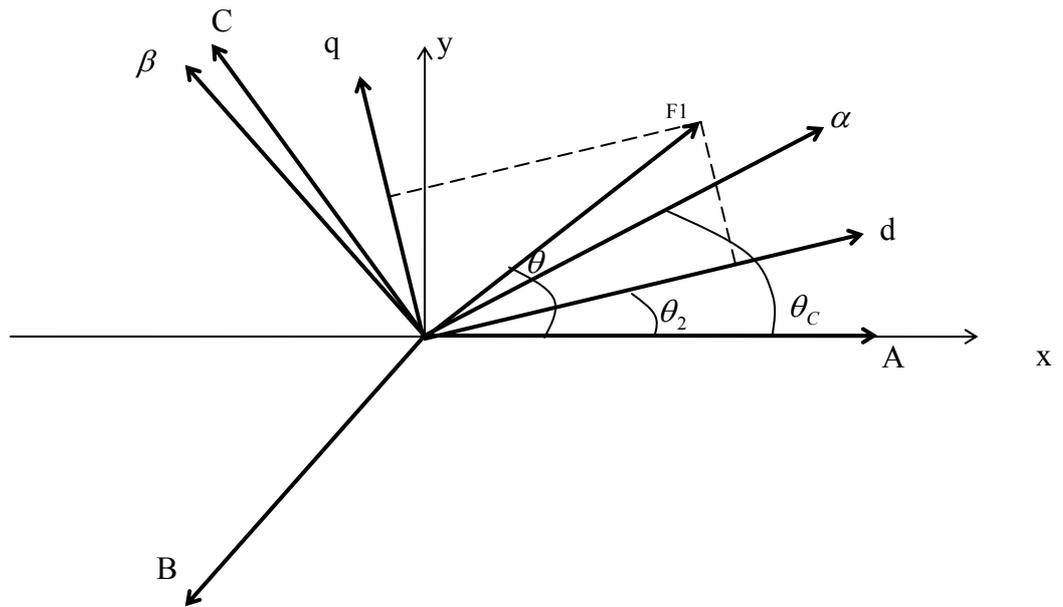


Рисунок 2.4 - Системы координат и их взаимосвязь

Может использоваться роторная система координат  $d - q$ , связанная с роторной обмоткой двигателя и неподвижная относительно нее. Она вращается в электрическом пространстве вместе с ротором. Угол между осью вещественных переменных  $d$  роторной системы и неподвижной осью  $X$  статорной системы координат обозначен  $\Theta_2$ .

На рисунке 2.4 представлена еще одна, общая, прямоугольная система координат  $\alpha - \beta$ , которая может быть ориентирована произвольно относительно координат  $x - y$  и  $d - q$ . Эта система координат рассматривается как вращающаяся в электрическом пространстве с синхронной угловой скоростью, равной угловой частоте напряжения питания. Мгновенное значение угла поворота этой системы относительно системы координат статора обозначается  $\Theta_c$ .

Пространственный вектор  $F_1$ , представляющий собой амплитудное значение результирующей магнитодвижущей силы статорной обмотки, показан в некотором положении, которое он занимает в данный момент времени. Мгновенное значение угла поворота пространственного вектора относительно оси  $X$  обозначено через  $\Theta$ .

Важным свойством пространственного вектора является то, что в каждый момент времени его проекция на ось обмотки равна мгновенному значению вели-

чины в этой обмотке. Переход из одной системы координат в другую осуществляется с помощью прямых и обратных преобразований Парка и Кларка (см. рисунки 2.4а, 2.4б).

Если при определении момента двигателя с числом пар полюсов  $p_n$  воспользоваться выражением

$$M = \frac{3}{2} p_n [\psi_\mu \times I_1],$$

то в качестве регулируемых переменных будут выбраны основного потокосцепления  $\psi_\mu$  и тока статора  $I_1$

При технической реализации системы векторного управления асинхронным двигателем система управления должна иметь два канала управления – модулем  $\psi_\mu$  и угловой скоростью вращения  $\omega$ .

По аналогии с двигателем постоянного тока канал управления скоростью должен содержать внутренний контур регулирования составляющей тока статора  $I_{1q}$ , эквивалентной току якоря ДПТ, и внешний контур регулирования угловой скорости ротора. Канал управления потокосцепления  $\psi_\mu$  должен содержать контур регулирования составляющей тока статора  $I_{1d}$ , эквивалентной току возбуждения ДПТ.

### **2.3 Функциональная схема частотно-регулируемого электропривода на базе асинхронного двигателя и автономного инвертора напряжения с промежуточным звеном постоянного тока**

Основное назначение преобразователя частоты - это получение переменного по частоте и амплитуде напряжения для управления трехфазным асинхронным двигателем.

На рисунке 2.5 представлена функциональная схема частотно-регулируемого электропривода 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, в идеальном случае напряжение промежуточного контура составляет:

$$U_d = \sqrt{2} U_{\text{лин.сети}}.$$

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 потребляемый из сети ток, обеспечивают возврат реактивной энергии двигателя при отключении инвертора и в переходных процессах, обеспечивают кратковременный возврат энергии при динамическом торможении асинхронного двигателя. После выключения инвертора из сети конденсатор сохраняет высокое напряжение в течение определенного времени.

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 торможения двигателя.

Из-за высокой скорости коммутации ключей инвертора даже при малых значениях подводящих паразитных индуктивностей между положительной и отрицательной шиной 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 предусмотрен снабберный (демпфирующий) конденсатор малой емкости  $C_{\phi}$ . Конструкция этого конденсатора 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 – блок векторной ШИМ);
- математическая модель асинхронного двигателя (на рисунке – модель ас. двигателя с фазными преобразованиями);
- блок регуляторов скорости, момента, потокосцепления (на рисунке – блок регуляторов);
- энкодер (импульсный датчик положения, может отсутствовать);
- блоки преобразований, оценки фактических значений координат привода, расчета промежуточных переменных.

Входными сигналами математической модели АД для преобразователя частоты с АИН с ШИМ при векторном управлении являются задаваемые из системы управления привода угол поворота обобщенного вектора, вращающегося с синхронной скоростью в неподвижной системе координат  $x$ - $y$ , 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  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , к эквивалентным токам в неподвижной декартовой системе координат  $x$ ,  $y$ , связанной со статором (преобразование  $3 \rightarrow 2$ , в соответствии с прямым преобразованием Кларка). Далее посред-

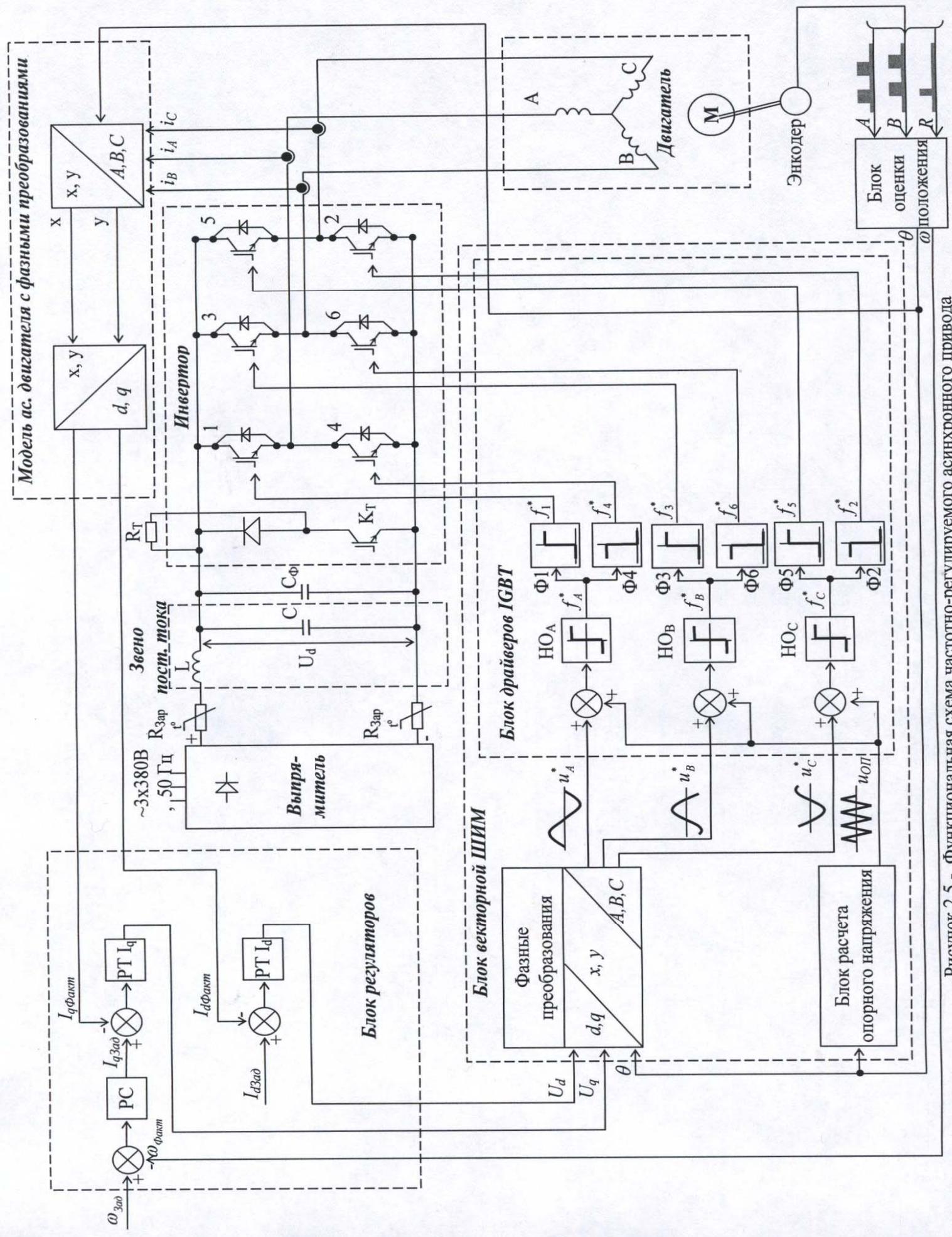


Рисунок 2.5 - Функциональная схема частотно-регулируемого асинхронного привода

ством прямого преобразования Парка (преобразование  $2 \rightarrow 2$ ) 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 ( $2 \rightarrow 3$ ), от d-q к a,b,c.

Фазовые преобразования в этих блоках обеспечивают привязку фазовых параметров переменных в двух системах координат. Угол  $\theta$  измеряется с помощью датчика положения (ротора).

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:

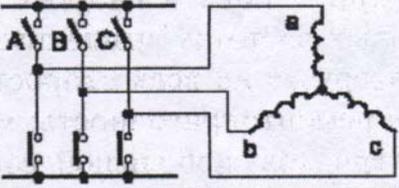
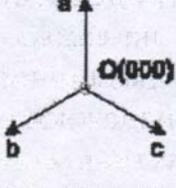
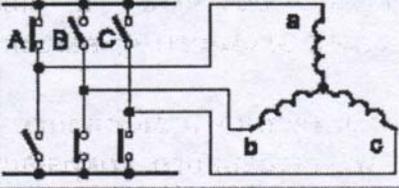
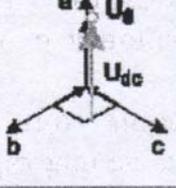
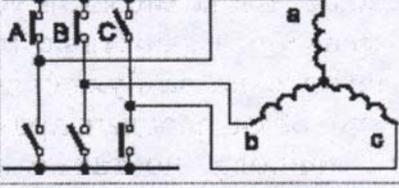
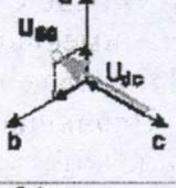
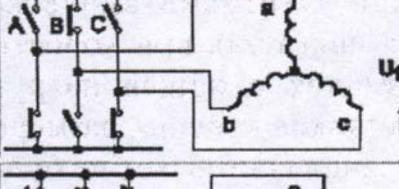
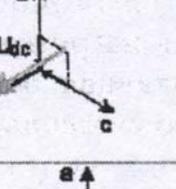
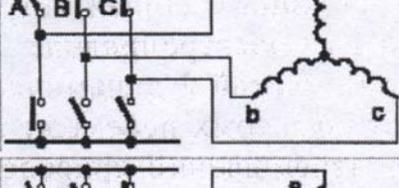
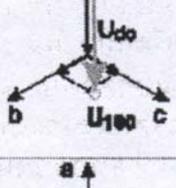
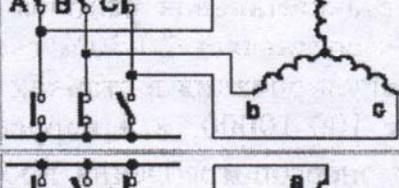
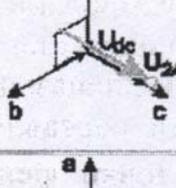
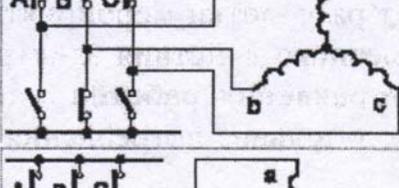
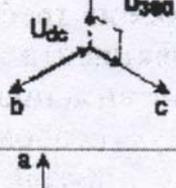
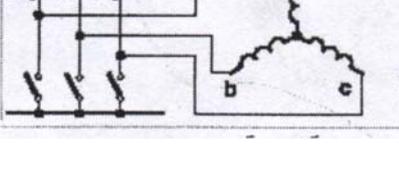
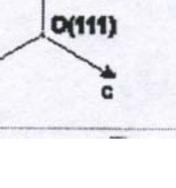
- токи статора АД;
- напряжения на зажимах АД;
- угловая скорость ротора АД;
- угловое положение ротора АД.

## 2.4 Векторная ШИМ-модуляция

Суть метода [7], получившего название широтно-импульсной модуляции базовых векторов (векторной ШИМ-модуляции), 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 таблице 2.1 показаны схемы включения силовых ключей и векторные диаграммы для наиболее часто используемого набора базовых векторов, соответствующего стандартной 6-тактной коммутации 1; 0,5; 0,5 (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 2.6), 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  $O(111)$ .

Таблица 2.1 Схемы включения и векторные диаграммы для инвертора в режиме ШИМ – модуляции базовых векторов

Базовый вектор		Схема включения и векторная диаграмма			Фазные напряжения ( $U_{\phi}/U_{dc}$ )			
Название	Код							
	C	B	A					
O(000)	0	0	0			0	0	0
$U_0(001)$	0	0	1			$-(1/3)$	$-(1/3)$	$+(2/3)$
$U_{60}(011)$	0	1	1			$-(2/3)$	$+(1/3)$	$+(1/3)$
$U_{120}(010)$	0	1	0			$-(1/3)$	$+(2/3)$	$-(1/3)$
$U_{180}(110)$	1	1	0			$+(1/3)$	$+(1/3)$	$-(2/3)$
$U_{240}(100)$	1	0	0			$+(2/3)$	$-(1/3)$	$-(1/3)$
$U_{300}(101)$	1	0	1			$+(1/3)$	$-(2/3)$	$+(1/3)$
O(111)	1	1	1			0	0	0

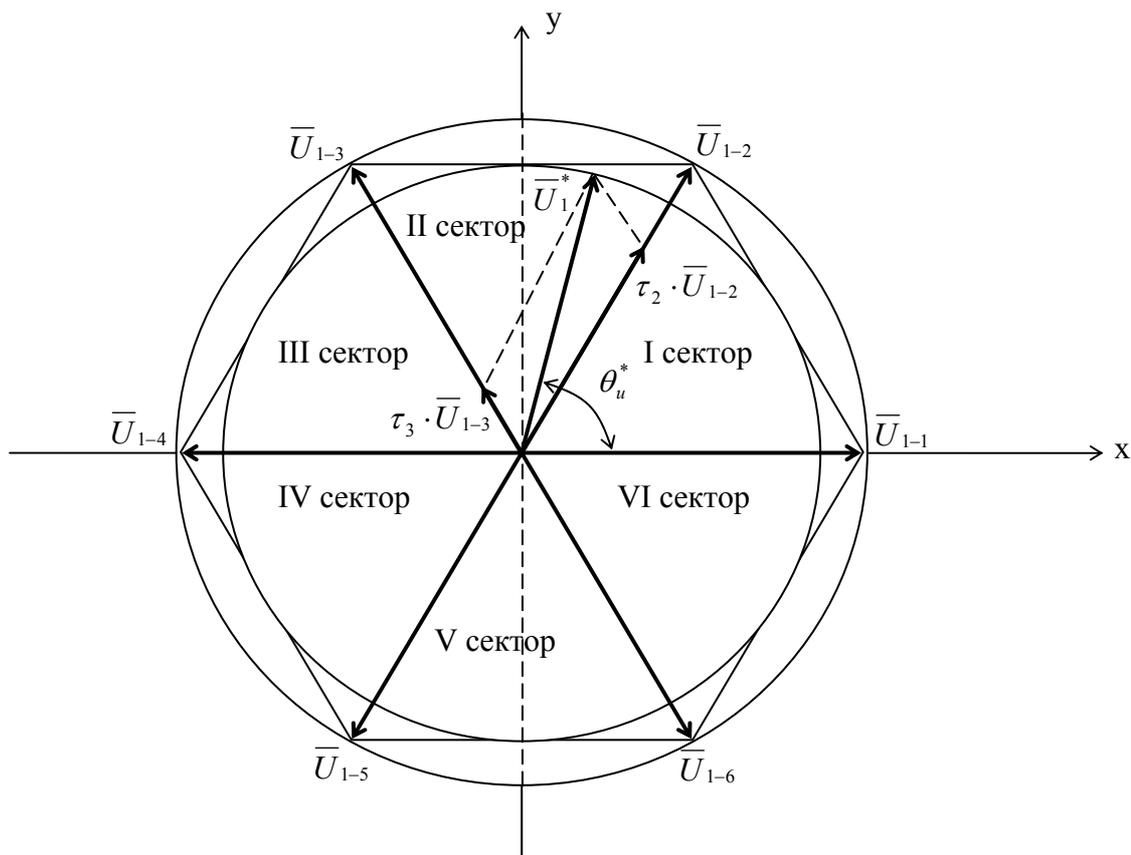


Рисунок 2.6 - Базовые векторы напряжения АИН

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

$$\begin{cases} U_1^* = \tau_2 U_{1-2} + \tau_3 U_{1-3} + \tau_0 U_{1-0}; \\ \tau_2 + \tau_3 + \tau_0 = 1, \end{cases} \quad (2.10)$$

где  $\tau_2$ ,  $\tau_3$ ,  $\tau_0$  - 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 2.6, 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  $2/3 U_{dc}$ , возможно формирование кругового годографа вектора результирующего напряжения с амплитудой  $0,577 U_{dc}$ , что

на 15% больше амплитуды выходного напряжения для случая классической синусоидальной симметричной ШИМ.

Векторное управление 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.

## **2.5 Принцип прямого управления моментом**

Принцип прямого управления моментом асинхронного двигателя является продолжением и развитием векторного подхода к построению систем управления асинхронным двигателем.

Задачей прямого управления моментом [6] 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.

### 2.5.1 Отличия систем скалярного и векторного управления

	Система со скалярным управлением	Система с векторным управлением
1	Базируется на зависимостях, лежащих на основе схемы замещения ас. двигателя	Базируется на зависимостях, следующих из структурной схемы
2	В качестве переменных используются эффективные значения токов, напряжений, потокосцеплений	Переменные представлены как пространственные вектора
3	Система управления привода строится с использованием функциональных зависимостей между частотой и значением напряжения на выходе электрического преобразователя	Структура ас. 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
4	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
5	В области низких частот резко возрастает нестабильность поддержания тока статора, а следовательно, момента двигателя	Большой КПД, $\cos \varphi$ двигателя. Большой момент, практически не зависящий от угловой скорости двигателя

Выражение для момента получаем в виде:

$$M_{\partial} = \frac{3}{2} p_n \frac{k_1}{\sigma L_2} |\psi_1| |\psi_2| \sin \theta,$$

где  $\theta = \theta_1 - \theta_2$  - угол между векторами потокосцеплений статора и ротора.

Изменяя вектор напряжения, можно поворачивать вектор  $\psi_1$  и изменять угол  $\theta$ , воздействуя этим на значение момента двигателя.

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 электронной 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 преобразователя частоты.

Известно достаточно много алгоритмов, реализующих принцип прямого управления моментом. Однако функциональная схема прямого управления моментом всегда содержит ряд типовых функциональных блоков, как это показано на рисунке 2.7 [6].

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 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.

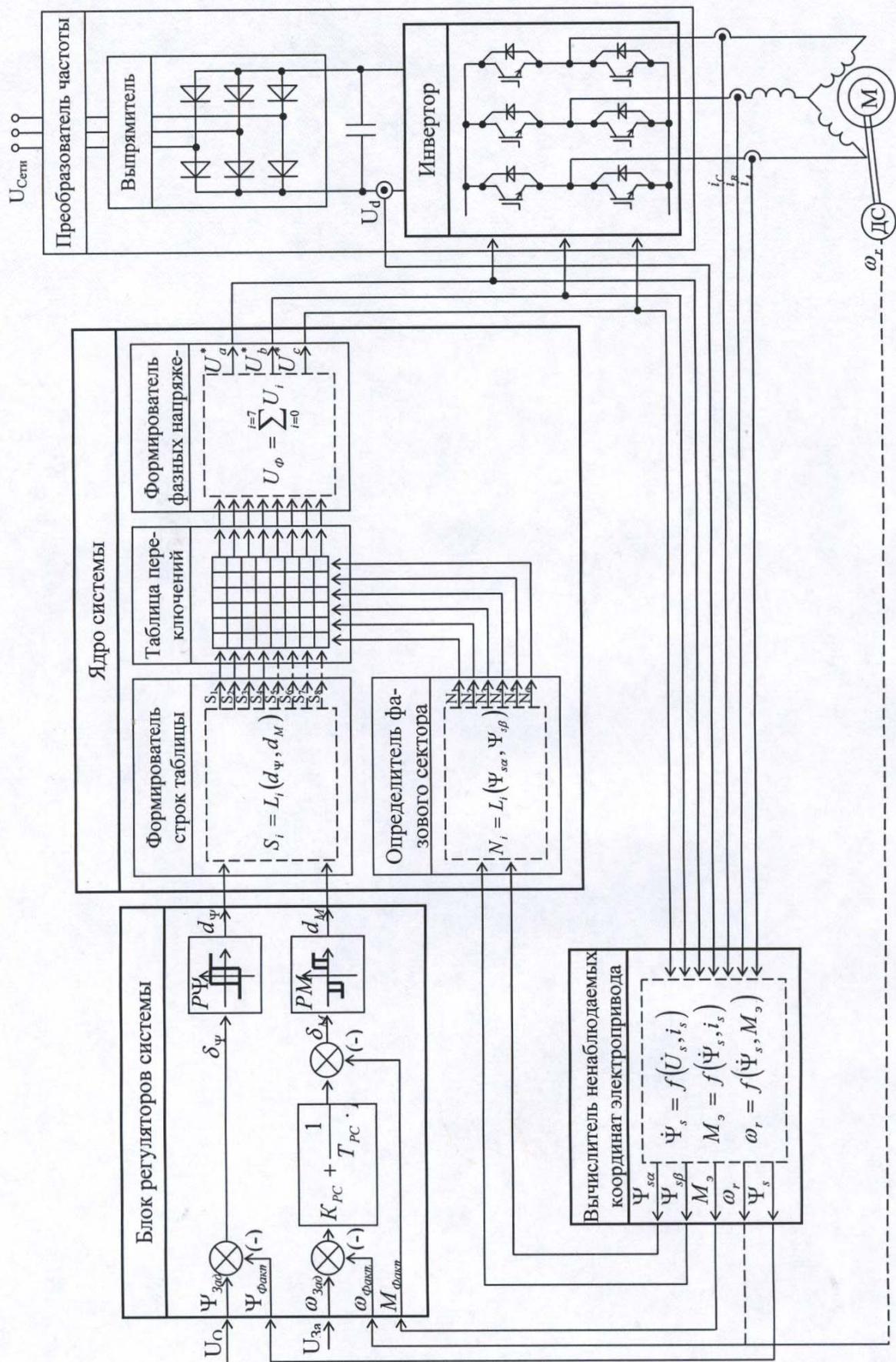


Рисунок 2.7 - Функциональная схема прямого управления моментом

Входными величинами для таблицы служат выходные сигналы (коммутационные функции) релейных регуляторов потока и момента. Кроме того, в таблицу оптимальных переключений должен вводиться номер сектора, в котором в данный момент находится вектор потокосцепления статора. Все фактические переменные определяются в модели двигателя. Выходными сигналами таблицы являются восемь возможных пространственных состояний результирующего вектора выходного преобразователя частоты  $U_0 - U_7$  (смотри таблицу 2.1). Эти сигналы являются входными воздействиями для подсистемы, в которой воспроизводится блок формирования фазных напряжений. Выходные сигналы формирователя фазных напряжений  $U_a^*, U_b^*, U_c^*$  представляют собой алгоритм переключения электронных ключей силового инвертора преобразователя частоты. Они же служат входными воздействиями для модели двигателя – блока вычисления ненаблюдаемых координат двигателя.

Входными воздействиями для вычислителя ненаблюдаемых координат являются также сигнал датчика напряжения в звене постоянного тока  $U_d$  и сигналы с датчиков фазных токов в статорной цепи двигателя  $i_a, i_b, i_c$ .

## 2.6 Источник тока на базе АИН

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 элемента (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» [14] с диапазоном регули-

рования скорости 10000:1. Функциональная схема регулятора тока и диаграмма сигналов представлена на рисунке 2.8 [12].

Здесь  $T_{3A}$  – сигнал задания тока статора, определяющий величину и частоту тока статора.

На рисунке 2.8 представлены также кривые напряжения фазы  $U_\phi$ , тока  $I_\phi$ , соответствующие  $T_{3A} = 0$ . Трансформатор тока ТТ совместно со схемой измерения тока II формирует сигнал ТА фазы А, среднее значение которого в масштабе 1:90 соответствует току  $I_\phi$ , а форма сигнала – смотри диаграмму. Фазовращатель АТ1, выполненный в виде фильтра второго порядка, вносит в сигнал ТА сдвиг по фазе и подавляет высокочастотные пульсации а своим выходным сигналом  $ТА^1$  в моменты перехода синусоиды  $ТА^1$  через нуль переключает нуль-орган АН1.

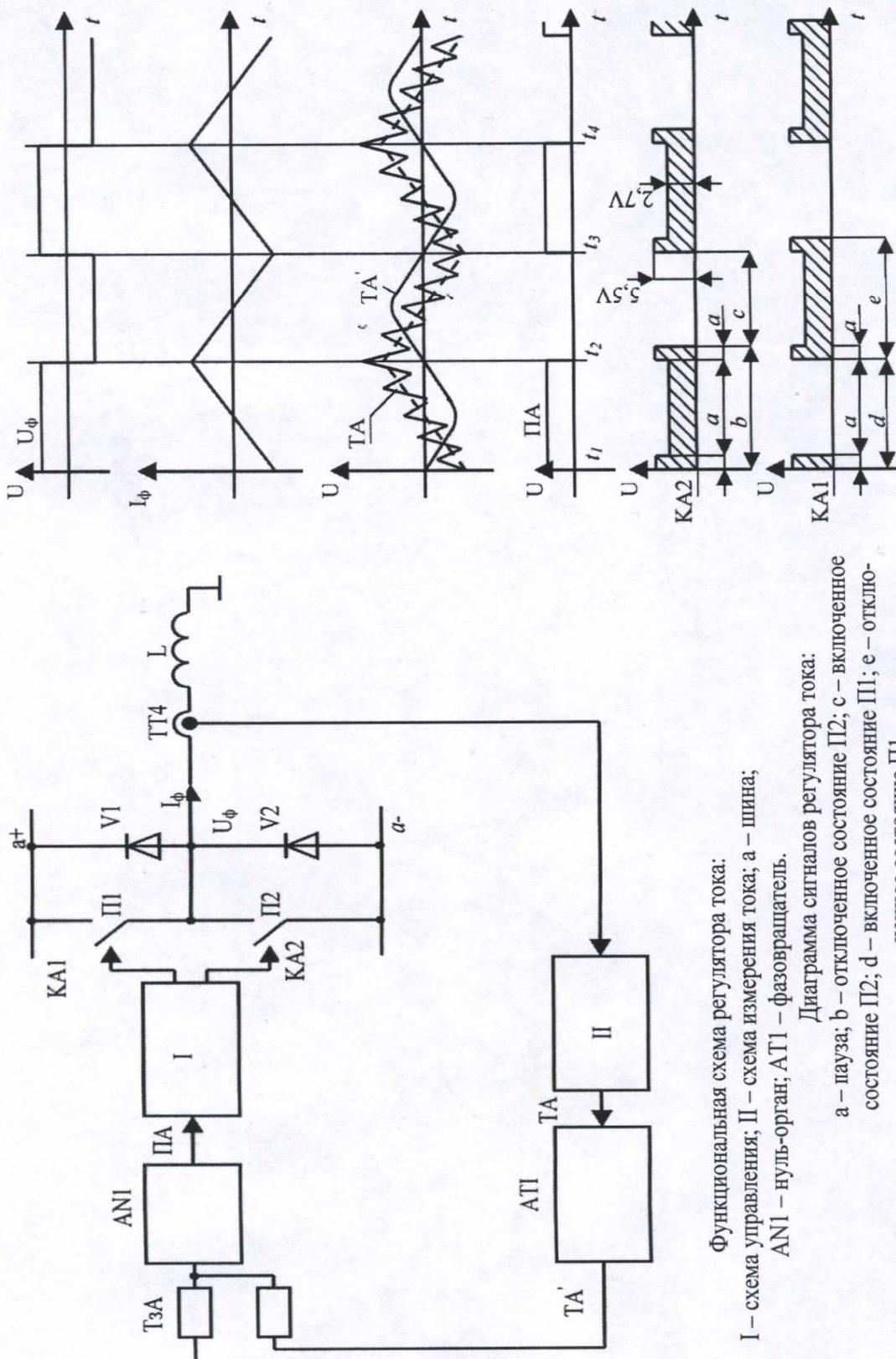
Таким образом, регулятор тока – это своеобразный автогенератор, частота генерации которого (2,5 – 3 кГц) определяется частотой, на которой фазовращатель создает фазовый сдвиг в 90 электрических градусов.

Пульсации тока  $I_\phi$  с частотой генерации ограничены и определяются напряжением на выходе звена постоянного тока и индуктивностью рассеяния обмотки двигателя.

Для входных сигналов  $T_{3A}$  с частотой, низкой по сравнению с частотой генерации, обратная связь в контуре отрицательная, благодаря чему поддерживается пропорциональность между сигналом  $T_{3A}$  и средним значением тока  $I_\phi$ ; пульсирующая составляющая тока  $I_\phi$  практически постоянна.

Таким образом, регулятор тока – это своеобразный автогенератор, частота генерации которого (2,5 – 3 кГц) определяется частотой, на которой фазовращатель создает фазовый сдвиг в 90 электрических градусов.

Пульсации тока  $I_\phi$  с частотой генерации ограничены и определяются напряжением на выходе звена постоянного тока и индуктивностью рассеяния обмотки двигателя.



Функциональная схема регулятора тока:

I – схема управления; II – схема измерения тока; а – шина;

ANI – нуль-орган; ПА – фазовращатель.

Диаграмма сигналов регулятора тока:

а – пауза; b – отключенное состояние П2; c – включенное состояние П2; d – включенное состояние П1; e – отключенное состояние П1.

Рисунок 2.8 - Функциональная схема регулятора тока электропривода «Размер – 2М – 5 – 21»

Для входных сигналов  $T_{3A}$  с частотой, низкой по сравнению с частотой генерации, обратная связь в контуре отрицательная, благодаря чему поддерживается пропорциональность между сигналом  $T_{3A}$  и средним значением тока  $I_\phi$ ; пульсирующая составляющая тока  $I_\phi$  практически постоянна.

### 3 Коммутационные процессы в АИН

Для однофазного инвертора, получающего питание от источника постоянного тока со средней точкой и работающего на активно-индуктивную нагрузку переключение ключей осуществляется в момент равенства на входе нуль-органа задающего сигнала  $u^*$  и пилообразного опорного напряжения  $u_{оп}$ . График опорного напряжения в литературе называют также модуляционной функцией (смотри рисунок 2.5).

На рисунке 3.1 изображены графики желаемого напряжения фазы  $a$   $U_{ж.а}(\omega t)$  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 [1].

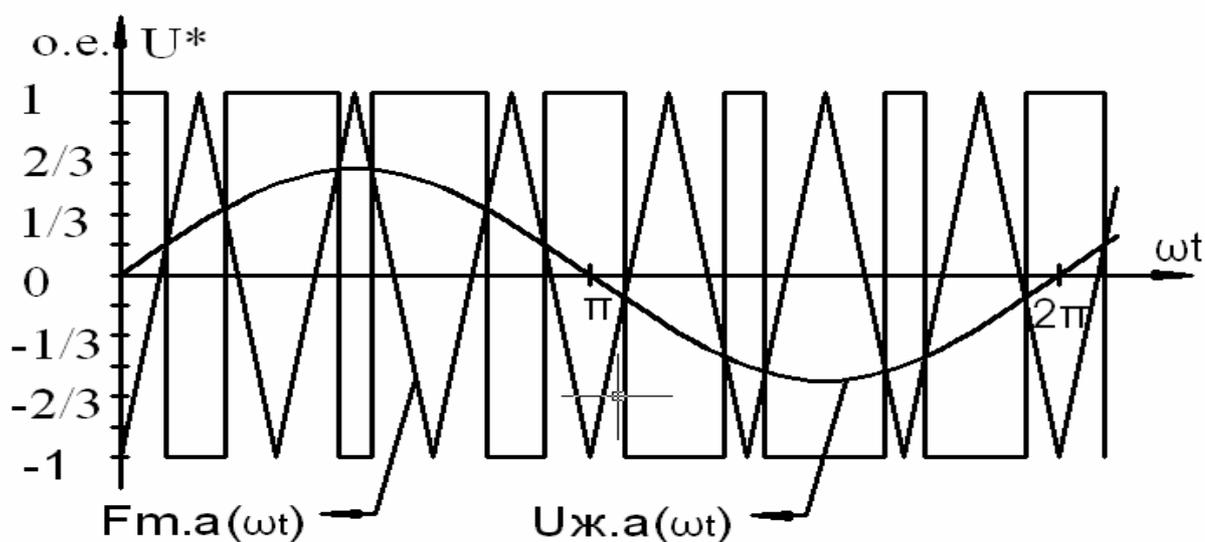


Рисунок 3.1 – Графики сигналов в фазе  $a$

Среднее значение напряжения на периоде модуляционной функции определяется уравнением:

$$U = 0,5U_d(1 - 2t_2/T_k), \quad (3.1)$$

где  $t_1 + t_2 = T_k$  (смотри, например, рисунок 2.2).

Первая гармоника желаемого напряжения на нагрузке повторяет по форме задающий синусоидальный сигнал  $u^*$  (смотри рисунок 2.5). Частоты задающих сигналов соответствуют рабочим скоростям асинхронного двигателя; частота модуляции современных преобразователей частоты выбирается в пределах (2 – 20) кГц.

Аналогично изображаются напряжения фаз  $b$  и  $c$ .

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. Отрицательные эффекты, связанные с повышением частоты ШИМ – наличие электромагнитных помех, действующих на другие электротехнические и радиотехнические устройства, возникновение перенапряжений в цепи нагрузки, увеличение потерь в транзисторах инвертора.

Схема трехфазного мостового инвертора включает в себя три плеча с транзисторными ключами, каждое из которых выполнено аналогично плечу однофазного инвертора.

Самый простой алгоритм управления инвертором предполагает поочередное переключение ключей с фиксированным значением угла проводящего состояния транзисторов (Т1-Т6)  $\gamma=180^\circ$ . Одновременно включены три транзистора. Диаграмма включения показана на рисунке 3.2.

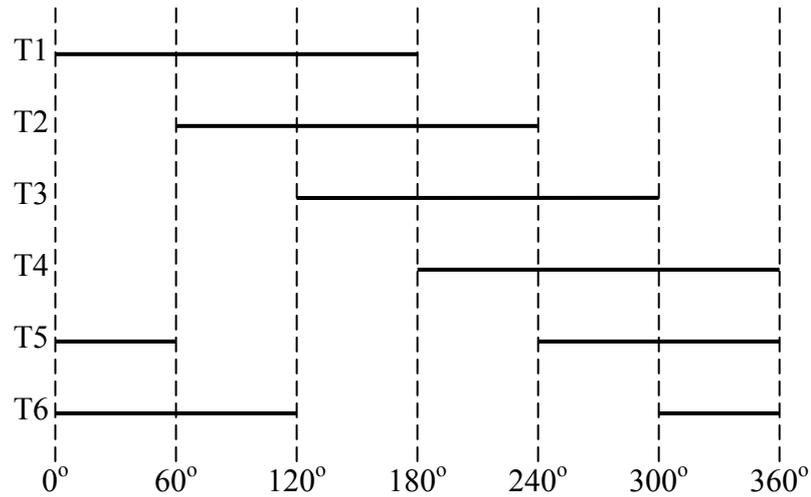


Рисунок 3.2 - Порядок переключения ключей трехфазного инвертора

Соответствующие построения фазных напряжений инвертора  $u_{au}$ ,  $u_{bu}$ ,  $u_{cu}$ , линейных напряжений  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$  и фазных напряжений нагрузки  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  при соединении в звезду показаны на рисунке 3.3. Графики напряжений приведены для задающего сигнала  $u^* = 0$ .

Графики описываются системами уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} &= U_{au} - U_{bu} \\ U_{bc} &= U_{bu} - U_{cu} \\ U_{ca} &= U_{cu} - U_{au} \end{aligned} \right\}, \quad (3.2)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} &= U_a - U_b \\ U_{bc} &= U_b - U_c \\ U_{ca} &= U_c - U_a \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

С учетом того, что в симметричной системе  $u_a + u_b + u_c = 0$ , получим:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= \frac{2}{3}U_{ab} + \frac{1}{3}U_{bc} \\ U_b &= -\frac{1}{3}U_{ca} - \frac{2}{3}U_{ab} \\ U_c &= \frac{1}{3}U_{ca} - \frac{1}{3}U_{bc} \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

Следует отметить, что уравнения (3.4), справедливые для нагрузки, не приемлемы для нахождения фазных напряжений инвертора, так как для последних не соблюдается условие равенства нулю суммы фазных напряжений ввиду наличия напряжения третьей гармоники. В соответствии с уравнением(1.6) амплитуда магнитного потока асинхронного двигателя на частоте модуляции очень мала по сравнению с рабочим потоком:

$$\psi_{a1} = -\frac{U_{\max}}{2\pi f_K} \cdot \cos(2\pi f_K t) \longrightarrow 0.$$

Соответственно, при  $i^* = 0$  в двигателе вращающий момент отсутствует, а величина тока в фазе определяется напряжением звена постоянного тока и индуктивным сопротивлением фазы двигателя.

В современных преобразователях частоты реализованы довольно сложные алгоритмы управления ключами. В частности, используется одновременное отпирание всех нечетных или всех четных транзисторов, в результате чего линейные напряжения в нагрузке равны нулю. Формирование напряжений на выходе трехфазного инвертора и сигналов управления ключами представлено на рисунке 3.4 при не нулевых сигналах задания.

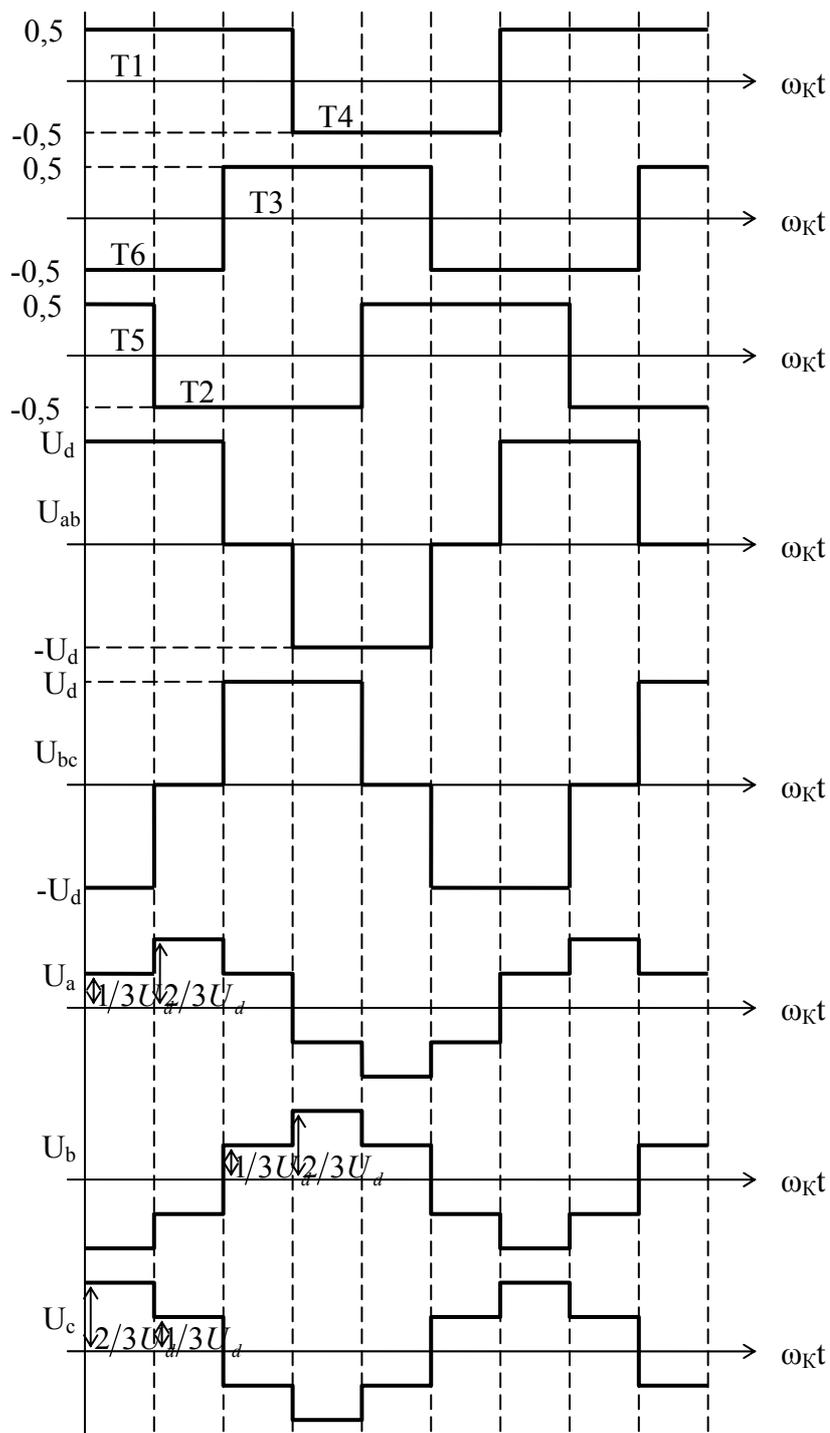


Рисунок 3.3 - Напряжение инвертора и нагрузки при  $\gamma = 180^\circ$

Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:  $+(2/3)U_d$ ;  $+(1/3)U_d$ ;  $0$ ;  $-(1/3)U_d$ ;  $-(2/3)U_d$  в соответствии с уравнениями (3.4).

При равенстве амплитуды задающего сигнала максимальному значению опорного напряжения амплитуда первой гармоники фазного напряжения нагрузки равна  $0,5U_d$ . В частности, для сети 380 В, 50 Гц :  $U_{выпр} = U_d = 545$  В. Тогда амплитудное значение фазного напряжения нагрузки  $U_{ф.мах} = (1/2)545 = 272$  В, а дейст-

вующее значение первой гармоники фазного напряжения нагрузки  $U_{\phi} = 192$  В. То есть двигатель при питании от преобразователя частоты недоиспользуется по напряжению двигателя (примерно на 15 %).

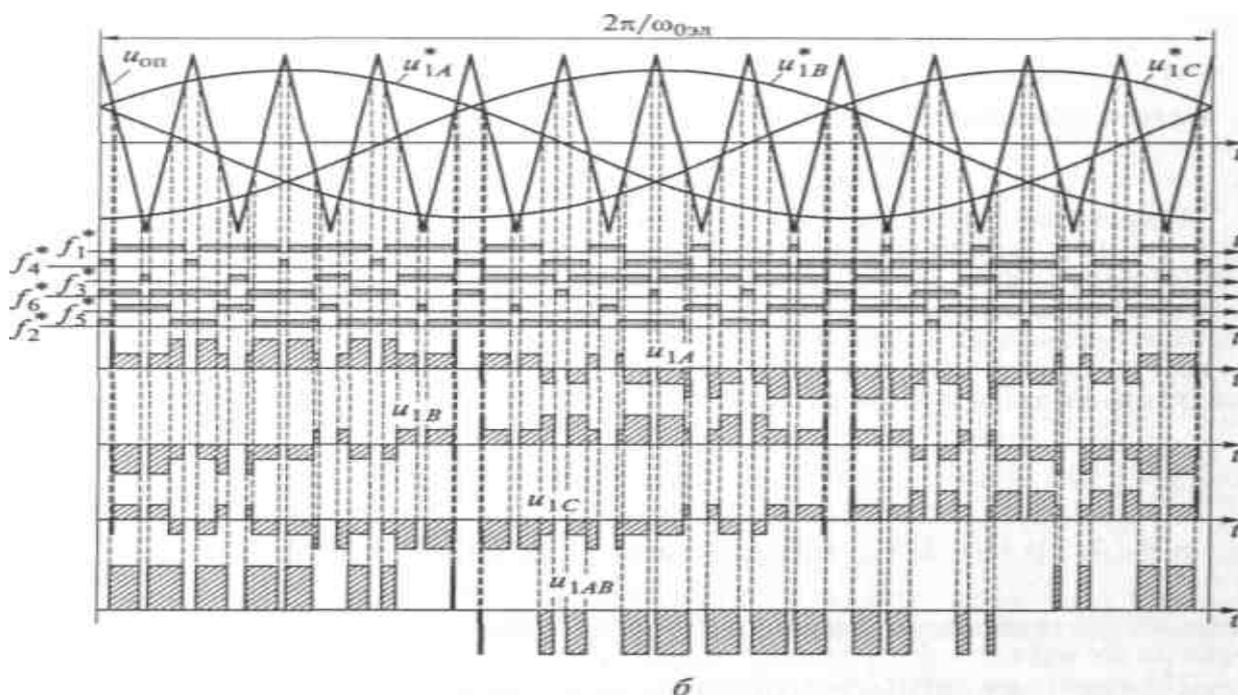


Рисунок 3.4 - Формирование напряжений в трехфазном инверторе

Особенность работы трехфазного АИН состоит в том, что ток протекает в нагрузке лишь в тех случаях, когда одновременно совпадают условия открытого состояния ключей (вентилей) в трех фазах. Поэтому функционирование инвертора характеризуется циклическим чередованием нескольких комбинаций вентиляей, по которым одновременно протекают токи трехфазной R-L нагрузки: три транзистора, два транзистора и диод, два диода и транзистор, три диода. Комбинация проводящих ток вентиляей инвертора и последовательность их чередования (всего 21 такт на интервале  $0 \dots \pi$  рабочей частоты двигателя) представлены в таблице 3.1 [5]. Там же указаны направления протекания токов в фазах нагрузки и вентиляи инвертора, через которые они замыкаются. Таблица составлена для полумостов из ключей T1-T2, T3-T4, T5-T6 с обратными диодами D1-D2, D3-D4, D5-D6.

На рисунке 3.5 – 3.7 приведены эквивалентные схемы, соответствующие тактам 1-3.

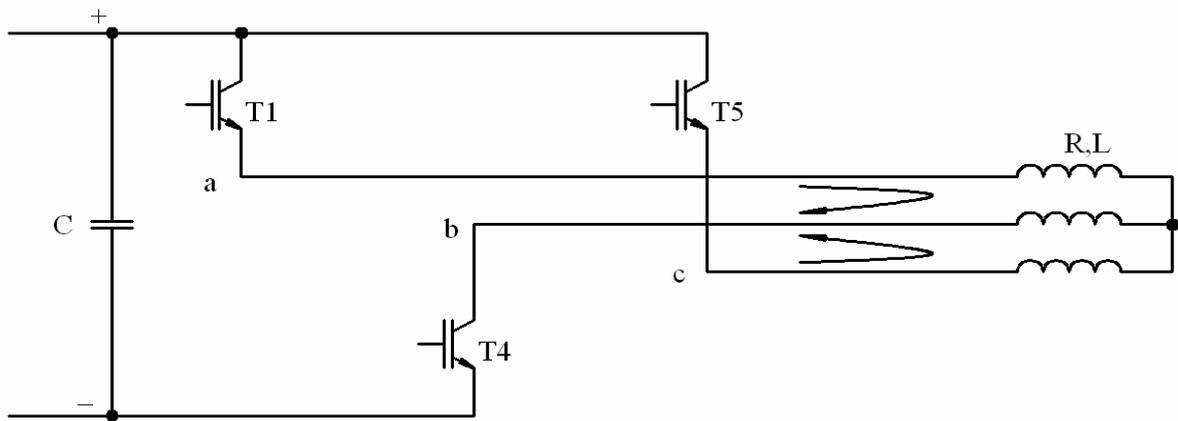


Рисунок 3.5 – Схема протекания токов на первом такте

Первому такту соответствует открытое состояние трех транзисторов: T1, T4 и T5 (условно T1T4T5). На схеме рисунка 3.5 показано, что по фазам **a** и **c** токи нагрузки протекают в положительном направлении, а по фазе **b** – сумма этих токов, но в обратном направлении

Уравнения электрического равновесия для первого такта записываются:

$$\begin{cases} U_c = (R \cdot i_a + d\psi_a / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ U_c = (R \cdot i_c + d\psi_c / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ i_b = -i_a - i_c; \psi_a = L \cdot i_a; \psi_b = L \cdot i_b; \psi_c = L \cdot i_c. \end{cases} \quad (3.5)$$

Переход от первого (T1 T4 T5) ко второму такту (D2 T4 T5) происходит при закрывании транзистора T1; запасенная в индуктивности фазы **a** энергия стремится поддержать прежнее направление тока и под действием ЭДС самоиндукции открывается нижний диод D2. Эквивалентная схема изображена на рисунке 3.6.

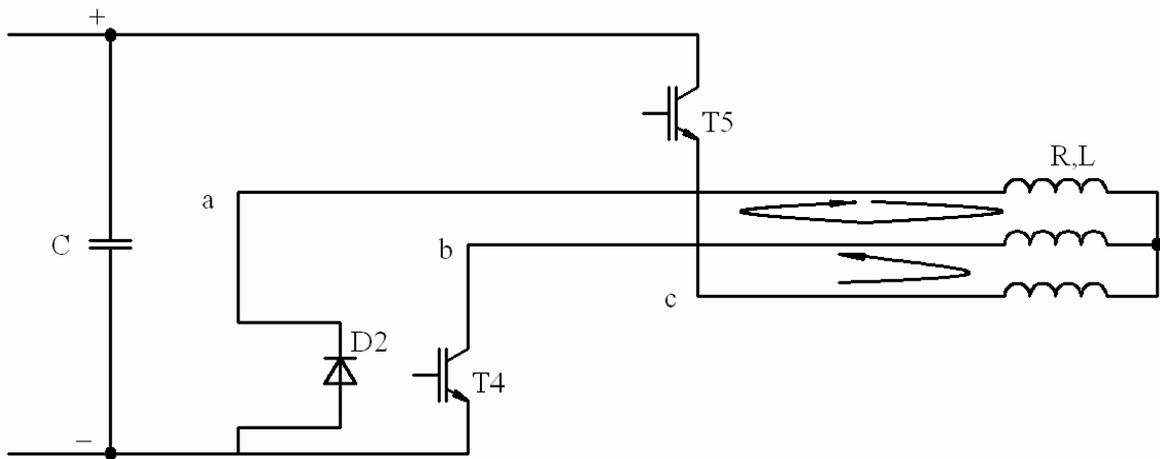


Рисунок 3.6 – Схема протекания токов на втором такте

Уравнения электрического равновесия для второго такта:

$$\begin{cases} 0 = (R \cdot i_a + d\psi_a / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ U_c = (R \cdot i_c + d\psi_c / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ i_b = -i_a - i_c. \end{cases} \quad (3.6)$$

Третий такт (D2 D4 D6) начинается в момент отключения транзисторов T4 и T5. Под действием запасенной в индуктивности нагрузки электромагнитной энергии дополнительно открываются верхний диод D3 и нижний диод D6. Эквивалентная схема для этого такта изображена на рисунке 3.7.

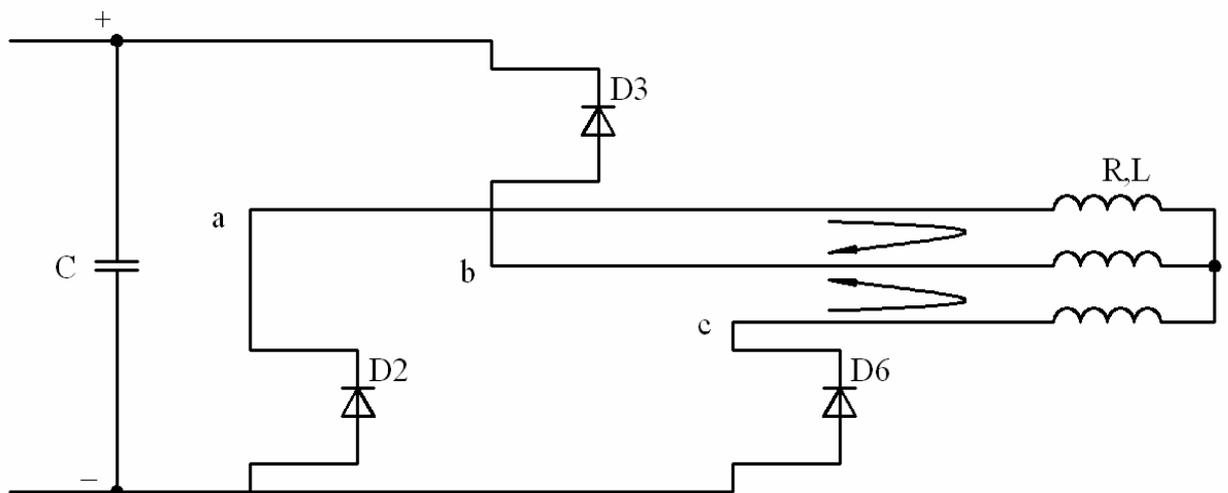


Рисунок 3.7 – Схема протекания токов на третьем такте

Таблица 3.1 - Комбинации вентиляй и последовательность их работы

Комбинация вентиляй	u <sub>a</sub>	u <sub>b</sub>	u <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>	i <sub>c</sub>	T1	T3	T5	T2	T4	T6	D1	D3	D5	D2	D4	D6
T1T4T5	+	-	+	+	-	+	i <sub>a</sub>		i <sub>c</sub>		-i <sub>b</sub>							
D2T4T5	-	-	+	+	-	+			i <sub>c</sub>		-i <sub>b</sub>					i <sub>a</sub>		
D2D3D6	0	0	0	+	-	+								-i <sub>b</sub>		i <sub>a</sub>		i <sub>c</sub>
T1T4T6	+	-	-	+	-	-	i <sub>a</sub>				-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>						
T1T4D5	+	-	+	+	-	-	i <sub>a</sub>				-i <sub>b</sub>				-i <sub>c</sub>			
T1T4T5	+	-	+	+	-	+	i <sub>a</sub>		i <sub>c</sub>		-i <sub>b</sub>							
D2D3D5	0	0	0	+	-	-								-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>		
T1T4T5	+	-	+	+	-	+	i <sub>a</sub>		i <sub>c</sub>		-i <sub>b</sub>							
T1T4D6	+	-	-	+	-	+	i <sub>a</sub>				-i <sub>b</sub>							i <sub>c</sub>
T1T4T6	+	-	-	+	-	-	i <sub>a</sub>				-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>						
D2D3D6	0	0	0	+	-	+								-i <sub>b</sub>		i <sub>a</sub>		i <sub>c</sub>
T1T4T6	+	-	-	+	-	-	i <sub>a</sub>				-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>						
T1D3T6	+	+	-	+	-	-	i <sub>a</sub>							-i <sub>b</sub>				i <sub>c</sub>
D2D3D5	0	0	0	+	-	-								-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>		
T1T3T6	+	+	-	+	+	-	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>				-i <sub>c</sub>						
T1D4T6	+	+	-	+	+	-	i <sub>a</sub>					-i <sub>c</sub>					i <sub>b</sub>	
D2D4D5	0	0	0	+	+	-								-i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>	
T2T3T6	-	+	-	-	+	-		i <sub>b</sub>		-i <sub>a</sub>		-i <sub>c</sub>						
D1T3T6	+	+	-	-	+	-		i <sub>b</sub>				-i <sub>c</sub>	-i <sub>a</sub>					
T1T3T6	+	+	-	+	+	-	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>				-i <sub>c</sub>						
D1D4D5	0	0	0	-	+	-							-i <sub>a</sub>		-i <sub>c</sub>		i <sub>b</sub>	

Уравнения электрического равновесия на третьем такте:

$$\begin{cases} -U_c = (R \cdot i_a + d\psi_a / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ -U_c = (R \cdot i_c + d\psi_c / dt) - (R \cdot i_b + d\psi_b / dt); \\ i_b = -i_a - i_c. \end{cases} \quad (3.7)$$

Одновременно с уравнениями (3.5) следует учитывать условия односторонней проводимости диодов:

$$i_a \geq 0, i_b \leq 0 \text{ и } i_c > 0. \quad (3.8)$$

Под действием приложенного напряжения противоположной полярности ток интенсивно падает до нуля и остается на нулевом уровне до конца такта.

## 4 Элементная база ПЧ

Современная преобразовательная техника строится на основе интеллектуальных силовых модулей и специализированных микроконтроллерных систем управления, адаптированных по архитектуре, производительности и набору интегрированных на кристалл периферийных устройств к задачам прямого цифрового управления оборудованием, вплоть до формирования высокочастотных широтно-импульсных сигналов управления (ШИМ) всеми силовыми ключами. При этом специализированная периферия (аналого-цифровые преобразователи, менеджеры событий, квадратурные декодеры и т.д.) работают практически автономно, отвлекая центральный процессор по прерываниям только для получения нового задания или возврата результата (например, результата серии последовательных аналого-цифровых преобразований). Общее число запросов прерываний в подобных системах может достигать нескольких десятков.

Революционным шагом на пути создания отказоустойчивых элементов стала разработка интеллектуальных транзисторов MOSFET со встроенной системой самоконтроля (фирма International Rectifier), содержащих тем-

пературный датчик, резисторный датчик тока. «Отечественные аналоги» - (Белоруссия, ПО Интеграл) – транзисторы серии КП (КП723А - КП742Б).

Широкое распространение нашли биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT). Массовое производство качественных отечественных транзисторов до настоящего времени не налажено.

## **5 Классификация задач управления современными силовыми преобразователями**

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

### **5.1 Задачи прямого цифрового управления оборудованием (задачи нижнего уровня)**

Задачи управления силовыми ключами преобразователя, должны решаться на каждом периоде ШИМ (при частоте несущей 10-20 кГц за время 50-100 мкс) [7]. Например, в преобразователях частоты (ПЧ) 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 преобразователях частоты 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 «Motorola», «Intel» и другие.

## 5.2 Задачи среднего уровня управления

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 2-х технологических переменных (технологические регуляторы) и им подобные. Интервал квантования для этого уровня управления может задаваться либо от отдельного интервального таймера, либо кратным числом периодов ШИМ.

Различные режимы работы промышленных установок в технологическом процессе обуславливает 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 [10].

Во многих преобразователях (Altivar ATV-66, FR-A500 и др.) предусмотрена возможность реализации управления с различными типами ускорения и торможения, например, линейного и S-образного (смотри рисунок 5.1).

Например, S-образная характеристика  $A$  применяется при разгоне / торможении двигателей шпинделей станков, работающих обычно при рабо-

чих частотах питающего напряжения 50 Гц и выше. В этом случае рабочая частота является конечной точкой кривой разгона.

Примененная S-образная характеристика В обеспечивает требуемый момент трогания и предотвращение повреждения грузов на конвейере, т.е. S-образное изменение частоты при переходе от текущего значения  $f_1$  к заданному  $f_2$  определяет максимальную плавность хода.

Преобразователи частоты могут реализовывать функцию компенсации люфта (смотри рисунок 5.1). 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  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ ,  $f_{p3}$  (смотри рисунок 5.1).

### **5.3 Задачи верхнего уровня управления**

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 [11]. С одной стороны, эти микроконтроллеры имеют архитектуру центрального про-

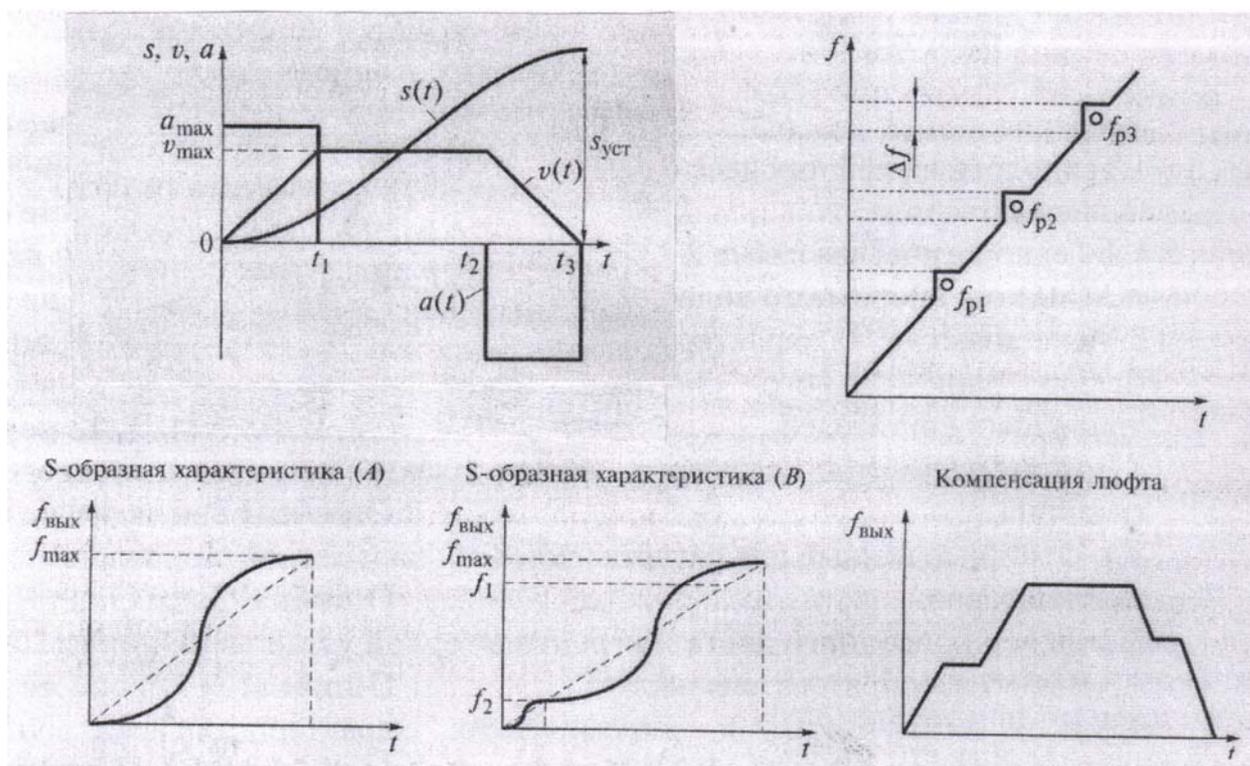


Рисунок 5.1 - Виды характеристик управления

цессора, 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.

#### 5.4 Использование фаззи-управления в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

В последние годы частотно-регулируемый асинхронный электропривод с векторным управлением и косвенным определением положения поля (Indirect Field Oriented Control – IFOC) находит множество применений [9]. Обобщенная блок-схема такой системы привода с контуром регулирования скорости показана на рисунке 5.2.

Рабочие алгоритмы в такой системе основываются на анализе проекций вектора тока статора в осях  $\mathbf{d} - \mathbf{q}$ , вращающихся синхронно с вектором потокосцепления ротора. В этих координатах независимо рассматриваются

две составляющие тока статора: реактивная  $I_{dsr}$ , которая определяет магнитный поток, и активная  $I_{qsr}$ , которая определяет величину момента.

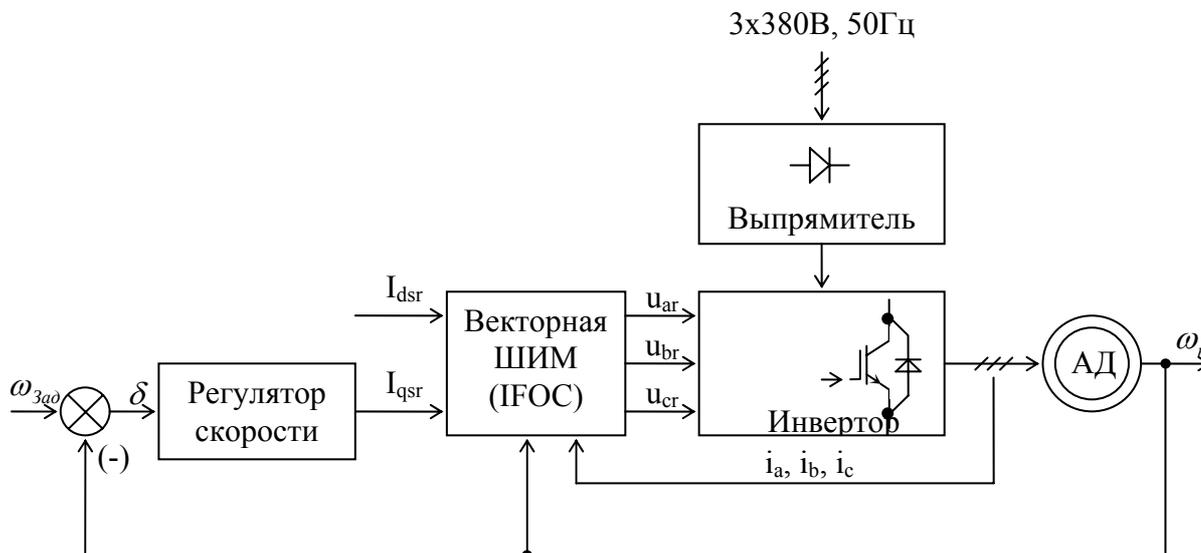


Рисунок 5.2 - Блок-схема электропривода

Как правило, такие электроприводы должны обладать хорошей управляемостью и низкой чувствительностью к возможным вариациям (неопределенностям) параметров электромеханической системы. Обычной причиной неопределенностей являются изменения параметров под действием внешних факторов и проявления нелинейности динамических характеристик самого двигателя привода.

Для требуемого управления скоростью в системах асинхронного привода с косвенным определением вектора потока и ориентацией по полю традиционно используется ПИД - регулятор скорости. Однако при такой структуре характеристики системы оказываются очень чувствительными к изменениям значений параметров, и неточности определения параметров существенно отражаются на характеристиках электропривода.

В подобных электроприводах может быть эффективным применение регуляторов на базе фаззи-логики, благодаря их способности обеспечивать требуемые характеристики электропривода в условиях неопределенности параметров. Наилучшие результаты от применения фаззи-логики при управлении скоростью в асинхронном приводе с косвенной ориентацией по полю могут быть получены при использовании фаззи-регулятора с семью функ-

циями принадлежности. Опыт эксплуатации подобных электроприводов показал, что этот регулятор имеет низкую чувствительность к неопределенности параметров электромеханической системы и обеспечивает лучшие характеристики по сравнению с ПИД - регулятором в условиях регулирования скорости при внешних возмущениях и вариации параметров привода. Пример структуры фаззи-регулятора скорости показан на рисунке 5.3.

На входы фаззи-регулятора подаются масштабированные значения ошибки по скорости и изменения ошибки по скорости за один шаг работы регулятора. Выходом фаззи-регулятора является изменение задания активного тока за один шаг работы регулятора. Коэффициенты усиления  $K_\delta$ ,  $K_{\dot{\delta}}$ ,  $K_I$  могут быть изменены при настройке фаззи-регулятора на желаемую характеристику.

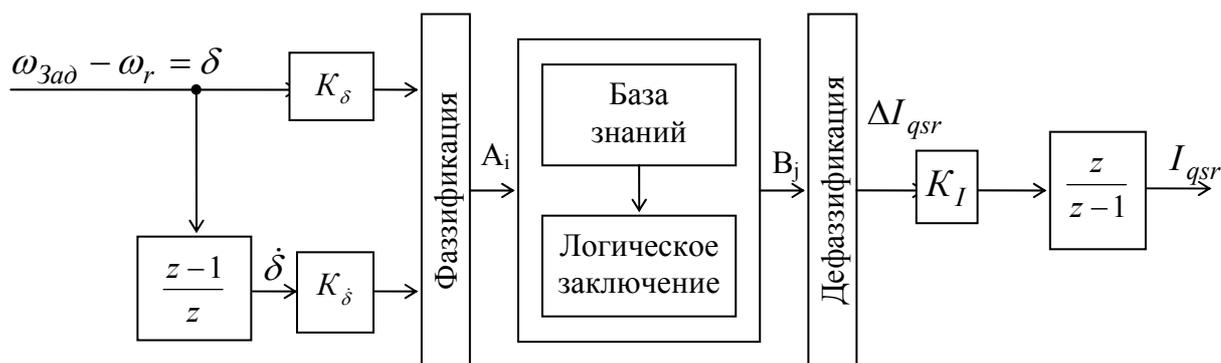


Рисунок 5.3 - Блок-схема фаззи-регулятора скорости

Регулятор с такой структурой характеризуется значительными затратами времени на вычисления. Даже при использовании специализированного DSP-микроконтроллера полный цикл выполнения расчетных алгоритмов IFOC с фаззи-регулятором скорости занимает более 100 мкс. Это приводит к ограничению верхнего предела выходной частоты инвертора на уровне 3-5 кГц, что недостаточно для удовлетворения требований современной практики частотно-регулируемого привода, когда требуются частоты до 10 кГц и выше.

Являются актуальными поиски решений, позволяющих повысить быстродействие фаззи-регулятора без снижения эффективности его характеристик. Можно отметить, что упрощение структуры фаззи-регулятора путем простого снижения числа функций принадлежности с семи до пяти не дает

удовлетворительного результата, так как получаемые в этом случае характеристики электропривода не являются удовлетворительными.

## **6 Режимы совместной работы преобразователя частоты и асинхронного двигателя в частотно-регулируемом приводе**

### **6.1 Работа двигателя в генераторном режиме. Торможение двигателя**

Как при питании асинхронного двигателя от сети, так и при работе с инвертором возможен генераторный режим работы двигателя. Однако, энергия не может быть возвращена обратно в сеть при использовании стандартного преобразователя частоты, поскольку неуправляемый входной выпрямитель позволяет течь току только в одном направлении. Передача энергии в сеть возможно только при использовании дорогого реверсивного выпрямителя. Это значительно повышает стоимость преобразователя для малой мощности привода.

Чтобы тормозить двигатель при генераторном режиме со стандартным инвертором, энергия торможения должна конвертироваться в преобразователь.

Это происходит следующим образом:

а) возвращающаяся активная энергия поступает от двигателя в промежуточный контур постоянного тока преобразователя;

б) реактивная энергия в конденсаторе промежуточного контура трансформируется в активную мощность двигателя, и двигатель снова намагничивается реактивной энергией;

в) в течении обоих процессов происходит потеря энергии на активном сопротивлении двигателя. Она увеличивается обратно пропорционально коэффициенту мощности двигателя.

Можно отметить [15], что каждый привод, состоящий из преобразователя частоты и асинхронного двигателя, имеет определенный момент самоторможения (собственные потери системы). Без тормозного резистора воз-

можный самотормозящий момент маленьких двигателей (с худшим коэффициентом мощности) составляет примерно 25 % от  $M_{ном}$ , у больших двигателей, например 75 кВт, - не менее 5 % от  $M_{ном}$ . Этот тормозной момент очень сильно зависит от частоты - он возрастает при малых частотах и уменьшается при больших частотах в диапазоне ослабленного поля.

Если требуется большой тормозной момент, тогда необходимо использовать тормозной резистор. Он преобразует энергию, поступающую обратно в промежуточный контур, в тепло. Это предотвращает перегрузку конденсатора (перенапряжение). Тормозной резистор применяется для электрического торможения и при скоростях двигателя, меньших синхронной. Методика расчета и выбора тормозного резистора приведена в технической литературе (например, в информационных выпусках фирм КЕВ, Toshiba).

Еще один эффект можно наблюдать при генераторном режиме. Промежуточный контур загружен существенно большим напряжением, чем в двигательном режиме. Это напряжение может увеличиться в 1,2 – 1,5 раза в зависимости от типа прибора. В результате этого высокого напряжения двигатель перемагничивается (перенасыщается) в двигательном режиме; диапазон ослабленного поля начинается при заметно больших частотах (приблизительно 60...75 Гц). Двигатель потребляет значительно больший ток намагничивания, чем во время номинальной работы, из-за перемагничивания. Преобразователь частоты должен быть выбран на этот увеличенный ток, чтобы предотвратить сбой преобразователя и остановку привода с выдачей соответствующего кода ошибки. (Уровень срабатывания защиты от аварии по перенапряжению в 400В-системах компании Toshiba, Schneider Electric составляет 720 В.)

Этот негативный эффект можно предотвратить путем активизации функции „стабилизации выходного напряжения“ (регулирование выходного напряжения, в зависимости от колебаний напряжения промежуточного контура).

## 6.2 Динамическое торможение

Для быстрого замедления при больших центробежных массах и высоких скоростях когда не используется тормозной модуль, лучше подавать постоянное напряжение на обмотку двигателя. При этом тормозной момент создается согласно принципу торможения вихревым током, чья величина зависит от скорости.

Во время генераторного торможения кинетическая энергия сжигается на тормозном резисторе, а при торможении постоянным током двигатель дополнительно обеспечивается энергией от инвертора. Поэтому, энергетический баланс ухудшается, и двигатель нагревается больше (что важно при частом торможении!). При торможении постоянным током вся энергия конвертируется в двигателе, а не в промежуточном звене постоянного тока.

При торможении постоянным током важно так называемое основное время блокировки между включением режима торможения и началом торможения. В течении этого времени блокируется весь транзисторный силовой модуль. Этот период времени, зависящий от размеров двигателя, лежит между 200 мс для 0.37 кВт двигателей, и несколькими секундами для 200 кВт. Транзистор может быть включен снова только после истечения этого времени без риска получения высокого кратковременного броска тока (рисунок 6.1). В течении этого времени кратковременный замыкающий ток не может быть зарегистрирован с помощью датчика тока в промежуточном звене постоянного тока, и, следовательно, нет защиты от перегрузки по току силового модуля. Это может привести к разрушению силовых ключей. Установка основного времени блокировки происходит на заводе-изготовителе.

## 6.3 Реакции инвертора

Входной ток инвертера не синусоидален. Эта несинусоидальность вызывает гармоники напряжения в питающей сети, которые, в свою очередь, могут вызвать сбой в работе других приборов. Если влияние гармоник существенное, как, например, в случае с большой присоединенной нагрузкой, тогда необходимо использовать сетевой дроссель или низкочастотный фильтр.

Гармоники есть также в выходном напряжении инвертера, и влияют на работу привода. Они вызывают шумы и дополнительные потери в двигателе, уменьшают КПД [3]. При одинаковой нагрузке асинхронный двигатель имеет больший перегрев и меньший срок службы при питании от преобразователя частоты. Гармоническое содержание тока двигателя существенно увеличивается, когда частота коммутации увеличивается (или выходная частота уменьшается). Это не играет важную роль в случае с современными IGBT-инвертерами с частотой коммутации более 4 кГц и стандартными двигателями с номинальной частотой 50 Гц. В комбинации с основной гармоникой токов высокочастотные токи вызывают маятниковый момент. Этот момент может привести, в неблагоприятных случаях, к резонансу привода. Высокочастотные гармоники часто приводят к неприятному шуму в магнитопроводе двигателя. Тактовая частота  $> 16$  кГц лежит за пределами человеческого восприятия (это называется бесшумный или низко шумный привод).

Применяемый дроссель уменьшает перегрузку по току, но также снижает напряжение на зажимах двигателя и момент опрокидывания двигателя.

#### **6.4 Вибрации двигателя**

Помимо механических резонансов, также, при определенных условиях, появляются электрические резонансы. В экстремальных случаях это может вызвать выключение инвертера с выдачей кода соответствующей ошибки.

Механический резонанс особенно активизируется низкочастотными токовыми гармониками. Электрический резонанс появляется, потому что конденсаторы, сопротивления двигателя и индуктивности в электрической системе, представляют медленный резонирующий контур, способный к самогенерации. Колебания тока в результате этого резонанса приводят к колебаниям скорости двигателя.

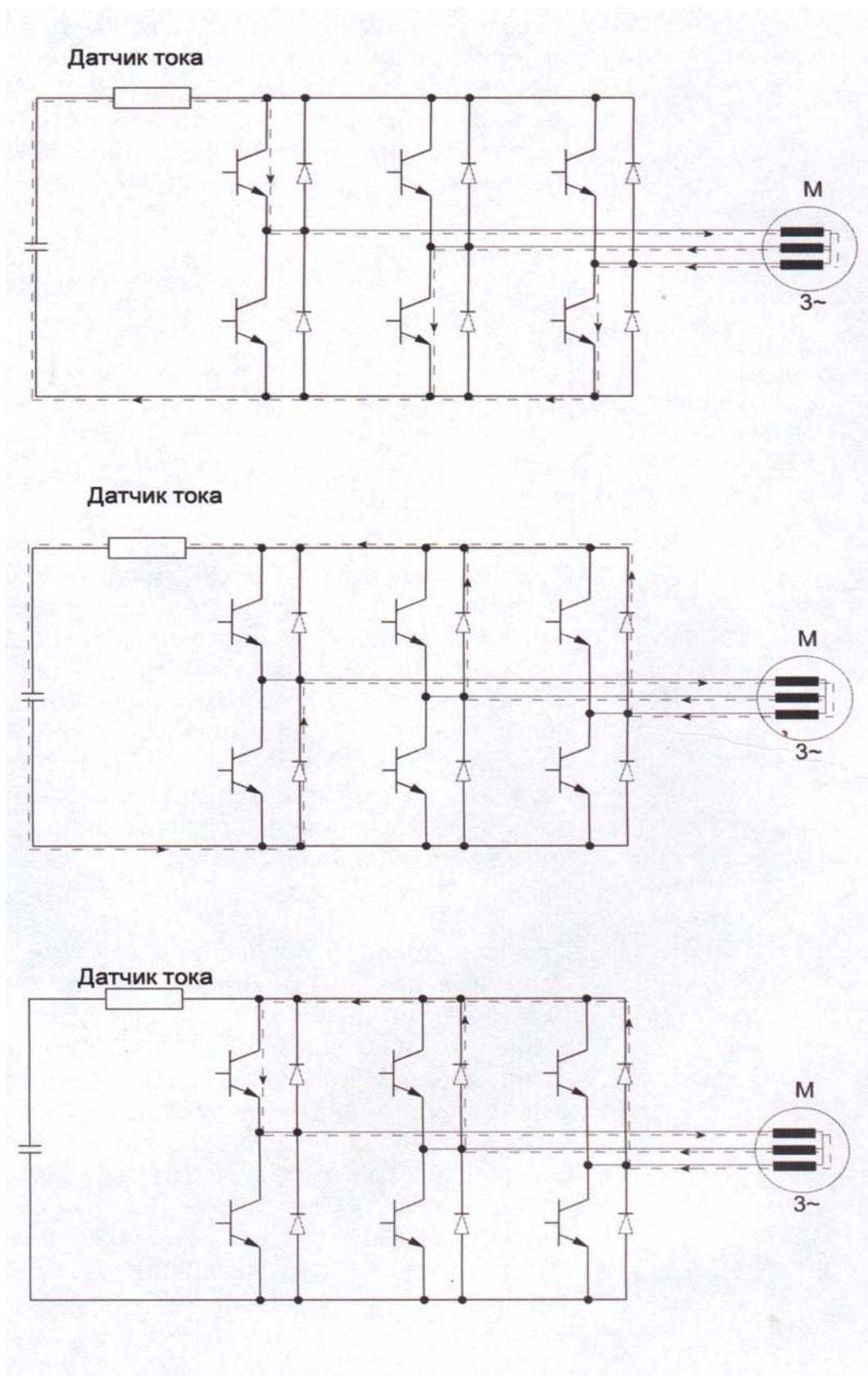


Рисунок 6.1 - Блокировка при торможении постоянным током:  
 а) – двигательный режим;  
 б) – деактивация двигателя;  
 в) – преждевременное включение транзисторного модуля

Этот феномен особенно характерен когда:

- момент инерции привода, приведенный к валу двигателя, мал (т.е. малое механическое демпфирование);
- двигатель на холостом ходе или нагрузка мала (нет скольжения - меньшее активное сопротивление двигателя - малый электрический демпфер);
- двигатель имеет хороший КПД (малые активные сопротивления статора и ротора - малый электрический демпфер).

Поскольку двигатели с большей мощностью имеют меньшее активное сопротивление и лучший КПД, чем маленькие двигатели, они более предрасположены к вибрациям. Реактивные двигатели и синхронные двигатели более предрасположены к вибрациям, чем асинхронные двигатели.

Возможные действия для уменьшения или устранения вибраций:

- изменение  $U / f$  характеристики ( $iR$ -компенсация, сдвиг номинальной точки, стабилизация выходного напряжения);
- применение другого двигателя - если можно - меньшего типоразмера (большее скольжение - большое активное сопротивление - лучшее электрическое демпфирование);
- применение выходного дросселя, т. е. перемещение резонансной частоты;
- если возможно, увеличение вращающихся масс привода,
- если возможно, уменьшение частоты коммутации; изменение процесса модуляции;
- программные или специальные управляющие меры, например, обход резонансной частоты.

## **6.5 Некоторые рекомендации при использовании инвертора для имеющегося стандартного двигателя**

### **6.5.1 Диапазоны малых скоростей**

Если двигатель со стандартным охлаждением используется для работы с малой скоростью, эффективность охлаждения снижается. Необходимо

уменьшить нагрузку. В случае использования двигателя для объектов с постоянным крутящим моментом в диапазоне низких скоростей может произойти перегрев двигателя. Если при работе на малой скорости постоянно требуется полный крутящий момент, то двигатель необходимо использовать с внешним охлаждением.

#### 6.5.2 Напряжение пробоя изоляции (выдерживаемое напряжение)

Если входное напряжение инвертора составляет 440 В или выше, а кабели питания двигателя протяженные, то на клеммах питания двигателя могут происходить скачки напряжения, что приведет двигатель к выходу из строя. Должен быть обеспечен достаточный класс изоляции.

#### 6.5.3 Эксплуатация с высокой скоростью

В случае вращения двигателя с высокой скоростью, превышающей номинальную частоту двигателя (обычно 50 Гц), могут возникнуть проблемы, связанные с динамической балансировкой двигателя и сроком службы подшипников.

#### 6.5.4 Акустические помехи

Помехи, создаваемые двигателем, зависят от несущей частоты. Чем выше несущая частота, тем меньше помехи, создаваемые двигателем.

### **6.6 Некоторые рекомендации при использовании инвертора со специальными двигателями**

#### 6.6.1 Двигатель с переключением полюсов

Номинальный входной ток двигателей с переключением полюсов отличается от номинального тока для стандартных двигателей. Выбор инвертора следует производить с учетом максимального тока двигателя.

### 6.6.2 Погружной двигатель

Номинальный входной ток погружных двигателей превышает значение номинального тока стандартных двигателей. Следовательно, инвертор необходимо выбирать с учетом максимального тока двигателя.

### 6.6.3 Взрывобезопасный двигатель

В случае применения взрывобезопасного двигателя он должен пройти испытание на взрывозащищенность вместе с инвертором. Это также требуется, когда инвертор должен управлять имеющимся взрывобезопасным двигателем. Поскольку сам инвертор не является взрывозащищенным, его следует устанавливать в безопасном месте.

### 6.6.4 Редукторный двигатель

Диапазон скоростей для непрерывной эксплуатации зависит от способа смазки и фирмы-изготовителя. В частности, непрерывная эксплуатация двигателей с жидкой смазкой в диапазоне малых скоростей может вывести двигатель из строя. Если двигатель будет работать на высокой скорости (с частотой свыше 50 Гц), необходимо обратиться к изготовителю за консультацией.

### 6.6.5 Синхронный двигатель

Инвертор, предназначенный для асинхронного двигателя, не может управлять синхронным двигателем.

### 6.6.6 Однофазный двигатель

Нельзя использовать инвертор для управления однофазным конденсаторным двигателем. Любые конденсаторы, подключенные непосредственно к выходу инвертора, могут вывести инвертор из строя.

## **6.7 Некоторые рекомендации для проектирования асинхронных двигателей, предназначенных для работы от преобразователя частоты**

1. Отказ от глубоких пазов на роторе, так как электродвигатель в схеме частотного регулирования не подвергается прямому пуску от промышленной сети. Это, кроме упрощения конструкции ротора, снижает пазовое рассеяние в роторе (что повышает  $\cos \varphi$  двигателя), утолщает спинку ротора (из-за чего снижается степень ее насыщения, а также появляется возможность увеличения механической жесткости вала).

2. Нет необходимости выполнять электродвигатель с повышенным скольжением, снижающим его КПД.

3. Снижение до разумного предела числа пар полюсов способствует улучшению его коэффициента мощности, а также массогабаритных показателей.

4. Более качественная изоляция обмоток за счет применения обмоточного провода с двухслойной нагревостойкой изоляцией и изоляционных материалов, рассчитанных на более высокие напряжения (в пределах до двукратных значений).

5. Особое внимание должно быть обращено на двигатели, работающие в режимах частых пусков и торможений.

6. Работа при пониженных частотах требует снижения активного сопротивления ротора, при повышенных частотах – уменьшения индуктивных сопротивлений как ротора, так и статора.

7. Двигатели требуют других обмоточных данных. Применение новых схем обмоток на статоре (с улучшенным гармоническим составом МДС и пониженным дифференциальным рассеянием) позволяет повысить  $\cos \varphi$  и снизить потери в двигателе.

8. Конструкция роторов должна соответствовать каждому конкретному виду регулирования. Возможные конструктивные решения: отказ от скоса пазов ротора; увеличенное число пазов ротора; увеличенное число пазов ротора и статора; увеличенный (на 5-7 %) магнитный поток машины за счет изменения обмоточных данных.

9. При широких диапазонах регулирования двигатели должны быть снабжены принудительной вентиляцией.

10. Для высокоточных и высокомоментных приводов в двигатели должны встраиваться импульсные датчики скорости (энкодеры).

11. Система привода, содержащая двигатель и преобразователь частоты, должна быть рассчитана и спроектирована для конкретного технологического агрегата. Особенно это важно для механизмов, реализующих сложные траектории движения.

12. Конструкция двигателя и вся система привода должна предусматривать меры по снижению магнитного шума.

13. Для двигателей мощностью более 100 кВт должны применяться изолированные подшипники (устранение подшипниковых токов).

## **7 Обзор современных серий преобразователей частоты**

### **7.1 Преобразователи частоты фирмы Siemens**

Существуют различные модели, от компактного Micromaster Vector мощностью 120 Вт, до Midimaster Vector мощностью 75 кВт.

Векторное управление без датчиков позволяет инвертору определить требуемые изменения выходного напряжения и частоты для поддержания необходимой скорости вращения двигателя, обеспечивая улучшенное управление потокосцеплением.

Микропроцессорное управление и специальный метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ) обеспечивает тихую работу двигателя. Система защиты инвертора и двигателя обеспечена различными защитными функциями.

Особенности:

- высокий стартовый момент и высокая точность регулирования скорости двигателя при векторном управлении;

- управление технологическим процессом с замкнутой обратной связью при помощи PID функции управления;

- ряд доступных изменению параметров позволяет инверторам конфигурироваться для практически любого применения;
- встроенный тормоз постоянного тока. Встроенный тормозной ключ для внешнего резистора;

## 7.2 Преобразователи частоты фирмы Schneider Electric

Преобразователи частоты для асинхронных двигателей “Altivar 38”, “Altivar 71”.

Серия преобразователей Altivar 38 – диапазон мощностей преобразователей при частоте сети 50-60 Гц для насосных и вентиляторных агрегатов.

Особенности:

- векторное управление потоком в разомкнутой системе;
  - при переходных процессах момент составляет 110 % номинального момента двигателя в течении 60 с;
  - количество функций – 44;
  - количество аналоговых входов/выходов – 2-3/1-2;
  - количество дискретных входов – 4-6;
  - количество дискретных выходов – 1-2;
  - количество релейных выходов – 0-1;
  - дополнительные карты – карта переключения насосов; карты расширения входов/выходов; программируемая карта встроенного контроллера.
- Серия преобразователей ATV 71 (выпускается взамен серии Altivar 58) может использоваться в промышленности в технологических комплексах, требующих момента и точности на очень низкой скорости.

Диапазон мощностей при частоте сети 50-60 Гц составляет от 0.37 до 500 кВт.

Особенности:

- векторное управление потоком в разомкнутой и замкнутой системе, закон напряжение/частота (2 или 5 точек), система адаптации мощности;
- при переходных процессах 220% номинального момента двигателя в течении 2 с, 170% в течении 60 с;

- количество аналоговых входов/выходов – 2-4/1-3;
- количество дискретных входов – 6-20;
- количество дискретных выходов – 0-8;
- количество релейных выходов – 2-4;
- коммутационная связь – встроенная ModBus и CANopen;
- дополнительные карты – интерфейсные карты импульсного датчика;
- карты расширения входов/выходов;
- программируемая карта встроенного контроллера.

### **7.3 Преобразователи частоты фирмы «Omron»**

#### **7.3.1 Регулятор частоты SYSDRIVE, серия 3G3PV**

Регуляторы класса 400V имеют диапазон максимально допустимой выходной мощности асинхронного двигателя (0,4-160)кВт.

Общие характеристики серии:

- метод управления – синусоидальное ШИМ-регулирование АЧХ;
- диапазон регулирования скорости – 1:40;
- точность регулирования скорости – 2-3 %;
- разрешение регулирования частоты:
- цифровые установки = 0,01 Гц;
- аналоговые установки = 0,05/50 Гц (10 бит без знака);
- предельная мощность и максимальный ток – 120 % от номинального выходного тока в течении минуты;
- время ускорения и замедления – 0-6000 с;
- основные функции управления:
- перезапуск при сбое питания;
- верхний и нижний пределы установок частоты;
- коррекция вращающего момента; торможение постоянным током;
- PID-регулирование; регулирование энергосбережения;
- связь RS-422/485 (соответствует протоколу ModBus, макс 19,2 kbit/s);

- защитные функции – защита двигателя при помощи электронно-теплого реле перегрузки; остановка при перегорании предохранителя; защита при перегреве радиатора при помощи термистора.

### 7.3.2 Частотный преобразователь SYSDRIVE, серии 3G3FV

Инвертор SYSDRIVE 3G3FV является преобразователем широкого применения, обеспечивающим полное векторное управление, базирующееся на передовой логике регулирования. Функция автоматической настройки облегчает процесс векторного управления. Дисплей цифрового пульта управления представляет собой 2-х строчный жидкокристаллический индикатор, содержащий 16 символов в каждой строке. Устанавливаемые параметры и контролируемые величины легко воспринимаются с первого взгляда, обеспечивая ощущение взаимодействия в процессе управления.

Диапазон мощностей двигателей, управляемых инверторами этой серии от 0.4 до 185 кВт.

Инвертор работает в следующих 4-х режимах регулирования:

- векторное управление с разомкнутой обратной связью;
- векторное управление по потоку с датчиком обратной связи (кодером);
- вольт-частотное управление без датчика;
- вольт-частотное управление с датчиком.

### 7.3.3 Частотный преобразователь модели 3G3MV-A4022

- Наименование серии: **3G3MV [8]**;
- Тип установки: **A**;
- Класс напряжения: **4 (400В)**;
- Максимально допустимая мощность двигателя: **2,2 кВт**.

### 7.3.3.1 *Достоинства преобразователя частоты*

1. Инвертор 3G3MV является первым компактным инвертором OMRON со встроенной функцией разомкнутого векторного управления, который гарантирует момент вращения на выходе, составляющий 150% от номинального момента вращения двигателя при выходной частоте 1 Гц. Обеспечивает более стабильное вращение на низких частотах, чем у любых инверторов подобного типа. Более того, инвертор 3G3MV подавляет колебания, вызываемые нагрузкой. Включает полностью автоматическую функцию усиления момента вращения, которая делает более мощной работу двигателя при вольт-частотном (U/f) управлении. Имеет высокоскоростную функцию ограничения тока, подавляющую превышение тока, вызванное высоким моментом вращения, и гарантирующую плавную работу двигателя.

2. Регулятор ЧАСТОТЫ в Цифровом Пульте Управления (ЦПУ) позволяет легко выполнить операцию регулирования. По умолчанию принимается режим функционирования согласно заводским настройкам регулятора ЧАСТОТЫ.

3. Цифровой Пульт Управления имеет функцию копирования параметров, гарантирующую легкое изменение параметров.

4. Обеспечивается легкость технического обслуживания. Охлаждающий вентилятор легко заменяется. Срок службы вентилятора может быть увеличен, если включать его только при работающем инверторе.

5. Имеется встроенный управляющий транзистор. Инвертор будет обеспечивать более эффективное управление при подключении внешнего тормозного резистора.

6. Имеет встроенную цепь защиты от бросков тока, которая предотвращает плавление контактов на блоке питания.

### 7.3.3.2 *Совместимость с интерфейсами CompoBus/D и RS-422/485*

1. Поддерживает обмен по RS-422 и RS-485, согласующийся с Протоколом обмена MODBUS, что делает возможным легко строить сети с исполь-

зованием макрофункций Протокола или с использованием Блока ASCII, установленного в программируемый контроллер OMRON семейства SYSMAC. Протокол обмена MODBUS является торговой маркой фирмы AEG Schneider Automation.

2. Подключается к блоку обмена 3G3MV-PDRT1-SINV сети CompoBus/D. Инвертору 3G3MV доступны функции удаленного ввода/вывода в сети CompoBus/D, которые гарантируют легкий обмен, как при стандартном вводе/выводе. Более того, обмен по CompoBus/D соответствует обмену по протоколу DeviceNet для открытых сетей, что позволяет создавать сети, в которых могут сосуществовать устройства других компаний.

#### *7.3.3.3 Подключение различных сигналов ввода/вывода*

Подключаются различные сигналы ввода/вывода для широкого диапазона применений:

- аналоговый вход напряжения: от 0 до 10 V;
- аналоговый вход тока: от 4 до 20 mA или от 0 до 20 mA;
- вход импульсного управления: от 0.1 до 33.0 kHz (задается параметром);
- многофункциональный аналоговый выход или выход импульсного управления, выбираемый в качестве выхода слежения.

#### *7.3.3.4 Подавление Гармоник*

Подключается реактор постоянного тока к внутреннему источнику постоянного тока, который подавляет гармоники более эффективно, чем соответствующие реакторы переменного тока.

Дальнейшее совершенствование процесса подавления гармоник возможно при комбинированном использовании реакторов постоянного и переменного тока.

### 7.3.3.5 *Настройка режима управления (n002)*

Инвертор 3G3MV работает в векторном или в вольт-частотном режиме управления, выбираемом в соответствии с требованиями к приводу производственного механизма. Эти два режима имеют следующие характеристики:

#### **1. Векторный режим управления (параметр n002 равен 1)**

Инвертор в векторном режиме управления вычисляет вектор переменных двигателя. Затем при выходной частоте 1 Гц обеспечивает выходной момент

вращения двигателя равным 150 % номинального. Векторное управление дает более мощное управление двигателем, чем вольт-частотное управление и позволяет демпфировать колебания скорости при изменении нагрузки. Обычно Инвертор устанавливается в этот режим.

#### **2. Вольт-частотный режим управления (параметр n002 равен 0)**

Этот режим, который используется стандартными инверторами общего применения, хорошо согласуется при замене стандартной модели на инвертор 3G3MV, так как инвертор в этом режиме может работать без учета констант двигателя. Более того, к инвертору в этом режиме работы можно подключать несколько двигателей или специализированный двигатель типа высокоскоростного.

## **8 Сервисные функции в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе**

Практически все современные частотно-регулируемые электроприводы имеют базовую совокупность сервисных функций, связанных с управлением, программированием и диагностированием технического состояния электропривода.

Управление электроприводом реализуется с помощью блоков ввода и вывода, встроенных пультов панелей управления и внутреннего микропроцессорного блока [10, 11].

Блок ввода обеспечивает согласование по уровню и аналого-цифровое преобразование сигналов, поступающих с клемм управления. Как правило, предусматривается два аналоговых входа, запрограммированных для сигналов по напряжению или по току. По одному из них поступает основной сигнал управления электроприводом, по другому - сигналы с датчиков регулируемых технологических переменных (скорости, перемещения, давления, температуры и т.п.). Питание датчиков возможно от источника постоянного напряжения, дополнительно встроенного в преобразователь частоты. Предусматриваются также цифровые и релейные входы для управления от внешних реле или контакторов, а также от внешнего промышленного контроллера через один из портов дискретных входов или по последовательному каналу связи RS-485.

Блок вывода обеспечивает цифро-аналоговое преобразование и вывод на внешние клеммы, как правило, двух программно выбранных сигналов системы управления электроприводом для их индикации и измерения. Блок имеет также релейные выходы для управления внешними реле и контакторами

Пульты панели управления могут быть как стационарной, так и съемной конструкций. Обычно они содержат две группы клавиш: программирования и выбора индицируемых параметров, а также клавиш управления приводом – "Пуск", "Стоп", "Реверс", "Толчок". В простейших пультах используются светодиодные и знаковые четырехразрядные дисплеи на семисегментных индикаторах, в наиболее совершенных пультах – индикаторы дисплейного типа с 2 – 6 строками (до 21 символа в строке), отражающие не только символы, но и текстовую информацию. Как правило, пульта управления имеют последовательный порт для подключения внешнего персонального компьютера.

Внутренний микропроцессорный блок, содержащий специализированные высокопроизводительные микроконтроллеры, обеспечивает программирование и реализацию основных функций управления электроприводом. К их числу относятся: формирование управляющих воздействий, обеспечивающих задание частоты и амплитуды напряжения на обмотках статора

АД; плавный пуск и торможение двигателя с заданным темпом; реверс скорости электродвигателя; стабилизация скорости, регулирование и ограничение момента электродвигателя; ограничение максимального значения выходной частоты, напряжения и заданного тока преобразователя частоты; регулирование и стабилизация технологической переменной (перемещения, давления, уровня, температуры и т.п.) при наличии ее датчика; самозапуск преобразователя после кратковременного снижения или отключения напряжения питающей сети электропривода; диагностирование технического состояния электропривода; предупредительная сигнализация и защита электропривода при превышении максимальных тока, напряжения, температурного перегрева его элементов; экстренное торможение двигателя при аварийных режимах в электроприводе.

На рисунке 8.1. представлены функциональные блоки системы управления электроприводом серии Simover Masterdrives VC, формирующие сигналы задания скорости электродвигателя. Здесь внешний аналоговый сигнал

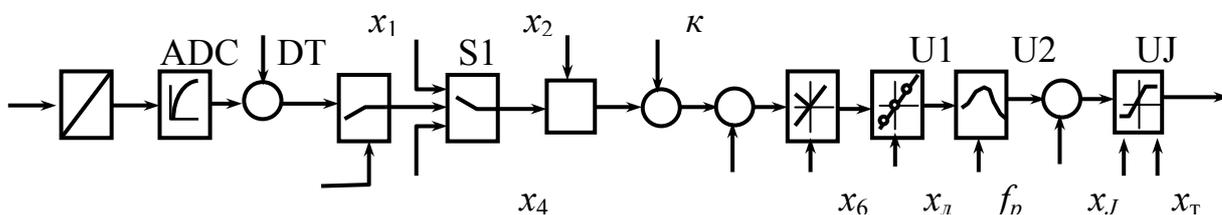


Рисунок 8.1 - Управляющие воздействия системы ПЧ-АД

управления  $x_{13}$  с выхода аналого-цифрового преобразователя ADC поступает на вход цифрового инерционного фильтра DT для фильтрации возможных помех в управляющем сигнале. Постоянная времени фильтра устанавливается программно.

Выходной сигнал DT после суммирования с сигналом коррекции  $\pm x_1$ , обеспечивающим при необходимости смещение по уровню входного сигнала управления  $x_{13}$ , поступает на вход переключателя S1. С его помощью выбирается канал управления по основному либо полностью аналогичному ему второму аналоговому входу сигнала управления  $x_{23}$ . Переключателем S2 определяется сигнал, по которому будет управляться электропривод: либо от

внешнего аналогового входа (сигналов  $x_{13}$ ,  $x_{23}$ ), либо от клавиш встроенного пульта управления, когда сигнал управления  $x_2$  будет задаваться от цифрового мотор-потенциометра с ограниченным темпом изменения сигнала или когда сигнал управления  $x_4$  будет задаваться со стороны специальных программных команд. Выбранный сигнал на выходе S2 может корректироваться умножением на коэффициент  $k$  и дополнительным суммированием с постоянным сигналом  $\pm x_5$ . Результирующий сигнал может вновь суммироваться с сигналом  $x_6$ , поступающим с дополнительного канала управления, куда могут поступать как сигналы управления  $x_{13}$ ,  $x_{23}$ , так и другие программно установленные постоянные сигналы управления.

В блоке U1 кодом логических сигналов  $x_{11}$  выбирается тип регулировочной характеристики, обеспечивающей передачу сигнала управления без изменения, либо выделяющей его модуль. В блоке U2 возможно исключить задание тех частот выходного напряжения преобразователя частоты  $f_p$ , при которых в технологических установках могут возникать резонансные явления.

В задатчике интенсивности UJ набором команд  $x_{12}$  формируется темп линейного или S-образного изменения сигнала управления электроприводом во времени. Предусматривается независимый выбор темпа при увеличении и уменьшении сигнала управления. Выходной сигнал UJ суммируется с сигналом  $x_7$ , обеспечивающим толчковый режим задания сигнала управления электроприводом. Максимальный уровень результирующего сигнала управления  $x_f$  ограничивается сигналами  $q_1$  и  $q_2$  блока ограничения UQ.

Для контроля прохождения сигналов по каналу управления в нем предусматриваются дополнительные ключи, размыкающие цепи управления и позволяющие корректировать значения сигналов без опасения, что они попадут на вход управления силовой части электропривода и вызовут неблагоприятные режимы его работы.

Программирование режимов работы электропривода связано, как правило, с применением специальных программных блоков с набором параметров, ориентированных на стандартные функции электропривода. Выбор уровня меню параметров определяется на стадии ввода электропривода в

эксплуатацию. Часто он ограничен лишь выходом в меню, где вводятся номинальные данные (напряжение, частота, ток, скорость, число пар полюсов, КПД,  $\cos\phi$ ) АД и необходимые ограничения переменных электропривода при эксплуатации. Если заводские установки в программном обеспечении не соответствуют технологическим требованиям и условиям работы электропривода, то используются меню, где программируются каналы управляющих воздействий, структуры управления (замкнутые по току, скорости, с векторным управлением скоростью или момента и т.п.), параметры регуляторов системы управления, выполняется подключение дополнительных функциональных блоков и т.п.

Высокая процессорная мощность микроконтроллеров, применяемых в системах управления электроприводом, обеспечила функции диагностирования его технического состояния и защиты элементов при аварийных режимах в электроприводе. При этом в качестве диагностических признаков, характеризующих неисправность электропривода, определяются не дефекты отдельных его элементов, а вызванные ими функциональные отклонения в работе электропривода.

Ниже дан перечень функциональных дефектов в силовых цепях и цепях управления, регистрируемых в наиболее совершенных частотно-регулируемых электроприводах.

**В силовых цепях** электропривода фиксируются:

- отсутствие в любой из трех фаз сетевого напряжения питания электропривода;

- недопустимая асимметрия напряжений питания электропривода; превышение по отношению к допустимому сетевого напряжения питания электропривода

- недопустимо низкий уровень сопротивления изоляции силовых цепей электропривода относительно земли;

- превышение максимально допустимого тока в сети питания и цепях нагрузки преобразователя частоты;

- перенапряжение в промежуточном звене постоянного тока (на входе инвертора) преобразователя частоты;

- низкое напряжение в промежуточном звене постоянного тока преобразователя частоты;
- превышение времени подзаряда конденсатора выходного фильтра звена постоянного тока преобразователя частоты до минимально допустимого на его выходе напряжения;
- недопустимая асимметрия токов по фазам двигателя;
- уменьшение ниже допустимого магнитного потока двигателя (для систем с векторным управлением);
- превышение критического скольжения асинхронного двигателя;
- отсутствие "беглого" включения двигателя, когда после кратковременного отключения напряжения питания преобразователя двигатель с вращающимся валом (без датчика скорости) повторно до полной остановки не включается;
- модулирующая частота коммутации силовых полупроводниковых ключей преобразователя частоты не соответствует инициализированным параметрам двигателя;
- пробой силового полупроводникового элемента преобразователя;
- превышение максимально допустимого напряжения на силовом полупроводниковом элементе преобразователя;
- превышение допустимой температуры перехода силового полупроводникового элемента (тиристора, транзистора) преобразователя;
- превышение допустимой температуры электродвигателя;
- превышение допустимого температурного интеграла  $I^2t$  в силовых цепях двигателя (превышение времени стоянки двигателя под током);
- превышение допустимой частоты вращения электродвигателя;
- несоответствие между заданным и действительным значениями частоты вращения электродвигателя.

**В системе управления электроприводом фиксируются:**

- отклонение от допустимых напряжений питания элементов управления (превышение или снижение напряжений);
- обрыв входных цепей управления;

- ошибка при определении действительного значения контролируемых переменных электропривода;
- наличие внешней помехи на входах системы управления (превышение допустимых значений сигналов управления, появление бинарных сигналов на аналоговых входах);
- ошибка при записи номинальных и предельно допустимых параметров электропривода;
- несовпадение версий программного обеспечения микропроцессорной системы управления электроприводом и внешних программируемых контроллеров;
- превышение времени расчета команд управления (ограничено модулирующей частотой системы управления);
- ошибка при инициализации внешних микроконтроллеров, подключаемых к системе управления;
- ошибка при передаче или приеме информации со стороны внешней микропроцессорной системы управления;
- прерывание измерений переменных электропривода из-за внешнего недопустимого вмешательства в систему управления;
- ошибка при оптимизации параметров регуляторов системы управления (появление неустойчивости системы регулирования, несоответствие между реальными и выставленными ограничениями переменных);
- ошибка в инициализации типа датчика скорости (аналогового или импульсного);
- ошибка в сигнале обратной связи от импульсного датчика скорости (отсутствие сигнала, отсутствие сигнала одного шага, ошибочная настройка коэффициента усиления, несоответствие числа импульсов на оборот)
- превышено максимально допустимое значение производной скорости двигателя по времени (ограничено временем обработки информации в контурах регулирования, отнесенным к частоте выходного напряжения преобразователя);
- ошибки в определении параметров двигателя при его идентификации в состоянии покоя или вращения.

- ошибка при записи в память устройства индикации технического состояния электропривода (дефект ячейки диагностирования);

В зависимости от степени влияния отмеченных функциональных отклонений на работоспособность электропривода сигнал об их появлении может иметь либо предупреждающий характер, либо действует на устройства защиты и аварийное отключение электропривода.

## **9 Выбор преобразователя частоты**

### **9.1 Общие положения**

9.1.1 Для качественной работы частотно регулируемого привода необходимо, прежде всего, правильно выбрать мощность приводного двигателя [2, 3].

9.1.2 Для оценки верности выбора мощности преобразователя частоты необходимо получить количественные данные по каждому из нижеперечисленных пунктов:

- может ли быть получен необходимый пусковой момент?
- возможно ли ускорение за указанное время?
- возможно ли торможение за указанное время?

9.1.3 Асинхронный двигатель при питании от сети способен развивать пусковой момент до 300 % от номинального. При работе с инвертором той же мощности пусковой момент обычно составляет от 150 до 200 % от номинального. Следовательно, в некоторых случаях может потребоваться увеличение мощности преобразователя частоты или инвертора и двигателя:

- когда, ориентируясь на выбранный двигатель, требуется пусковой момент 150 % и выше;
- когда пусковой ток превышает ток защиты от перегрузки (например, 150 % в течении 2-х минут в преобразователе частоты VF-A7 фирмы Тошиба);
- когда требуется высокое быстродействие (малое время ускорения).

## 9.2 Расчет времени ускорения и торможения

### 9.2.1 Время ускорения $t_a$ .

Выражение для  $t_a$  обычно используют при расчете времени ускорения двигателя. Время ускорения для преобразователя должно быть больше, чем  $t_a$  (устанавливается вводом параметра).

$$t_a = \frac{(J_{дв} + J_{нагр}) \times \Delta n}{9,56 \times (\alpha \times M_{ном} - M_{нагр})} \text{ (с)},$$

где  $J_{дв}$  – момент инерции двигателя, кгм<sup>2</sup>;

$J_{нагр}$  – момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя, кгм<sup>2</sup>;

$\Delta n$  - разница в скорости до и после ускорения, об/мин;

$M_{ном}$  – номинальный момент двигателя, Нм;

$M_{нагр}$  – момент сопротивления нагрузки, Нм;

$\alpha$  - перегрузка по моменту, создаваемая преобразователем частоты (1,2 – 1,5 для  $U/f = \text{const}$  управления, 1,5 – 2,0 для векторного управления)

Если  $t_a \leq 0$  в уравнении, то мощности двигателя недостаточна.

Если  $t_a$  требуется уменьшить, то необходимо увеличить мощность двигателя и, соответственно, мощность преобразователя.

Если время ускорения преобразователя меньше  $t_a$  двигателя, возможно срабатывание защиты от перегрузки по току.

### 9.2.2 Время торможения $t_b$

Выражение для  $t_b$  обычно используют при расчете времени ускорения двигателя. Время ускорения для преобразователя должно быть больше, чем  $t_b$  (устанавливается вводом параметра).

$$t_b = \frac{(J_{дв} + J_{нагр}) \times \Delta n}{9,56 \times (\beta \times M_{ном} + M_{нагр})} \text{ (с)},$$

где  $\beta$  - коэффициент, равный: (0,1-0,3) без тормозного резистора; 0,8 – при использовании стандартного тормозного резистора; (1,0-1,5) – при использовании тормозного резистора с минимальным допустимым сопротивлением.

Если время торможения для преобразователя установлено меньше  $t_b$  двигателя, действительное время торможения может быть больше, чем время торможения  $t_b$  или возможно срабатывание защиты от перенапряжения.

### **9.3 Процедура выбора мощности преобразователя**

При выборе мощности инвертора следует подтвердить соответствие каждого значения спецификации двигателя возможностям преобразователя:

- момент нагрузки;
- момент инерции;
- момент ускорения;
- момент торможения.

При выборе преобразователя частоты учитывают:

- входное напряжение преобразователя;
- число входных фаз преобразователя;
- напряжение питания двигателя;
- мощность двигателя.

Следует учесть, что при использовании низкоскоростных двигателей (например, вентиляторов) повышенные токи двигателя потребуют выбора мощности преобразователя на 1-2 габарита больше мощности двигателя.

Примеры расчетов характеристик и выбора преобразователей можно найти в специальной литературе [3].

## 10 Выбор асинхронного двигателя для частотно-регулируемого привода

Традиционные методики расчета мощности двигателей общепромышленных установок исходят из известных нагрузочных диаграмм и выбора серийного асинхронного двигателя, рассчитанного на работу от промышленной сети. Для регулируемого по скорости привода переменного тока традиционные методики не учитывают особенности работы современных вентильных преобразователей [13].

В документации на серийные электродвигатели приводятся данные только для номинальных режимов. Если же рассматривать весь предел регулирования скорости, то необходимо учитывать особенности взаимодействия двигателя с преобразователем, что усложняет задачу разработки и эксплуатации электропривода. Так, в приводах со скалярным управлением в области низких частот из-за уменьшения индуктивного сопротивления статора при весьма малого активного сопротивления резко возрастает нестабильность поддержания тока статора, а следовательно, и момента, что особенно негативно сказывается в частотно-регулируемых приводах грузоподъемных средств (лифтов, кранов, талей, лебедок), рольгангов и транспортных средств [9]. В области частот выше номинальных магнитный поток машины уменьшается не прямо пропорционально частоте, а гораздо интенсивнее за счет увеличения индуктивности статора.

На практике эти трудности обычно пытаются преодолеть, завышая установленную мощность двигателей и преобразователей частоты, что в целом удорожает электропривод.

Перспективным является применение специальных двигателей, дающих большой эффект благодаря снижению стоимости привода, повышению качества технологического процесса и повышению надежности системы в целом.

Для следящих электроприводов, например, станков с ЧПУ задача выбора мощности двигателя выглядит сложнее из-за существенного влияния динамических показателей двигателя и особенностей работы рабочего органа

на качество процессов в электроприводе и в большинстве случаев ее решение неоднозначно. Процедура выбора силового оборудования сопровождается оптимизацией его по каким-либо критериям, которые позволяют получить наилучшие качественные показатели электропривода при работе в определенных условиях.

Например, для приводов подач станков с ЧПУ параметры двигателя должны удовлетворять следующим неравенствам [13]:

$$M_{\text{дв.мах}} \geq M_{\text{стат}} + M_{\text{дин}};$$

$$M_{\text{ном}} \geq M_{\text{стат}};$$

$$M_{\text{быстр.ход}} \geq M_{\text{мах.скор}};$$

$$n_{\text{мах}} \geq n_{\text{быстр.ход}}.$$

Если предварительно выбранный двигатель не удовлетворяет хотя бы одному из приведенных неравенств, то надо выбрать двигатель большего габарита и повторить расчет.

## 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.-272с.
- 2 Руководство по применению инвертора. Toshiba Schneider Inverter Corporation 2003.
- 3 Инструкция по применению инвертора. Меры по борьбе с шумами инвертора. Toshiba Schneider Inverter Corporation. - М., 2004.
- 4 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.-304с.
- 5 Радимов, С.Н. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Учебное пособие для слушателей курсов повышения квалификации, студентов направлений подготовки «Электротехника и электротехнологии», «Электромеханика». Одесса, 2007.
- 6 Козярук, А.Е., Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / Электротехника. 2005. №9.
- 7 Козаченко, В.В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / Московский энергетический институт.
- 8 Многофункциональный компактный инвертор OMRON серии SYSDRIVE 3G3MV. Руководство пользователя.
- 9 Макаров, Л.Н., Ястреба, С.В. Особенности работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе частотного регулирования / Электротехника. 2007. №11.
- 10 Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации: учеб. пособие для студ. вузов / М.П.Белов, О.И. Зементов, А.Е. Козярук и др.; под ред. В.А.Новикова, Л.М.Чернигова.- М.: Изд. Центр «Академия», 2006. – 368с.

11 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. МЭИ, 2002. – 696с.

12 Электропривод асинхронный глубокорегулируемый комплектный «Размер 2М – 5 - 21». Техническое описание. [Б.М.], 1988. – 43с.

13 Лебедев, А.М. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. М.: Энергоатомиздат, 1988. 223с.

14 Электропривод асинхронный глубокорегулируемый комплектный «Размер 2М-5-21». Руководство по эксплуатации. [Б.М.], 1988. – 76с.

15 Трехфазный привод. Основы. Руководство пользователя продукции КЕВ.