МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

ЧУЕВ ПАВЕЛ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ

РАЗРАБОТКА СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ПРИВОДАМИ НА БАЗЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ СИГНАЛЬНЫХ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
КОЗАЧЕНКО В.Ф.

Москва, 2002 г.

Содержание

Введение 7

Глава 1. Обоснование структуры системы векторного управления асинхронным двигателем и методики её синтеза 10

1.1. Математическое описание в относительных единицах 11

1.1.1. Обоснование применения относительного представления переменных и параметров 11

1.1.2. Выбор системы базовых величин 12

1.1.3. Переход от математического описания в физических единицах к математическому описанию в о.е. 14

1.2 Фазные преобразования переменных 17

1.3. Схемы замещения АД 22

1.3.1. Схема замещения для динамического режима 22

1.3.2. Схема замещения для статического режима 24

1.3.3. Г-образная схема замещения 25

1.4. Статические механические характеристики АД при различных способах частотного управления 29

1.4.1. Принципы частотного управления АД 29

1.4.2. Общее выражение электромагнитного момента 29

1.4.3. Регулирование скорости с постоянством u_s^*/f^* (вывод уравнений по Г-обр. схеме замещения) 32

1.4.4. Регулирование скорости с постоянством u_s^*/f^* (вывод уравнений по Т-обр. схеме замещения) 34

1.4.5. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления статора ψ_s^* 37

1.4.6. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления намагничивания ψ_μ^* 39

1.4.7. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления ротора ψ_r^* 41

1.4.8. Сравнительный анализ различных принципов частотного управления АД 42
1.5. Выбор системы координат для реализации математической модели АД 48
1.5.1. Общие положения 48
1.5.2. Модель АД в координатах (α,β) 49
1.5.3. Модель АД в координатах (d,q) 51
1.5.4. Модель АД в координатах (x,y) 54
1.5.5. Сравнительный анализ математических моделей АД в различных системах координат 59
1.6. Теоретическая структура СВУ АД 61
1.7. Синтез регуляторов 63
1.8. Вывод уравнений ПМХ при управлении с постоянством ψ_r^* 70
1.9. Моделирование системы векторного управления в среде MATLAB 75
1.9.1. Модель теоретической структуры СВУ АД 75
1.9.2. Исследование модели 77
1.10. Базовая структура СВУ АД 83
1.11. Результаты и выводы 84
Глава 2. Синтез аппаратных средств для реализации систем векторного управления АД на базе DSP - микроконтроллера 87
2.1. Основные требования к архитектуре контроллера для систем векторного управления АД 87
2.2. Обзор существующих микроконтроллеров для управления двигателями. Выбор центрального микропроцессора. 90
2.3. Разработка контроллеров для систем векторного управления асинхронными приводами 97
2.3.1. Контроллер МК9.1 97
2.3.2. Контроллер МК11.3 101
2.4. Результаты и выводы 107
Глава 3. Разработка алгоритмов усовершенствованной векторной ШИМ для систем векторного управления 109
3.1. Основные принципы векторной ШИМ 109

3.1.1. Базовые вектора 109
3.1.2. Выходное напряжение инвертора с векторной ШИМ 113
3.1.3. Нормирование напряжений и расчёт скважностей базовых векторов 115
3.2. Коррекция выходного напряжения инвертора по напряжению звена постоянного тока 117
3.3. Блок векторной ШИМ процессора TMS3240F241 119
3.3.1. Устройство блока векторной ШИМ..... 119
3.3.2. Алгоритм работы блока формирования вектора 121
3.3.3. Приведение рассчитанных скважностей к периоду ШИМ..... 124
3.4. Векторная ШИМ с шестью секторами 125
3.5. Определение сектора и скважностей базовых векторов..... 132
3.6. Ограничение вектора заданного напряжения 135
3.6.1. Коллинеарное ограничение вектора на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения 136
3.6.2. Коллинеарное ограничение вектора на предельном выходном уровне ПЧ..... 137
3.6.3. Достоинства и недостатки коллинеарного ограничения 139
3.6.4. Ограничение вектора на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения с сохранением величины составляющей u_x 139
3.6.5. Ограничение вектора на предельном выходном уровне ПЧ с сохранением величины составляющей u_x 141
3.6.6. Достоинства и недостатки ограничения с сохранением величины составляющей u_x 146
3.7. Снижение влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора 147
3.7.1. Аналитическая оценка влияния мёртвого времени..... 147
3.7.2. Экспериментальная оценка влияния мёртвого времени..... 157
3.7.3. Зоны фазовой нечувствительности 157
3.7.4. Способы снижения влияния мёртвого времени..... 158
3.7.3. Векторная ШИМ на базе синусоидальной центрированной ШИМ 160
3.7.6. Векторная ШИМ с 12 секторами..... 161

3.7.7. Векторная ШИМ с 12 секторами на базе синусоидальной центрированной ШИМ 165
3.7.8. Сравнение различных алгоритмов векторной ШИМ по критерию влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора 165
3.8. Результаты и выводы 165
Глава 4. Разработка модульного программного обеспечения СВУ АД 167
4.1. Использование модульного принципа организации ПО СВУ АД 167
4.2.Модуль векторной ШИМ 172
4.3. Модуль определения электрического угла положения ротора 179
4.4. Модуль определения электрической скорости 181
4.5. Модуль ПИ-регулятора 185
4.6. Рекомендации по выбору ИДП 187
4.7. Результаты и выводы 188
Глава 5. Экспериментальные исследования опытно-промышленных образцов ПЧ с СВУ. Применения. 189
5.1. Оптимизация базовой структуры системы векторного управления АД 189
5.2. Экспериментальные исследования СВУ 199
5.2.1. Краткое описание экспериментального стенда 199
5.2.2. Результаты экспериментов 201
5.3. Разработка системы параметрического поддержания натяжения кабеля 220
5.3.1. Постановка задачи 220
5.3.2. Разработка математического описания системы параметрического поддержания натяжения кабеля 222
5.4. Результаты и выводы 224
Заключение 226
Список использованной литературы 228
Приложение 1. Параметры экспериментального двигателя 4А100L6У3 и системы управления 231
Приложение 2. Сводная таблица расчета параметров двигателей и СВУ для АД серии 4А 238

Приложение 3. Структурные блоки имитационной модели СВУ, реализованной в среде MATLAB 245
Приложение 4. Расчёт параметров системы поддержания натяжения кабеля 251
Приложение 5. Список принятых сокращений 254

Введение

Общеизвестно, что наиболее простыми, надёжными и дешёвыми электродвигателями являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (АД)*. Однако при всех своих достоинствах АД имеют весомый недостаток – сложность управления. Поэтому, несмотря на их широкое распространение, применялись они преимущественно в нерегулируемых электроприводах (ЭП), либо в ЭП с невысокими требованиями к качеству регулирования. Несмотря на то, что математическая модель АД как объекта управления известна довольно давно (ставшая классической система “Трансвектор”[1] была запатентована ещё в 1969 г.), её практическое воплощение было затруднено ввиду существенной сложности и большого объёма математических вычислений в реальном времени. Следует отметить, что если задача регулирования скорости асинхронного ЭП решалась сравнительно простыми методами с приемлемой точностью, то регулирование момента АД простыми методами практически невозможно. Конечно, такие системы существуют, но они реализуются на аналоговой технике [28], либо на базе цифровых микросхем малой и средней степени интеграции, что позволяет реализовать лишь предельно упрощённые алгоритмы управления моментом, которые позволяют добиться лишь низкого качества регулирования, обуславливает конструктивную громоздкость и ограниченную функциональность таких систем. С развитием микропроцессорной техники с функциями прямого цифрового управления силовыми ключами, а также силовой электроники задача построения точных систем управления скоростью и моментом АД стала реализуемой.

На сегодняшний день в мире выпускается большое количество преобразователей частоты (ПЧ), предназначенных для управления АД. Причём управление осуществляется по различным алгоритмам, включая как самые простые (скалярное управление), так и наиболее сложные и точные (векторное управление, векторное бездатчиковое управление). Однако по понятным причинам эти ПЧ не находят массового применения в отечественной промышленности – они достаточно дороги, их обслуживание

---

* Список принятых в диссертации обозначений приведён в приложении 5

также дорого, а обслуживание собственными силами затруднено, либо невозможно, при этом они представляют собой законченные устройства неизменной конфигурации, и, несмотря на наличие микропроцессорной системы управления, программное изменение конфигурации невозможно, алгоритмы управления закрыты от потребителя. Поэтому до сих пор в отечественной промышленности работает большое количество регулируемых ЭП на базе двигателей постоянного тока (ДПТ), которые имеют серьёзные недостатки и жёсткие ограничения по условиям применения. Во всём мире привода на базе ДПТ постепенно вытесняются и заменяются на другие типы приводов, причём многие из них заменяются асинхронным приводом, который на сегодняшнем уровне развития преобразовательной и управляющей микропроцессорной техники ничуть не уступает по качеству регулирования приводу постоянного тока, а зачастую и превосходит его.

Таким образом, на сегодняшний день задача разработки и внедрения качественных систем управления скоростью и моментом асинхронного привода, каковыми являются системы векторного управления, является весьма важной. Отечественная преобразовательная техника уже сделала большой шаг вперёд и в настоящее время уже существуют автономные ПЧ, которые производятся серийно и пригодны для создания систем векторного управления. Среди таких ПЧ можно выделить серию ПЧ "Универсал", разработанных на кафедре АЭП МЭИ [14,15]. Однако серийных ПЧ отечественного производства со встроенными системами векторного управления АД на сегодняшний день не существует. Для реализации систем векторного управления АД требуется разработка аппаратных средств в виде высокопроизводительных контроллеров с микропроцессорным ядром, а также программного обеспечения (ПО), реализующего требуемые алгоритмы управления и модель АД в реальном времени.

Известно большое количество вариантов построения математической модели АД и структур систем векторного управления АД. На сегодняшний день существует большое количество работ, посвящённых данной теме, среди которых можно выделить труды В.И.Ключева [1], Р.Т.Шрейнера [4], А.Д.Поздеева [12], В.А.Мищенко. Математический аппарат для системы векторного управления достаточно проработан, однако он не систематизирован, требует оптимизации и адаптации для реализации на базе специализированных микропроцессоров.

Всё изложенное выше определяет актуальность работы со следующей целью.

Цель работы: Разработка и техническая реализация программно-аппаратных средств для систем векторного управления асинхронным двигателем на базе промышленного ПЧ.

Для достижения указанной цели в работе поставлены и решены следующие **задачи**:

1) Анализ перспективных структур систем векторного управления. Выбор структуры, оптимальной по критерию реализуемости на базе сигнальных микроконтроллеров для управления двигателями.

2) Разработка методики синтеза систем векторного управления асинхронными двигателями.

3) Разработка модели системы векторного управления в среде MATLAB. Проверка методики синтеза.

4) Разработка аппаратных средств систем цифрового векторного управления асинхронным двигателем на базе ПЧ "Универсал".

5) Разработка специальных алгоритмов и программного обеспечения для реализации ШИМ базовых векторов.

6) Разработка алгоритмов и модульной структуры программного обеспечения для систем векторного управления АД.

7) Техническая реализация и экспериментальные исследования разработанной системы управления асинхронным приводом на базе ПЧ "Универсал" мощностью 2,2 кВт и 15 кВт.

Глава 1. Обоснование структуры системы векторного управления асинхронным двигателем и методики её синтеза

В настоящей главе представлено описание универсального подхода к разработке математического описания АД и системы управления – использования относительного представления переменных. Показаны преимущества такого подхода, обосновано дальнейшее его применение. Рассмотрены различные принципы фазных преобразований, на основании чего выбран принцип, позволяющий сохранить относительные и базовые значения переменных при преобразованиях.

Рассмотрены основные законы частотного управления АД, дана их классификация. Получены аналитические выражения для статических механических характеристик АД при различных законах частотного управления, дан их сравнительный анализ, выбран оптимальный закон управления. Классификация законов частотного управления производится на основании схемы замещения АД для динамического режима, а выражения для статических механических характеристик выводятся на основании схемы замещения для установившегося режима.

Произведён сравнительный анализ моделей АД и измерителей потокосцепления ротора в различных системах координат с целью выбора модели, наиболее подходящей для реализации на базе микропроцессора. На основании выбранной модели синтезирована теоретическая структура СВУ АД. Произведён синтез регуляторов в контурах токов из условия максимального быстродействия в системе, дискретной по времени. Рассмотрен вопрос об ограничениях, накладываемых на момент и скорость привода реальным запасом напряжения на звене постоянного тока (ЗПТ).

Теоретическая структура смоделирована в среде MATLAB с целью проверки правильности синтеза системы, расчёта её параметров и коэффициентов регуляторов, а также правильности вывода уравнений ПМХ.

Представлена базовая, оптимизированная структура системы векторного управления АД.

1.1. Математическое описание в относительных единицах

1.1.1. Обоснование применения относительного представления переменных и параметров

При разработке математического описания АД и системы управления, как показано в [2, 4], все переменные и параметры электропривода удобно представлять в относительных единицах (о.е.). Такое представление обеспечивает, по сравнению с описанием в физических единицах, следующие преимущества.

1) Принцип перехода от абсолютных величин к относительным заключается в том, что все переменные и параметры модели выражаются в долях от соответствующих базовых величин. Например, если за базовые величины выбраны *номинальные* значения каких-либо переменных, то по относительным значениям переменных легче однозначно оценить условия, в которых работает система. Например, если производится пуск двигателя с относительным значением момента, равным 2.0, то ясно, что производится пуск с моментом, равным двум номинальным моментам, или с двукратной перегрузкой по моменту. При этом, если указать физическое значение момента (например, 100 Н·м), то для получения той же информации о степени перегрузки двигателя потребуется знать его номинальный момент, а для этого потребуется обратиться к справочной информации, и с её помощью этот номинальный момент рассчитать.

2) При разработке математического описания в о.е. результаты аналитического исследования модели системы электропривода, а также её имитационного моделирования могут быть гораздо проще распространены на двигатели широкого ряда мощностей. При изменении мощности электрических машин относительные значения их параметров (например, постоянные времени) изменяются в гораздо меньшей степени, чем их абсолютные характеристики (см. табл. П2.1). Это позволяет обобщать и распространять результаты, полученные для одной конкретной машины, на отрезок серии, или на всю серию машин, и даже на машины близких серий.

Для обобщения результатов имитационного моделирования удобно в относительном виде представлять также и время.

3) Поскольку настоящая работа посвящена разработке и реализации системы управления АД на базе управляющего микропроцессора, то в качестве наиболее важ-

ного преимущества перехода к о.е. следует указать следующее обстоятельство. Переменные и параметры, представленные в о.е., удобно представлять в процессорах с фиксированной точкой. Дело в том, что при математических расчётах с фиксированной точкой необходимо знать диапазон изменения любой из представленных величин, что значительно упрощается благодаря математическому описанию в о.е. Применение относительных единиц позволяет минимизировать изменение ПО системы управления приводом при его адаптации к двигателю иной мощности.

1.1.2. Выбор системы базовых величин

Задача выбора системы базовых величин нетривиальна. В принципе, базовые величины могут выбираться достаточно произвольно, из любых соображений, часто из специфических требований, определяемых конкретной реализацией разрабатываемой системы. В данной работе система базовых величин была выбрана исходя из следующих соображений.

1) Система базовых величин должна характеризовать номинальный режим работы двигателя.

2) Удобно, чтобы система базовых величин была *непротиворечивой*, т.е. содержала бы некоторое количество (минимально возможное) основных величин, а остальные базовые величины были бы производными от основных. Такая система базовых величин позволяет получить наиболее простое математическое описание, по форме аналогичное описанию в абсолютных единицах.

Следует отметить, что рассматриваемая в работе модель системы управления включает в себя переход от трёхфазной системы координат к двухфазной (*фазные преобразования*). В общем случае в результате такого перехода относительные значения переменных при сохранении базы могут изменяться, и для сохранения единообразия математического описания может потребоваться изменение базовых значений. Как будет показано ниже, в настоящей работе принят такой принцип фазных преобразований, при котором мгновенные значения электрических координат системы (токов, напряжений, потокосцеплений) не изменяются, т.е. справедливо условие:

$$x_Y = x_L, \qquad (1.1)$$

где x_Y – мгновенное значение электрической переменной в трёхфазной системе координат;

x_L – мгновенное значение переменной в двухфазной системе координат.

Ниже приводится принятая в данной работе система базовых величин (в [4] такая система базовых величин названа *"системой базовых величин с ориентацией на переменные цепей статора и полную мощность машины"*).

1. Основные базовые величины

1.1. Базовое значение для напряжений:

$$U_б = \sqrt{2} \cdot U_{ф\ ном}, \tag{1.2}$$

где $U_{ф\ ном}$ – номинальное фазное значение напряжения двигателя.

1.2. Базовое значение для токов:

$$I_б = \sqrt{2} \cdot I_{ф\ ном}, \tag{1.3}$$

где $I_{ф\ ном}$ – номинальное фазное значение тока двигателя.

1.3. Базовое значение для угловых частот и электрических скоростей:

$$\Omega_б = 2\pi \cdot f_{ном}, \tag{1.4}$$

где $f_{ном}$ – номинальная частота питающей сети двигателя.

1.4. Базовое значение для электрических углов:

$$\Theta_б = 2\pi. \tag{1.5}$$

2. Производные базовые величины

2.1. Базовое значение для сопротивлений:

$$Z_б = \frac{U_б}{I_б}. \tag{1.6}$$

2.2. Базовое значение для потокосцеплений:

$$\Psi_б = \frac{U_б}{\Omega_б}. \tag{1.7}$$

2.3. Базовое значение для индуктивностей:

$$L_б = \frac{\Psi_б}{I_б}. \tag{1.8}$$

2.4. Базовое значение для мощностей:

$$P_{б} = \frac{3}{2} \cdot U_{б} \cdot I_{б}. \qquad (1.9)$$

2.5. Базовое значение для механических угловых скоростей:

$$\Omega_{\text{мех б}} = \frac{\Omega_{б}}{p_{п}}, \qquad (1.10)$$

где $p_{п}$ – число пар полюсов двигателя.

2.6. Базовое значение для моментов:

$$M_{б} = \frac{P_{б}}{\Omega_{\text{мех б}}}. \qquad (1.11)$$

2.7. Базовое значение для времени:

$$T_{б} = \frac{1}{\Omega_{б}}. \qquad (1.12)$$

2.8. Базовое значение для моментов инерции:

$$J_{б} = \frac{M_{б} \cdot p_{п}}{\Omega_{б}^{2}}. \qquad (1.13)$$

1.1.3. Переход от математического описания в физических единицах к математическому описанию в о.е.

Согласно [1] уравнения динамической механической характеристики (ДМХ) для двухфазной модели электрической машины в обобщенных координатах (u,v) в комплексной форме выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \dfrac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j \cdot \bar{\psi}_s \cdot \omega_k \\ \bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + \dfrac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j \cdot \bar{\psi}_r \cdot (\omega_k - \omega_{эл}) \\ \bar{\psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + L_m \cdot \bar{i}_r \\ \bar{\psi}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + L_m \cdot \bar{i}_s \\ M = \dfrac{3}{2} \cdot p_{п} \cdot L_m \cdot \mathrm{Im}\left(\bar{i}_s, \bar{i}_r'\right), \end{cases} \qquad (1.14)$$

где u_s, u_r – напряжения соответственно статора и ротора двигателя (для АД с короткозамкнутым ротором $u_r = 0$);

i_s, i_r – токи соответственно статора и ротора двигателя;

ψ_s, ψ_r – потокосцепления соответственно статора и ротора двигателя;

L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и намагничивания двигателя;

$\omega_{эл}$ – электрическая скорость вращения ротора двигателя;

ω_k – скорость вращения двухфазной системы координат, в которой описывается модель АД;

M – электромагнитный момент двигателя;

$p_п$ – число пар полюсов двигателя.

Коэффициент $\frac{3}{2}$ в выражении для момента нужен для того, чтобы обеспечить равенство моментов реальной трёхфазной машины и её двухфазной модели при переходе к двухфазной модели с условием постоянства мгновенных значений электрических переменных (см. табл. 1.1).

Покажем, как производится переход от физических единиц к относительным на примере уравнений динамической механической характеристики (ДМХ) (1.14) и основного уравнения движения электропривода.

Заменим в каждом уравнении системы (1.14) каждую переменную на произведение относительной записи этой переменной на её базовое значение.

$$\begin{cases} \bar{u}_s^* \cdot U_б = R_s^* \cdot Z_б \cdot \bar{i}_s^* \cdot I_б + \dfrac{\Psi_б}{T_б} \cdot \dfrac{d\bar{\psi}_s^*}{d\tau} + j \cdot \bar{\psi}_s^* \cdot \Psi_б \cdot \omega_k^* \cdot \Omega_б \\ \bar{u}_r^* \cdot U_б = R_r^* \cdot Z_б \cdot \bar{i}_r^* \cdot I_б + \dfrac{\Psi_б}{T_б} \cdot \dfrac{d\bar{\psi}_r^*}{d\tau} + j \cdot \bar{\psi}_r^* \cdot \Psi_б \cdot \left(\omega_k^* - \omega_{эл}^*\right) \cdot \Omega_б \\ \bar{\psi}_s^* \cdot \Psi_б = L_s^* \cdot L_б \cdot \bar{i}_s^* \cdot I_б + L_m^* \cdot L_б \cdot \bar{i}_r^* \cdot I_б \\ \bar{\psi}_r^* \cdot \Psi_б = L_r^* \cdot L_б \cdot \bar{i}_r^* \cdot I_б + L_m^* \cdot L_б \cdot \bar{i}_s^* \cdot I_б \\ \mu \cdot M_б = \dfrac{3}{2} \cdot p_п \cdot L_m^* \cdot L_б \cdot \mathrm{Im}\left(\bar{i}_s^*, \bar{i}_r^{*\prime}\right) \cdot I_б^2 , \end{cases} \qquad (1.15)$$

Все переменные в относительном виде обозначаются так же, как и их абсолютные значения, но с верхним индексом "*", за исключением:

– μ – относительное значение момента;

– τ – относительное значение времени.

Ввиду того, что принятая система базовых величин непротиворечива, все базовые значения в правых и левых частях уравнений сократятся, в чём можно убедиться, воспользовавшись формулами (1.2) – (1.13). Система (1.15) примет вид:

$$\begin{cases} \bar{u}_s^* = R_s^* \cdot \bar{i}_s^* + \dfrac{d\bar{\psi}_s^*}{d\tau} + j \cdot \bar{\psi}_s^* \cdot \omega_k^* \\ \bar{u}_r^* = R_r^* \cdot \bar{i}_r^* + \dfrac{d\bar{\psi}_r^*}{d\tau} + j \cdot \bar{\psi}_r^* \cdot \left(\omega_k^* - \omega_{эл}^*\right) \\ \bar{\psi}_s^* = L_s^* \cdot \bar{i}_s^* + L_m^* \cdot \bar{i}_r^* \\ \bar{\psi}_r^* = L_r^* \cdot \bar{i}_r^* + L_m^* \cdot \bar{i}_s^* \\ \mu = L_m^* \cdot \mathrm{Im}\left(\bar{i}_s^*, \bar{i}_r^{*\prime}\right). \end{cases} \tag{1.16}$$

Основное уравнение движения привода [1]:

$$M - M_c = J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_{мех}}{dt}, \tag{1.17}$$

или

$$M - M_c = k_J \cdot J_{дв} \cdot \frac{d\omega_{мех}}{dt}, \tag{1.18}$$

где k_J – кратность суммарного момента инерции по отношению к моменту инерции двигателя;

$J_{дв}$ – момент инерции ротора двигателя.

M_c – статический момент сопротивления на валу двигателя;

$\omega_{мех}$ – механическая угловая скорость двигателя.

Заменим в уравнении (1.18) каждую переменную на произведение относительной записи этой переменной на базовое значение:

$$\left(\mu - \mu_c\right) \cdot M_б = k_J \cdot J_{дв}^* \cdot J_б \cdot \frac{\Omega_{б\,мех}}{T_б} \cdot \frac{d\omega_{эл}^*}{d\tau}, \tag{1.19}$$

Аналогично предыдущему случаю, с учётом (1.10) – (1.13) уравнение (1.19) примет вид:

$$\mu - \mu_c = k_J \cdot J_{дв}^* \cdot \frac{d\omega_{эл}^*}{d\tau}, \tag{1.20}$$

1.2 Фазные преобразования переменных

Получим формулы для преобразования переменных электрической машины из трёхфазной системы в двухфазную. Рассмотрим реальную трёхфазную машину и её двухфазную математическую модель. Пространственную ось “α” двухфазной машины сонаправим (произвольно) с пространственной осью “a” трёхфазной машины, как показано на рис. 1.1. Плоскость координат (α,β) удобно также рассматривать как комплексную плоскость.

Как известно [5], для получения равномерного вращающегося магнитного поля трёхфазная машина должна питаться от симметричной трёхфазной системы напряжений вида:

$$\begin{cases} u_a = U_{mY} \sin \omega t \\ u_b = U_{mY} \sin(\omega t + 120^o) \\ u_c = U_{mY} \sin(\omega t - 120^o), \end{cases} \qquad (1.21)$$

где U_{mY} – амплитуда фазного напряжения для трёхфазной системы.

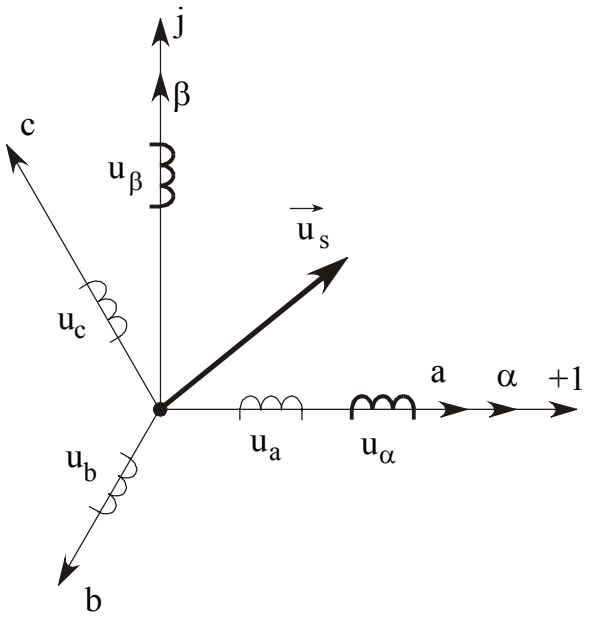


Рис. 1.1. Статорные обмотки трёхфазной машины и её двухфазной модели и пространственный вектор напряжения

В двухфазной машине напряжения, приложенные к её обмоткам, должны быть равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на 90°:

$$\begin{cases} u_\alpha = U_{mL} \sin \omega t \\ u_\beta = U_{mL} \sin(\omega t + 90^o) = u_{mL} \cos \omega t \,, \end{cases} \tag{1.22}$$

где U_{mL} – амплитуда фазного напряжения для двухфазной системы.

Рассмотрим три различных условия фазного перехода.

1) Инвариантность пространственного вектора напряжения в статоре.

Наиболее очевиден вывод формул фазных преобразований из условия равенства пространственных вращающихся векторов напряжения в статоре. Пусть в статоре машины создан вращающийся вектор напряжения $\bar{u}_s$. Тогда можно записать (в векторной форме):

$$\bar{u}_s = u_\alpha + u_\beta \cdot e^{j \cdot 90°} = u_a + u_b \cdot e^{j \cdot 120°} + u_c \cdot e^{-j \cdot 120°} \tag{1.23}$$

Спроецируем это уравнение на оси (+1,j):

$$\begin{cases} \mathrm{Re}(\bar{u}_s) = u_\alpha = u_a + u_b \cdot \cos 120° + u_c \cdot \cos(-120°) \\ \mathrm{Im}(\bar{u}_s) = u_\beta = u_a + u_b \cdot \sin 120° + u_c \cdot \sin(-120°), \end{cases} \tag{1.24}$$

откуда

$$\begin{cases} u_\alpha = u_a - \dfrac{1}{2} u_b - \dfrac{1}{2} u_c \\ u_\beta = \dfrac{\sqrt{3}}{2} u_b - \dfrac{\sqrt{3}}{2} u_c \,. \end{cases} \tag{1.25}$$

Для упрощения формы записи (1.25) исключим из него напряжение фазы "c" – u_c. Как известно, для симметричной трёхфазной системы напряжений, описываемой системой (1.21) справедливо соотношение:

$$u_a + u_b + u_c = 0 \,. \tag{1.26}$$

Выразим из (1.26) напряжение u_c и подставим в уравнения (1.25). После несложных преобразований получим:

$$\begin{cases} u_\alpha = \dfrac{3}{2} u_a \\ u_\beta = \dfrac{\sqrt{3}}{2} u_a + \sqrt{3} u_b \,. \end{cases} \tag{1.27}$$

По этим же формулам преобразовываются токи и потокосцепления. Первое уравнение системы (1.27) описывает правило преобразования мгновенных значений электрических переменных в сонаправленных обмотках:

$$x_L = \frac{3}{2} \cdot x_Y . \qquad (1.28)$$

Отметим, что в процессе фазных преобразований фазы пространственных векторов и электрических переменных в сонаправленных обмотках не изменяются. Поэтому можно использовать понятие *коэффициента фазных преобразований* $k_ф$ – коэффициента пропорциональности между мгновенным значением переменной в двухфазной и в трёхфазной системе, который при данном условии фазного перехода равен:

$$k_ф = \frac{3}{2}. \qquad (1.29)$$

Рассмотрим, как изменяются при таком фазном переходе мощность и момент машины. Согласно [5] комплексное значение полной электрической мощности трёхфазной машины (при условии синусоидальности процессов и симметрии фаз) выражается как:

$$\overline{S}_Y = 3 \cdot U_Y \cdot I_Y \cdot e^{j\varphi}, \qquad (1.30)$$

где U_Y, I_Y – действующие значения соответственно фазного напряжения и тока в трёхфазной электрической машине;

φ – фазовый сдвиг между фазными токами и напряжениями.

Для двухфазной машины, также при условии симметрии фаз, полная мощность равна:

$$\overline{S}_L = 2 \cdot U_L \cdot I_L \cdot e^{j\varphi}, \qquad (1.31)$$

где U_L, I_L – действующие значения соответственно фазного напряжения и тока в двухфазной электрической машине.

С учётом (1.29) из (1.30) и (1.31) нетрудно получить:

$$\overline{S}_L = \frac{3}{2} \cdot \overline{S}_Y . \qquad (1.32)$$

Для активных мощностей и для моментов справедливы соотношения, аналогичные (1.32):

$$P_L = \frac{3}{2} \cdot P_Y , \tag{1.33}$$

$$M_L = \frac{3}{2} \cdot M_Y , \tag{1.34}$$

где P_L, M_L – соответственно активная мощность и момент в двухфазной системе;

P_Y, M_Y – соответственно активная мощность и момент в трёхфазной системе.

2) Инвариантность полной мощности

Условие инвариантности полной мощности:

$$\overline{S}_Y = \overline{S}_L \ . \tag{1.35}$$

Если учесть, как говорилось выше, что при фазных преобразованиях фазы электрических величин не изменяются, и токи и напряжения преобразуются с одинаковыми коэффициентами, т.е.

$$\begin{cases} U_L = k_ф \cdot U_Y \\ I_L = k_ф \cdot I_Y , \end{cases} \tag{1.36}$$

то, с учётом (1.36), (1.30) и (1.31) на основании (1.35) нетрудно получить:

$$k_ф = \sqrt{\frac{3}{2}} \tag{1.37}$$

С учётом того, что действующие значения преобразуются так же, как и мгновенные, получим правило преобразования мгновенных значений электрических переменных:

$$x_L = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot x_Y . \tag{1.38}$$

Тогда, поделив оба уравнения (1.27) на $\sqrt{\frac{3}{2}}$, получим:

$$\begin{cases} u_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot u_a \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot u_a + \sqrt{2} \cdot u_b \end{cases} \tag{1.39}$$

3) Инвариантность мгновенных значений электрических величин

Это условие записывается согласно (1.1) как:

$x_L = x_Y$.

Тогда коэффициент фазных преобразований будет равен

$$k_ф = 1. \tag{1.40}$$

Поделив оба уравнения (1.27) на $\frac{3}{2}$, получим:

$$\begin{cases} u_\alpha = u_a \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_a + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot u_b \end{cases}. \tag{1.41}$$

Эти уравнения фазных преобразований и применяются в данной системе.

Рассмотрим, как изменяются при таком фазном переходе мощность и момент машины. Из (1.30) и (1.31) с учётом (1.40) нетрудно получить:

$$\overline{S}_L = \frac{2}{3} \cdot \overline{S}_Y. \tag{1.42}$$

Для активных мощностей и для моментов справедливы соотношения, аналогичные (1.42):

$$P_L = \frac{2}{3} \cdot P_Y; \tag{1.43}$$

$$M_L = \frac{2}{3} \cdot M_Y. \tag{1.44}$$

Отсюда следует, что при выборе данного условия фазного преобразования относительные значения переменных при сохранении базиса в двухфазной и трёхфазной системах останутся одинаковыми, однако значения мощности и момента изменятся в 2/3 раза, что следует учитывать при составлении математического описания.

В табл. 1.1 приведена сводка формул фазных преобразований в общем виде для различных условий фазного перехода.

Таблица 1.1

Условие	u,i,ψ	P	M
1. Инвариантность пространственных векторов	$\begin{cases} x_\alpha = \frac{3}{2}\cdot x_a \\ x_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot x_a + \sqrt{3}\cdot x_b \end{cases}$	$P_L = \frac{3}{2}\cdot P_Y$	$M_L = \frac{3}{2}\cdot M_Y$
2. Инвариантность мощностей	$\begin{cases} x_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}\cdot x_a \\ x_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot x_a + \sqrt{2}\cdot x_b \end{cases}$	$P_L = P_Y$	$M_L = M_Y$
3. Инвариантность мгновенных значений	$\begin{cases} x_\alpha = x_a \\ x_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot x_a + \frac{2}{\sqrt{3}}\cdot x_b \end{cases}$	$P_L = \frac{2}{3}\cdot P_Y$	$M_L = \frac{2}{3}\cdot M_Y$

1.3. Схемы замещения АД

1.3.1. Схема замещения для динамического режима

Динамические механические характеристики АД в относительных единицах описываются системой уравнений (1.16):

$$\begin{cases} \overline{u}_s^* = \overline{i}_s^* \cdot R_s^* + \dfrac{d\overline{\psi}_s^*}{d\tau} + j\cdot\overline{\psi}_s^*\cdot\omega_{0\,эл}^* \\ \overline{u}_r^* = 0 = \overline{i}_r^* \cdot R_r^* + \dfrac{d\overline{\psi}_r^*}{d\tau} + j\cdot\overline{\psi}_r^*\cdot\left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right) \end{cases}, \tag{1.45}$$

$$\begin{cases} \overline{\psi}_s^* = L_s^*\cdot\overline{i}_s^* + L_m^*\cdot\overline{i}_r^* \\ \overline{\psi}_r^* = L_r^*\cdot\overline{i}_r^* + L_m^*\cdot\overline{i}_s^* \end{cases}, \tag{1.46}$$

$$\mu = L_m^*\cdot \mathrm{Im}\left(\overline{i}_s^*\cdot\overline{i}_r^{*\prime}\right). \tag{1.47}$$

Введём понятие *тока намагничивания* машины:

$$\overline{i}_\mu^* \overset{def}{=} \overline{i}_s^* + \overline{i}_r^*, \tag{1.48}$$

Подставив ток ротора из (1.46) в систему (1.45) получим:

$$\begin{cases} \overline{\psi}_s^* = L_{s\sigma}^* \cdot \overline{i}_s^* + L_m^* \cdot \overline{i}_\mu^* \\ \overline{\psi}_r^* = L_{r\sigma}^* \cdot \overline{i}_r^* + L_m^* \cdot \overline{i}_\mu^* \end{cases}, \tag{1.49}$$

где $L_{s\sigma}^*$ и $L_{r\sigma}^*$ – индуктивности рассеяния соответственно статора и ротора:

$$\begin{cases} L_{s\sigma}^* = L_s^* - L_m^* \\ L_{r\sigma}^* = L_r^* - L_m^* \end{cases} \tag{1.50}$$

Продифференцировав систему (1.49) по относительному времени и подставив полученные производные потокосцеплений в систему (1.45), получим:

$$\begin{cases} \overline{u}_s^* = \overline{i}_s^* \cdot R_s^* + L_{s\sigma}^* \cdot \dfrac{d\overline{i}_s^*}{d\tau} + L_m^* \cdot \dfrac{d\overline{i}_\mu^*}{d\tau} + j \cdot \overline{\psi}_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \\ 0 = \overline{i}_r^* \cdot R_r^* + L_{r\sigma}^* \cdot \dfrac{d\overline{i}_r^*}{d\tau} + L_m^* \cdot \dfrac{d\overline{i}_\mu^*}{d\tau} + j \cdot \overline{\psi}_r^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right). \end{cases} \tag{1.51}$$

Уравнениям (1.51) соответствует схема замещения АД, представленная на рис. 1.2.

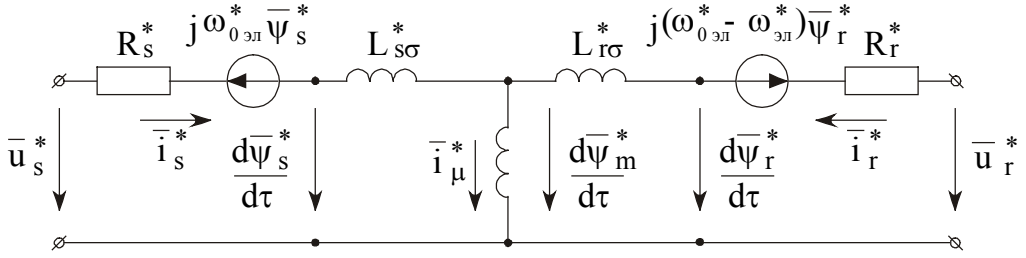


Рис. 1.2. Схема замещения АД для динамического режима

Введём дополнительные обозначения. Из системы (2.6) следует, что:

$$\begin{cases} L_s^* = L_m^* \cdot (1 + \sigma_s) \\ L_r^* = L_m^* \cdot (1 + \sigma_r) \end{cases}, \tag{1.52}$$

где σ_s и σ_r – *коэффициенты рассеяния* соответственно *статора* и *ротора*:

$$\begin{cases} \sigma_s = \dfrac{L_{s\sigma}^*}{L_m^*} \\ \sigma_r = \dfrac{L_{r\sigma}^*}{L_m^*} \end{cases}. \tag{1.53}$$

Введём также понятие *общего коэффициента рассеяния* σ:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^{*2}}{L_s^* \cdot L_r^*}, \tag{1.54}$$

или через индуктивные сопротивления:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^{*2}}{x_s^* \cdot x_r^*}. \tag{1.55}$$

1.3.2. Схема замещения для статического режима

Для работы в установившемся режиме справедливы условия:

$$\begin{cases} \dfrac{d\overline{\psi}_s^*}{d\tau} = 0 \\ \dfrac{d\overline{\psi}_r^*}{d\tau} = 0 . \end{cases} \tag{1.56}$$

С учётом (1.56) система (1.45) принимает вид:

$$\begin{cases} \overline{u}_s^* = \overline{i}_s^* \cdot R_s^* + j \cdot \overline{\psi}_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \\ 0 = \overline{i}_r^* \cdot R_r^* + j \cdot \overline{\psi}_r^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right). \end{cases} \tag{1.57}$$

Подставим в (1.57) выражения для потокосцеплений из (1.49):

$$\begin{cases} \overline{u}_s^* = \overline{i}_s^* \cdot \left(R_s^* + j \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot L_{s\sigma}^*\right) + j \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot L_m^* \cdot \overline{i}_\mu^* \\ 0 = \overline{i}_r^* \cdot \left(R_r^* + j \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right) \cdot L_{r\sigma}^*\right) + j \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right) \cdot L_m^* \cdot \overline{i}_\mu^* . \end{cases} \tag{1.58}$$

В относительных единицах выражение для скольжения АД записывается следующим образом:

$$s = \frac{\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*}{\omega_{0\,эл}^*}. \tag{1.59}$$

Введём дополнительные обозначения:

$$\begin{cases} x_{s\sigma}^* = \omega_{0\,эл}^* \cdot L_{s\sigma}^* \\ x_{r\sigma}^* = \omega_{0\,эл}^* \cdot L_{r\sigma}^* \\ x_m^* = \omega_{0\,эл}^* \cdot L_m^* , \end{cases} \tag{1.60}$$

где:

– $x_{s\sigma}^*$ – индуктивное сопротивление рассеяния ротора;

– $x_{r\sigma}^*$ – индуктивное сопротивление рассеяния статора;

– x_m^* – индуктивное сопротивление намагничивания.

Перепишем (1.58) с учётом (1.59) и (1.60):

$$\begin{cases} \bar{u}_s^* = \bar{i}_s^* \cdot \left(R_s^* + j \cdot x_{s\sigma}^*\right) + j \cdot x_m^* \cdot \bar{i}_\mu^* \\ 0 = \bar{i}_r^* \cdot \left(R_r^* + j \cdot s \cdot x_{r\sigma}^*\right) + j \cdot x_m^* \cdot s \cdot \bar{i}_\mu^* \end{cases}, \tag{1.61}$$

и, поделив обе части второго уравнения (1.61) на скольжение s, получим:

$$\begin{cases} \bar{u}_s^* = \bar{i}_s^* \cdot \left(R_s^* + j \cdot x_{s\sigma}^*\right) + j \cdot x_m^* \cdot \bar{i}_\mu^* \\ 0 = \bar{i}_r^* \cdot \left(\dfrac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^*\right) + j \cdot x_m^* \cdot \bar{i}_\mu^* \end{cases}. \tag{1.62}$$

Последний член в уравнениях системы (1.62) представляет собой ЭДС взаимоиндукции статора и ротора:

$$\bar{e}_s^* = \bar{e}_r^* = -j \cdot \bar{i}_\mu^* \cdot x_m^*. \tag{1.63}$$

Системе (1.62) соответствует схема замещения, представленная на рис. 1.3.

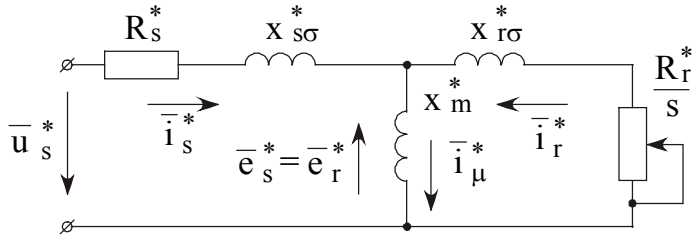


Рис. 1.3. Схема замещения АД для статического режима

Введём также понятие *частоты скольжения* или *скорости скольжения* ω_{sr}^*:

$$\omega_{sr}^* = \omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^* = s \cdot \omega_{0\,эл}^* \tag{1.64}$$

1.3.3. Г-образная схема замещения

В некоторых случаях Г-образная схема замещения АД является наиболее наглядной и удобной для использования. Кроме того, для расчёта параметров системы управления потребуется математический аппарат для перехода сначала от параметров Г-образной схемы замещения (которые приводятся в справочниках) к параметрам Т-образной схемы замещения, а затем уже к параметрам системы. Поэтому рассмотрим

кратко переход от Т-образной схемы замещения к Г-образной и принятые при этом допущения.

На рис. 1.4 представлена точная Г-образная схема замещения АД [3] с комплексными сопротивлениями, где $\overline{Z}_s^*$, $\overline{Z}_r^*$ и $\overline{Z}_m^*$ – соответственно комплексные сопротивления статора, ротора и намагничивания в Т-обр. схеме замещения. Сопротивление $R_{мех}^*$ равно:

$$R_{мех}^* = R_r^* \cdot \frac{1-s}{s}. \tag{1.65}$$

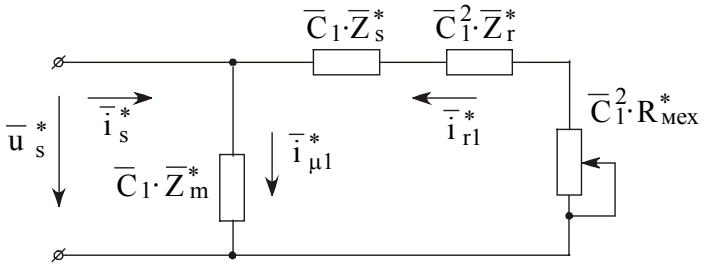


Рис. 1.4. Точная Г-образная схема замещения АД с комплексными сопротивлениями

Комплексный коэффициент $\overline{C}_1$ равен:

$$\overline{C}_1 = \frac{\overline{Z}_s^* + \overline{Z}_m^*}{\overline{Z}_m^*} = 1 + \frac{\overline{Z}_s^*}{\overline{Z}_m^*}. \tag{1.66}$$

На основании анализа параметров АД можно произвести некоторое упрощение Г-образной схемы замещения. Для АД в диапазоне мощностей от 0,25 до 160 кВт справедливы следующие диапазоны значений параметров (см. табл. П2.1):

$$\begin{cases} x_m^* = 1{,}2...5{,}2 \\ x_{s\sigma}^* \approx x_{r\sigma}^* = 0{,}049...0{,}3 \\ R_s^* \approx R_r^* = 0{,}012...0{,}23, \end{cases} \tag{1.67}$$

где меньшие значения параметров соответствуют двигателям большей мощности.

Раскроем выражение для $\overline{C}_1$ (пренебрегая потерями в стали):

$$\overline{C}_1 = \frac{\overline{Z}_s^* + \overline{Z}_m^*}{\overline{Z}_m^*} = \frac{R_s^* + j \cdot x_{s\sigma}^* + j \cdot x_m^*}{j \cdot x_m^*} \left| \begin{matrix} \cdot j \\ \cdot j \end{matrix} \right. = \frac{jR_s^* - x_{s\sigma}^* - x_m^*}{-x_m^*} = \frac{x_{s\sigma}^* + x_m^*}{x_m^*} - j\frac{R_s^*}{x_m^*}, \tag{1.68}$$

откуда:

$$\begin{cases} C_1 = \dfrac{\sqrt{\left(R_s^*\right)^2 + \left(x_{s\sigma}^* + x_m^*\right)^2}}{x_m^*} \\ \varphi_{c1} = \operatorname{arctg}\left(-\dfrac{R_s^*}{x_{s\sigma}^* + x_m^*} \right) \end{cases}. \qquad (1.69)$$

Подставим в (1.69) численные значения (1.67):

а) для двигателей большой мощности:

$$\begin{cases} C_1 = \dfrac{\sqrt{0{,}23^2 + (5{,}2 + 0{,}23)^2}}{0{,}23} = 1{,}06 \\ \varphi_{c1} = \operatorname{arctg}\left(-\dfrac{0{,}23}{0{,}3 + 5{,}2} \right) = -2{,}4^\circ \end{cases}; \qquad (1.70)$$

б) для двигателей малой мощности:

$$\begin{cases} C_1 = \dfrac{\sqrt{0{,}012^2 + (1{,}2 + 0{,}049)^2}}{1{,}2} = 1{,}04 \\ \varphi_{c1} = \operatorname{arctg}\left(-\dfrac{0{,}012}{0{,}049 + 1{,}2} \right) = -0{,}55^\circ \end{cases}. \qquad (1.71)$$

Исходя из полученных количественных оценок можно пренебречь мнимой составляющей коэффициента $\overline{C}_1$ и принять, что

$$C_1 \approx 1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}. \qquad (1.72)$$

Представим Г-образную схему замещения, как показано на рис. 1.5.

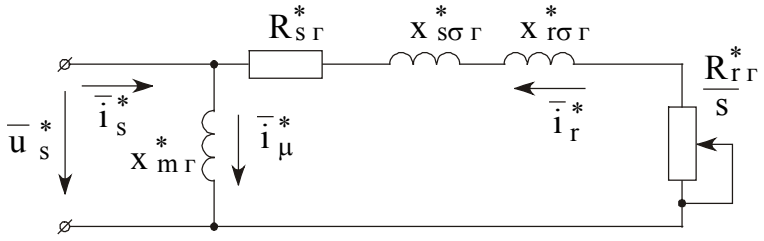


Рис. 1.5. Г-образная схема замещения АД

Параметры Г-образной схемы замещения выражаются через параметры Т-образной схемы замещения следующим образом:

$$\begin{cases} x^*_{m\,г} = C_1 \cdot x^*_m \\ R^*_{s\,г} = C_1 \cdot R^*_s \\ x^*_{s\sigma\,г} = C_1 \cdot x^*_{s\sigma} \\ R^*_{r\,г} = C_1^2 \cdot R^*_r \\ x^*_{r\sigma\,г} = C_1^2 \cdot x^*_{r\sigma}\,. \end{cases} \tag{1.73}$$

Примем ещё одно допущение:

$$x^*_{m\,г} \approx x^*_m. \tag{1.74}$$

Из третьего уравнения (1.73) получим:

$$x^*_{s\sigma\,г} = \left(1 + \frac{x^*_{s\sigma}}{x^*_m}\right) \cdot x^*_{s\sigma}. \tag{1.75}$$

Раскрыв уравнение (1.75) и решив относительно $x^*_{s\sigma}$, получим:

$$x^*_{s\sigma} = \frac{\sqrt{x^{*2}_m + 4 \cdot x^*_m \cdot x^*_{s\sigma\,г}} - x^*_m}{2}. \tag{1.76}$$

При переходе от параметров Г-образной схемы замещения, которые приводятся в справочниках, к параметрам Т-образной схемы сначала рассчитывается индуктивное сопротивление рассеяния статора $x^*_{s\sigma}$ согласно (1.76), затем коэффициент C_1 согласно (1.72), а затем остальные параметры схемы по формулам, вытекающим из (1.73):

$$R^*_s = \frac{1}{C_1} \cdot R^*_{s\,г}, \tag{1.77}$$

$$R^*_r = \frac{1}{C_1^2} \cdot R^*_{r\,г}, \tag{1.78}$$

$$x^*_{r\sigma} = \frac{1}{C_1^2} \cdot x^*_{r\sigma\,г}. \qquad (1.79)$$

1.4. Статические механические характеристики АД при различных способах частотного управления

1.4.1. Принципы частотного управления АД

Схема замещения АД, представленная на рис. 1.2, наглядно отражает различные принципы частотного управления.

1) Постоянство напряжения статора: $u^*_s = \text{const}$;

2) Постоянство потокосцепления статора: $\psi^*_s = \text{const}$;

3) Постоянство потокосцепления намагничивания: $\psi^*_\mu = \text{const}$;

4) Постоянство потокосцепления ротора: $\psi^*_r = \text{const}$.

Замечание: Как известно, принцип управления $u^*_s = \text{const}$ в чистом виде на практике неприменим, поэтому здесь под ним подразумевается принцип $\frac{u^*_s}{f^*} = \text{const}$, где f^* – относительное значение частоты напряжения статора. Отметим, что в о.е.

$$\omega^*_{0\,эл} = f^*. \qquad (1.80)$$

1.4.2. Общее выражение электромагнитного момента

Прежде, чем выводить аналитические выражения для механических характеристик, получим общую исходную формулу для электромагнитного момента АД. На рис. 1.6 представлен треугольник токов АД.

Из (1.47) с учётом рис. 1.6 получим:

$$\mu = L^*_m \cdot i^*_s \cdot i^*_r \cdot \sin(\varphi_s - \varphi_r). \qquad (1.81)$$

В выражении для момента удобно оставить только ток ротора. Поэтому потребуется выразить ток статора через ток ротора. Сделаем это отдельно для Т-образной и для Г-образной схемы замещения.

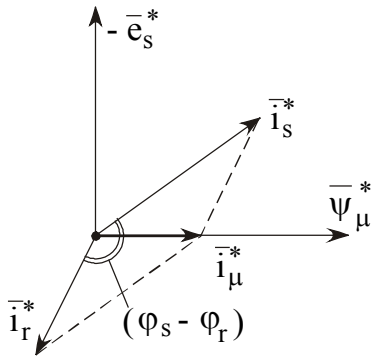


Рис. 1.6. Треугольник токов АД

а) Т-образная схема замещения

Для этой схемы (рис. 1.3), согласно 2-му и 1-му законам Кирхгофа, справедливы выражения:

$$\begin{cases} -j \cdot x_m^* \cdot \bar{i}_\mu^* = \left(\dfrac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^* \right) \cdot \bar{i}_r^* \\ \bar{i}_\mu^* = \bar{i}_s^* + \bar{i}_r^* \end{cases}, \tag{1.82}$$

откуда после несложных преобразований можно получить:

$$\bar{i}_s^* = -\bar{i}_r^* \cdot \frac{\dfrac{R_r^*}{s} + j \cdot x_r^*}{j \cdot x_m^*} = \bar{i}_r^* \cdot \left(j \cdot \frac{R_r^*}{s \cdot x_m^*} - \frac{x_r^*}{x_m^*} \right). \tag{1.83}$$

Из (1.83) нетрудно найти синус угла между векторами токов статора и ротора:

$$\sin(\varphi_s - \varphi_r) = \frac{\dfrac{R_r^*}{s}}{\sqrt{\left(\dfrac{R_r^*}{s} \right)^2 + \left(x_r^* \right)^2}}. \tag{1.84}$$

Перепишем выражение (1.83) для модулей:

$$i_s^* = i_r^* \cdot \frac{\sqrt{\left(\dfrac{R_r^*}{s} \right)^2 + \left(x_r^* \right)^2}}{x_m^*}. \tag{1.85}$$

Подставим выражения (1.84) и (1.85) в (1.81). После упрощения получим:

$$\mu = i_r^{*2} \cdot \frac{R_r^*}{s \cdot \omega_{0\,эл}^*}, \tag{1.86}$$

или через скорость скольжения (1.64):

$$\mu = i_r^{*2} \cdot \frac{R_r^*}{\omega_{sr}^*}. \tag{1.87}$$

б) Г-образная схема замещения

Для этой схемы (рис. 1.5), согласно 2-му и 1-му законам Кирхгофа, будут справедливы выражения:

$$\begin{cases} -j \cdot x_m^* \cdot \bar{i}_\mu^* = \left(R_s^* + \dfrac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{s\sigma}^* + j \cdot x_{r\sigma}^* \right) \cdot \bar{i}_r^* \\ \bar{i}_\mu^* = \bar{i}_s^* + \bar{i}_r^* \end{cases}, \tag{1.88}$$

откуда после несложных преобразований можно получить:

$$\bar{i}_s^* = \bar{i}_r^* \cdot \frac{R_s^* + \dfrac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{s\sigma}^* + j \cdot x_r^*}{-j \cdot x_m^*} = \bar{i}_r^* \cdot \left(j \cdot \left(\frac{R_s^*}{x_m^*} + j \cdot \frac{R_r^*}{s \cdot x_m^*} \right) - \left(\frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*} + \frac{x_r^*}{x_m^*} \right) \right) \tag{1.89}$$

Синус угла между векторами токов статора и ротора:

$$\sin(\varphi_s - \varphi_r) = \frac{\dfrac{R_r^*}{s}}{\sqrt{\left(R_s^* + \dfrac{R_r^*}{s} \right)^2 + \left(x_{s\sigma}^* + x_r^* \right)^2}}. \tag{1.90}$$

Перепишем выражение (1.89) для модулей:

$$i_s^* = i_r^* \cdot \frac{\sqrt{\left(R_s^* + \dfrac{R_r^*}{s} \right)^2 + \left(x_{s\sigma}^* + x_r^* \right)^2}}{x_m^*}. \tag{1.91}$$

Подставив выражения (1.90) и (1.91) в (1.81) после упрощений получим:

$$\mu = i_r^{*2} \cdot \frac{R_r^*}{s \cdot \omega_{0\,эл}^*}. \tag{1.92}$$

Это выражение полностью соответствует выражению для момента, полученному для Т-образной схемы (1.86). Таким образом выражения для электромагнитного мо-

мента АД (1.86) и (1.87) справедливы для обеих Т-образной и Г-образной схем замещения.

1.4.3. Регулирование скорости с постоянством u_s^*/f^* *(вывод уравнений по Г-обр. схеме замещения)*

Согласно Г-образной схеме замещения (рис. 1.5) можно записать:

$$\bar{i}_r^* = \frac{\bar{u}_s^*}{\left(R_s^* + \frac{R_r^*}{s}\right) + j\cdot\left(x_{s\sigma}^* + x_{r\sigma}^*\right)} = \frac{\bar{u}_s^*}{\left(R_s^* + \frac{R_r^*}{s}\right) + j\cdot x_к^*}, \tag{1.93}$$

где $x_к^*$ – реактивное сопротивление короткого замыкания:

$$x_к^* = x_{s\sigma}^* + x_{r\sigma}^* \tag{1.94}$$

Получим из (1.93) модуль вектора тока ротора:

$$i_r^* = \frac{u_s^*}{\sqrt{\left(R_s^* + \frac{R_r^*}{s}\right)^2 + x_к^{*2}}} \tag{1.95}$$

Подставим (1.95) в (1.86):

$$\mu = \frac{u_s^{*2}\cdot R_r^*}{s\cdot\omega_{0\,эл}^*\cdot\left[\left(R_s^* + \frac{R_r^*}{s}\right)^2 + x_к^{*2}\right]}. \tag{1.96}$$

Выражение (1.96) представляет собой формулу механической характеристики АД $\mu(s)$ при управлении по закону $u_s^*/f^* = \text{const}$ (полученную из Г-образной схемы замещения). Найдём точки экстремума этой кривой. Эти точки характеризуются значениями критического скольжения $s_{кр}$ и критического момента $\mu_{кр}$ и находятся из очевидного условия:

$$\frac{d\mu}{ds} = 0. \tag{1.97}$$

Опустим процедуру математических преобразований, приведём лишь конечный результат:

$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{\sqrt{R_r^{*2} + x_к^{*2}}}, \tag{1.98}$$

$$\mu_{кр} = \frac{u_s^{*2}}{2 \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left(R_s^* \pm \sqrt{R_s^{*2} + x_к^{*2}} \right)}. \tag{1.99}$$

Нетрудно также показать, что выражение для механической характеристики $\mu(s)$ можно привести к классическому виду, описываемому развёрнутой формулой Клосса [1]:

$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр} \cdot (1 \pm \varepsilon)}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} \pm 2 \cdot \varepsilon}, \tag{1.100}$$

где константа ε выражается как:

$$\varepsilon = \frac{R_s^*}{\sqrt{R_s^{*2} + x_к^{*2}}}. \tag{1.101}$$

Механические характеристики для этого случая представлены на рис. 1.7.

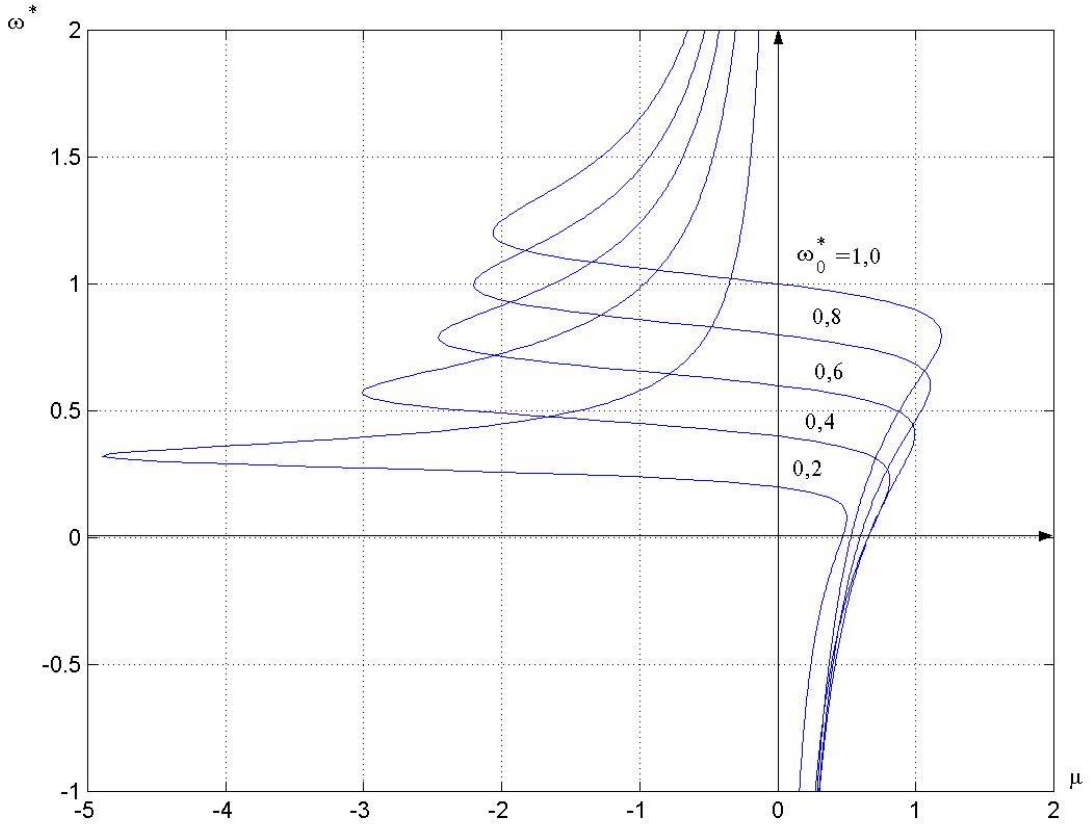


Рис. 1.7. Механические характеристики АД при u_s^*/f^* = const по Г-обр. схеме замещения

1.4.4. Регулирование скорости с постоянством u_s^*/f^* *(вывод уравнений по Т-обр. схеме замещения)*

Запишем выражение для тока ротора $\bar{i}_r^*$, выразив его из Т-образной схемы замещения (рис. 1.3) через ток статора $\bar{i}_s^*$ по формуле разброса токов:

$$\bar{i}_r^* = \frac{-j\cdot x_m^*\cdot \bar{i}_s^*}{\frac{R_r^*}{s}+j\cdot x_r^*}, \tag{1.102}$$

а ток статора, в свою очередь, выразим через напряжение статора $\bar{u}_s^*$:

$$\bar{i}_s^* = \frac{\bar{u}_s^*}{\bar{Z}_{экв}^*}, \tag{1.103}$$

где $\bar{Z}_{экв}^*$ – импеданс Т-образной схемы замещения со стороны зажимов фазы статора.

Запишем выражение для $\bar{Z}_{экв}^*$:

$$\bar{Z}_{экв}^* = \left(R_s^* + j\cdot x_{s\sigma}^*\right) + \frac{\left(\frac{R_r^*}{s}+j\cdot x_{r\sigma}^*\right)\cdot j\cdot x_m^*}{\left(\frac{R_r^*}{s}+j\cdot x_{r\sigma}^*\right)+j\cdot x_m^*}. \tag{1.104}$$

После упрощения получим:

$$\bar{Z}_{экв}^* = \frac{\left(R_s^*\cdot\frac{R_r^*}{s} - x_{s\sigma}^*\cdot x_r^* - x_m^*\cdot x_{r\sigma}^*\right) + j\cdot\left(\frac{R_r^*}{s}\cdot x_s^* + R_s^*\cdot x_r^*\right)}{\frac{R_r^*}{s}+j\cdot x_r^*}. \tag{1.105}$$

Учтём следующее обстоятельство:

$$x_{s\sigma}^*\cdot x_r^* + x_m^*\cdot x_{r\sigma}^* = x_s^*\cdot x_r^*\cdot\sigma. \tag{1.106}$$

Тогда выражение (1.105) можно дополнительно упростить:

$$\overline{Z}^*_{\text{экв}} = \frac{\left(R^*_s \cdot \frac{R^*_r}{s} - x^*_s \cdot x^*_r \cdot \sigma\right) + j \cdot \left(\frac{R^*_r}{s} \cdot x^*_s + R^*_s \cdot x^*_r\right)}{\frac{R^*_r}{s} + j \cdot x^*_r}. \quad (1.107)$$

Перепишем выражение (1.107) в следующем виде:

$$\overline{Z}^*_{\text{экв}} = \frac{a + j \cdot b}{\frac{R^*_r}{s} + j \cdot x^*_r}, \quad (1.108)$$

где

$$\begin{cases} a = R^*_s \cdot \frac{R^*_r}{s} - x^*_s \cdot x^*_r \cdot \sigma \\ b = \frac{R^*_r}{s} \cdot x^*_s + R^*_s \cdot x^*_r \end{cases}. \quad (1.109)$$

С учётом (1.109) перепишем выражение (1.103) для тока статора:

$$\dot{i}^*_s = \overline{u}^*_s \cdot \frac{\frac{R^*_r}{s} + j \cdot x^*_r}{a + j \cdot b}. \quad (1.110)$$

Подставим выражение для тока статора (1.110) в выражение для тока ротора (1.102):

$$\dot{i}^*_r = \frac{-j \cdot x^*_m \cdot \overline{u}^*_s}{a + j \cdot b}. \quad (1.111)$$

Получим из (1.111) модуль вектора тока ротора:

$$i^*_r = \frac{x^*_m \cdot u^*_s}{\sqrt{a^2 + b^2}}. \quad (1.112)$$

Полученное выражение для модуля тока ротора (1.112) подставим в общее выражение для момента АД (1.86):

$$\mu = \frac{x^{*2}_m \cdot u^{*2}_s \cdot R^*_r}{\left(a^2 + b^2\right) \cdot s \cdot \omega^*_{0\,\text{эл}}}. \quad (1.113)$$

Раскроем временные обозначения a и b, согласно (1.109):

$$\mu = \frac{u_s^{*2} \cdot x_m^{*2} \cdot R_r^*}{s \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left[\left(\frac{R_s^* \cdot R_r^*}{s} - x_s^* \cdot x_r^* \cdot \sigma \right)^2 + \left(R_s^* \cdot x_r^* + x_s^* \cdot \frac{R_r^*}{s} \right)^2 \right]} \qquad (1.114)$$

Выражение (1.114) представляет собой формулу механической характеристики АД $\mu(s)$ при управлении по закону $u_s^*/f^* = \text{const}$ (полученную из Т-образной схемы замещения). По аналогии с предыдущим случаем найдём точки экстремума этой кривой:

$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{x_r^*} \cdot \sqrt{\frac{R_s^{*2} + x_s^{*2}}{R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2}} \,. \qquad (1.115)$$

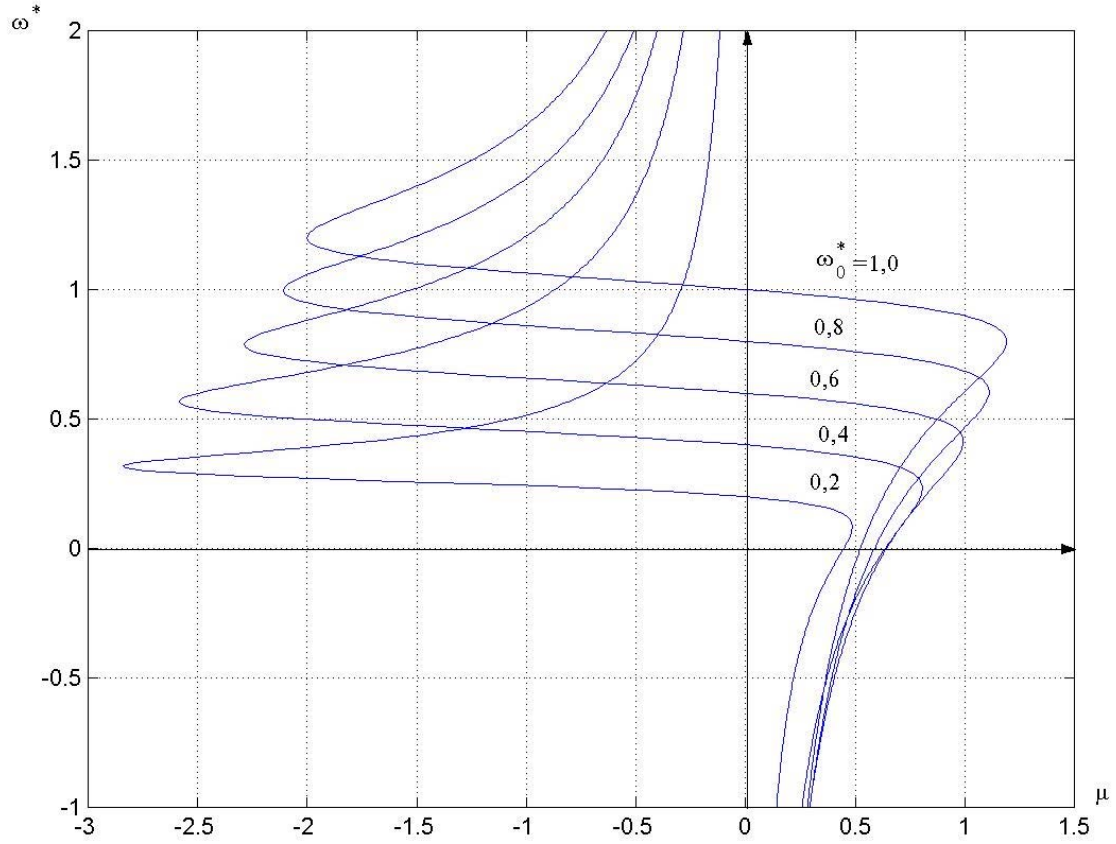


Рис. 1.8. Механические характеристики АД при $u_s^*/f^* = \text{const}$ по Т-обр. схеме замещения

$$\mu_{кр} = \frac{u_s^{*2} \cdot x_m^{*2}}{2 \cdot x_r^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \left[R_s^* \cdot x_s^* \cdot (1-\sigma) \pm \sqrt{\left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \right) \cdot \left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2 \right)} \right]} \,. \qquad (1.116)$$

Нетрудно также показать, что выражение для механической характеристики $\mu(s)$ можно привести к классическому виду, описываемому развёрнутой формулой Клосса (1.100), где константа ε выражается как:

$$\varepsilon = \frac{R_s^* \cdot x_s^* \cdot (1-\sigma)}{\sqrt{\left(R_s^{*2} + x_s^{*2}\right) \cdot \left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2\right)}}. \qquad (1.117)$$

Механические характеристики для рассмотренного способа управления представлены на рис. 1.8.

1.4.5. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления статора ψ_s^*

Согласно Т-обр. схеме замещения (рис. 1.3) по 2-му закону Кирхгофа можно записать:

$$\bar{u}_s^* = \bar{i}_s^* \cdot \left(R_s^* + j \cdot x_{s\sigma}^*\right) - \bar{i}_r^* \cdot \left(\frac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^*\right). \qquad (1.118)$$

С другой стороны, напряжение статора равно (первое уравнение системы (1.57)):

$$\bar{u}_s^* = \bar{i}_s^* \cdot R_s^* + j \cdot \bar{\psi}_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^*. \qquad (1.119)$$

Из (1.118) и (1.119) получим:

$$j \cdot \bar{\psi}_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* = j \cdot \bar{i}_s^* \cdot x_{s\sigma}^* - \bar{i}_r^* \cdot \left(\frac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^*\right). \qquad (1.120)$$

Подставим в (1.120) выражение для тока статора (1.83), и после несложных преобразований получим:

$$j \cdot \bar{\psi}_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* = -\bar{i}_r^* \cdot \left[\frac{R_r^*}{s} \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right) + j \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)\right]. \qquad (1.121)$$

Выделим из выражения (1.121) модули левой и правой частей:

$$\omega_{0\,эл}^* \cdot \psi_s^* = i_r^* \cdot \sqrt{\frac{R_r^{*2}}{s^2} \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)^2 + \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)^2}, \qquad (1.122)$$

откуда модуль тока ротора:

$$i_r^* = \frac{\psi_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot s}{\sqrt{R_r^{*2} \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)^2 + s^2 \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)^2}}. \qquad (1.123)$$

Подставив (1.123) в общее выражение для момента (1.86), получим:

$$\mu = \frac{\psi_s^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot R_r^* \cdot s}{R_r^{*2} \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)^2 + s^2 \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)^2}. \qquad (1.124)$$

Выражение (1.124) представляет собой формулу механической характеристики АД $\mu(s)$ при управлении с постоянным потокосцеплением статора. Найдём точки экстремума этой кривой:

$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^* \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)}{x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}}; \qquad (1.125)$$

$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_s^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^*}{2 \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right) \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)}. \qquad (1.126)$$

Нетрудно показать, что механическую характеристику, выраженную формулой (1.124) можно привести к виду, описываемому упрощённой формулой Клосса [1]:

$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}}. \qquad (1.127)$$

Механические характеристики АД при рассмотренном способе управления представлены на рис. 1.9.

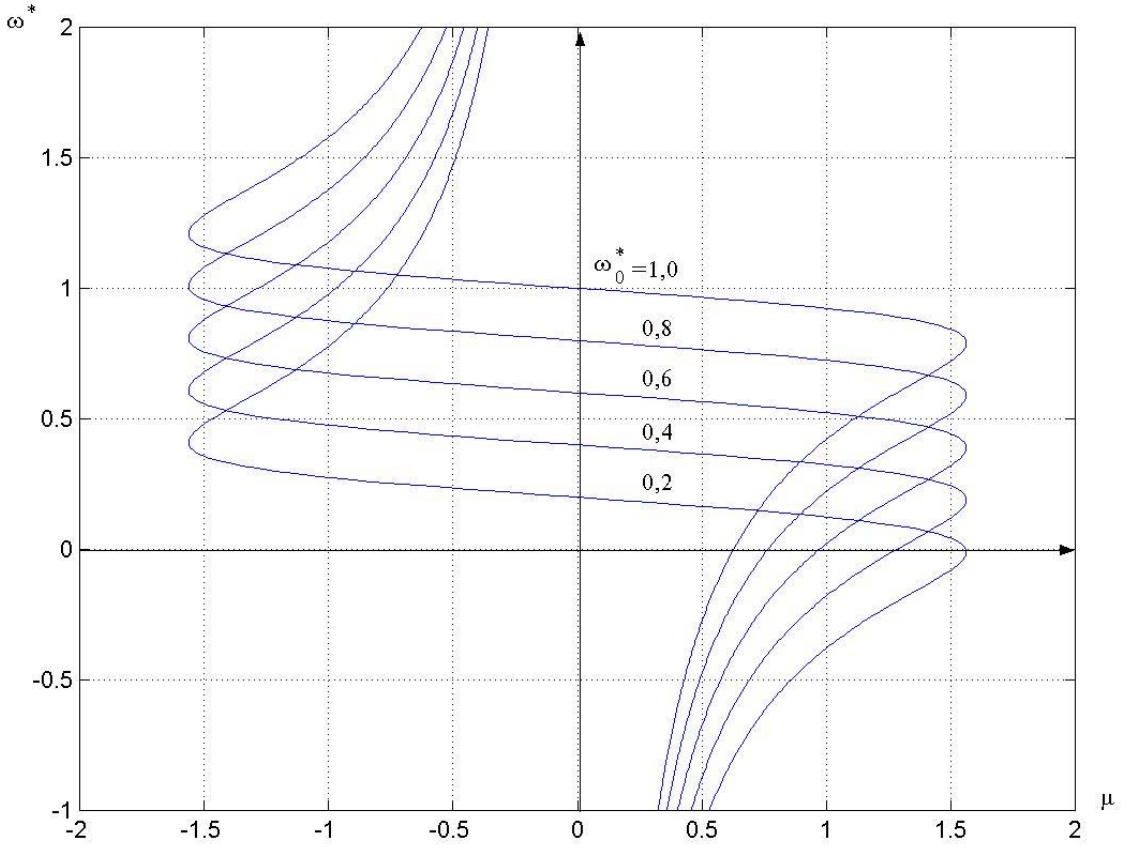


Рис. 1.9. Механические характеристики АД при ψ_s^* = const

1.4.6. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления намагничивания ψ_μ^*

Исходя из Т-обр. схемы замещения (рис. 1.3) согласно 2-му закону Кирхгофа для контура, образованного ветвью намагничивания и ветвью ротора, можно записать:

$$\bar{e}_s^* = -\bar{i}_r^* \cdot \left(\frac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^* \right) \tag{1.128}$$

С другой стороны:

$$\bar{e}_s^* = -j \cdot \bar{i}_\mu^* \cdot x_m^* = -j \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \bar{\psi}_\mu^* . \tag{1.129}$$

Из (1.128) и (1.129) следует, что:

$$j \cdot \bar{\psi}_\mu^* \cdot \omega_{0\,эл}^* = \bar{i}_r^* \cdot \left(\frac{R_r^*}{s} + j \cdot x_{r\sigma}^* \right). \tag{1.130}$$

Для выражения (1.130) запишем модули левой и правой частей:

$$\psi_{\mu}^{*} \cdot \omega_{0\,эл}^{*} = i_{r}^{*} \cdot \sqrt{\frac{R_{r}^{*2}}{s^{2}} + x_{r\sigma}^{*2}}\,, \tag{1.131}$$

откуда:

$$i_{r}^{*} = \frac{\psi_{\mu}^{*} \cdot \omega_{0\,эл}^{*}}{\sqrt{\frac{R_{r}^{*2}}{s^{2}} + x_{r\sigma}^{*2}}}\,. \tag{1.132}$$

Подставим выражение для тока ротора (1.132) в общее выражение для момента (1.86). Получим:

$$\mu = \frac{\psi_{\mu}^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^{*} \cdot \frac{R_{r}^{*}}{s}}{\frac{R_{r}^{*2}}{s^{2}} + x_{r\sigma}^{*2}}\,. \tag{1.133}$$

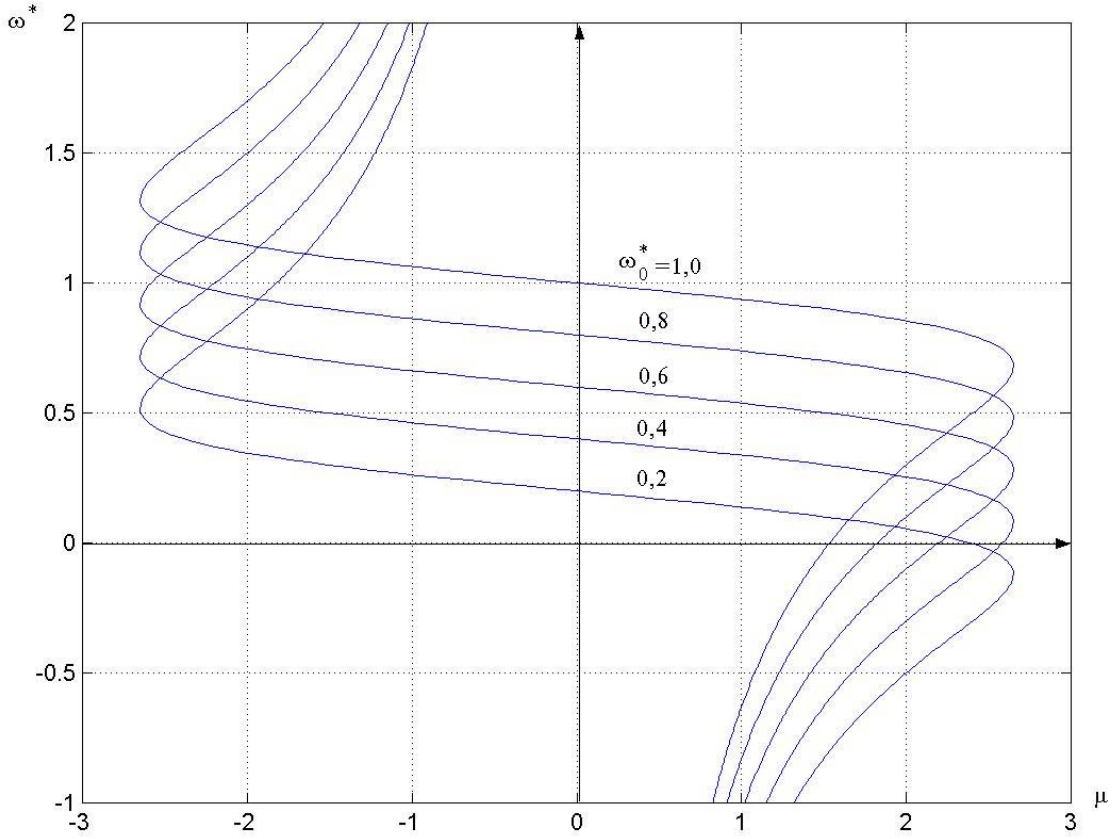


Рис. 1.10. Механические характеристики АД при ψ_{μ}^{*} = const

Выражение (1.133) представляет собой формулу механической характеристики АД $\mu(s)$ при управлении с постоянным потокосцеплением намагничивания машины. Найдём точки экстремума этой кривой:

$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{x_{r\sigma}^*}; \tag{1.134}$$

$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_\mu^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^*}{2 \cdot x_{r\sigma}^*}. \tag{1.135}$$

Механическую характеристику, выраженную формулой (1.133), можно также привести к виду, описываемому упрощённой формулой Клосса (1.127).

Механические характеристики АД при рассмотренном способе управления представлены на рис. 1.10.

1.4.7. Регулирование скорости с постоянством потокосцепления ротора ψ_r^*

Запишем уравнение электрического равновесия цепи ротора АД с короткозамкнутым ротором для установившегося режима (2-е уравнение системы (1.57)):

$$0 = \bar{i}_r^* \cdot R_r^* + j \cdot \bar{\psi}_r^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right). \tag{1.135}$$

С учётом (1.64) из уравнения (1.135) получим:

$$\bar{i}_r^* \cdot R_r^* = -j \cdot \bar{\psi}_r^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot s, \tag{1.136}$$

откуда можно выразить ток ротора:

$$\bar{i}_r^* = \frac{-j \cdot \bar{\psi}_r^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot s}{R_r^*}, \tag{1.137}$$

а модуль тока ротора соответственно равен:

$$i_r^* = \frac{\psi_r^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot s}{R_r^*}. \tag{1.138}$$

Подставим полученное выражение в общее уравнения для момента (1.86):

$$\mu = \frac{\psi_r^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot s}{R_r^*}. \tag{1.139}$$

Выражение (1.139) представляет собой формулу механической характеристики АД $\mu(s)$ при управлении с постоянным потокосцеплением ротора. Очевидно, что механическая характеристика в этом случае представляется прямой линией.

Механические характеристики АД при рассмотренном способе управления представлены на рис. 1.11.

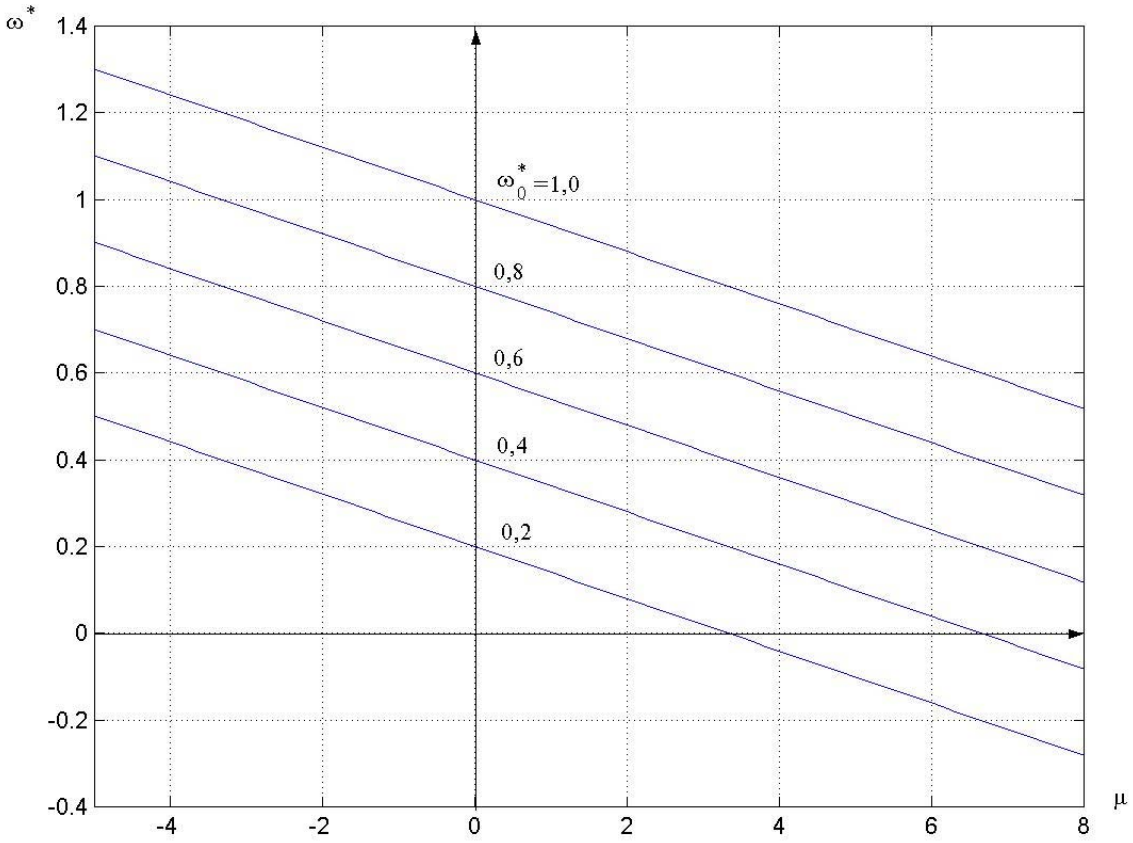


Рис. 1.11. Механические характеристики АД при $\psi_r^* = \text{const}$

1.4.8. Сравнительный анализ различных принципов частотного управления АД

В табл. 1.2 представлен свод механических характеристик АД для различных способов частотного управления АД, выраженных через относительное скольжение s и индуктивные сопротивления. Иногда бывает удобно выражать механическую характеристику (а также и все остальные величины – $s_{кр}$, $\mu_{кр}$ и ε) не через относительное скольжение s и индуктивные сопротивления, а через скорость скольжения ω_{sr}^* и индуктивности. Такие зависимости более удобны для анализа кривых. Кроме того, фор-

мулу $\mu\left(\omega_{sr}^{*}\right)$ удобно использовать при построении механической характеристики. В таблице 1.3 представлен свод механических характеристик АД для различных способов частотного управления АД, выраженных через скорость скольжения ω_{sr}^{*} и индуктивности.

На рис. 1.12 для сравнения представлены МХ при различных способах частотного управления в первом квадранте.

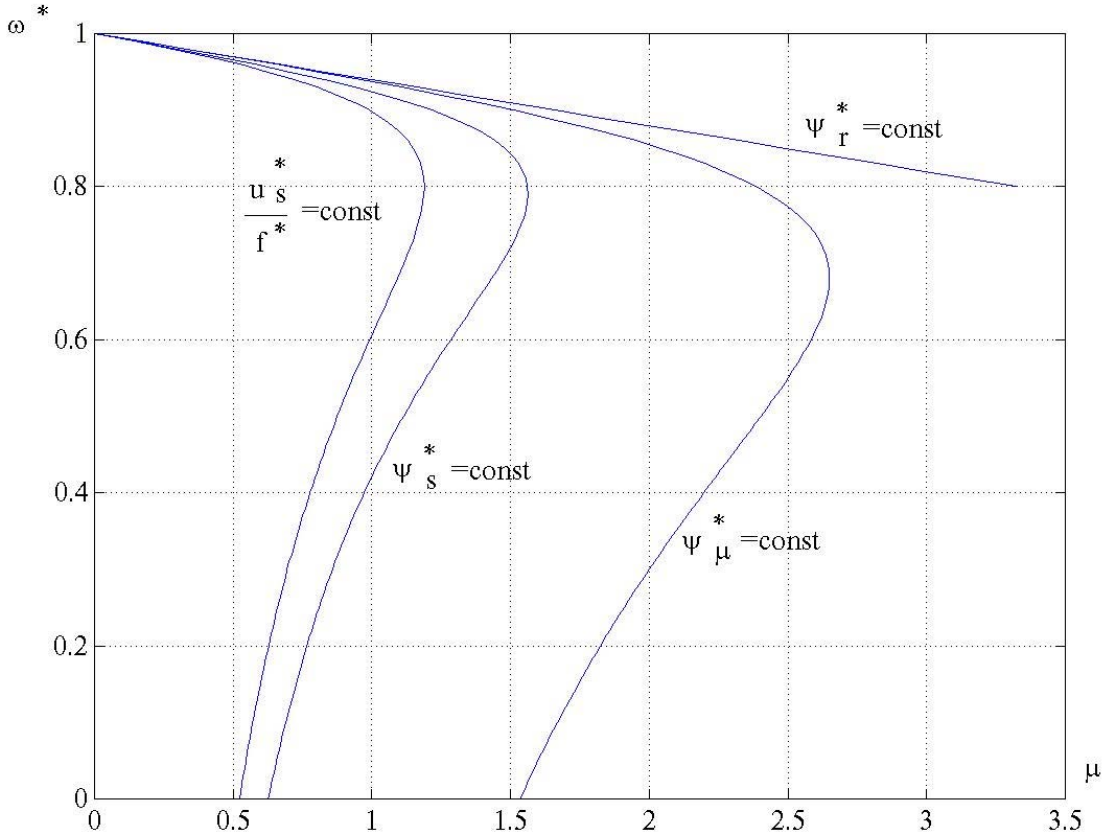


Рис. 1.12. Сравнение МХ для различных способов частотного управления в первом квадранте.

Таблица 1.2

<table>
<tr><td rowspan="3">1. $\frac{u_s^*}{f^*} = \text{const}$
(по Г-обр. схеме замещения)</td><td colspan="2">$$\mu(s) = \frac{u_s^{*2} \cdot R_r^*}{s \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left[\left(R_s^* + \frac{R_r^*}{s} \right)^2 + x_к^{*2} \right]}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр} \cdot (1 \pm \varepsilon)}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} \pm 2 \cdot \varepsilon}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{\sqrt{R_s^{*2} + x_к^{*2}}}$$
$$\mu_{кр} = \frac{u_s^{*2}}{2 \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left(R_s^* \pm \sqrt{R_s^{*2} + x_к^{*2}} \right)}$$
$$\varepsilon = \frac{R_s^*}{\sqrt{R_s^{*2} + x_к^{*2}}}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">2. $\frac{u_s^*}{f^*} = \text{const}$
(по Т-обр. схеме замещения)</td><td colspan="2">$$\mu(s) = \frac{u_m^{*2} \cdot x_m^{*2} \cdot R_r^*}{s \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left[\left(\frac{R_s^* \cdot R_r^*}{s} - x_s^* \cdot x_r^* \cdot \sigma \right)^2 + \left(R_s^* \cdot x_r^* + x_s^* \cdot \frac{R_r^*}{s} \right)^2 \right]}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр} \cdot (1 \pm \varepsilon)}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} \pm 2 \cdot \varepsilon}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{x_r^*} \sqrt{\frac{R_s^{*2} + x_s^{*2}}{R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2}}$$
$$\mu_{кр} = \frac{U_s^{*2} \cdot x_m^{*2}}{2\omega_{0\,эл}^* x_r^* \cdot \left(R_s^* x_s^* (1 - \sigma) \pm \sqrt{\left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \right)\left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2 \right)} \right)}$$
$$\varepsilon = \frac{R_s^* \cdot x_s^* \cdot (1 - \sigma)}{\sqrt{\left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \right) \cdot \left(R_s^{*2} + x_s^{*2} \cdot \sigma^2 \right)}}$$</td></tr>
</table>

Таблица 1.2 (продолжение)

<table>
<tr><td rowspan="3">3. $\psi_s^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu(s) = \frac{\psi_s^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot R_r^* \cdot s}{R_r^{*2} \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)^2 + s^2 \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)^2}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^* \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right)}{x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}}$$
$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_s^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^*}{2 \cdot \left(1 + \frac{x_{s\sigma}^*}{x_m^*}\right) \cdot \left(x_{r\sigma}^* + \frac{x_{s\sigma}^* \cdot x_r^*}{x_m^*}\right)}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">4. $\psi_\mu^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu(s) = \frac{\psi_\mu^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot \frac{R_r^*}{s}}{\frac{R_r^{*2}}{s^2} + x_{r\sigma}^{*2}}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu(s) = \frac{2 \cdot \mu_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$s_{кр} = \pm \frac{R_r^*}{x_{r\sigma}^*}$$
$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_\mu^{*2} \cdot \omega_{0\,эл}^*}{2 \cdot x_{r\sigma}^*}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">5. $\psi_r^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu(s) = \psi_r^{*2} \cdot \frac{s \cdot \omega_{0\,эл}^*}{R_r^*}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu(s) = k \cdot s$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$k = \psi_r^{*2} \cdot \frac{\omega_{0\,эл}^*}{R_r^*}$$</td></tr>
</table>

Таблица 1.3

<table>
<tr><td rowspan="3">1. $\frac{u_s^*}{f^*} = \text{const}$
(по Г-обр. схеме замещения)</td><td colspan="2">$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{u_s^{*2} \cdot R_r^*}{\omega_{sr}^* \cdot \left[\left(R_s^* + \frac{\omega_{0\,эл}^* \cdot R_r^*}{\omega_{sr}^*}\right)^2 + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_к^{*2}\right]}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{2 \cdot \mu_{кр} \cdot (1 \pm \varepsilon)}{\frac{\omega_{sr}^*}{\omega_{sr\,кр}^*} + \frac{\omega_{sr\,кр}^*}{\omega_{sr}^*} \pm 2 \cdot \varepsilon}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$\omega_{sr\,кр}^* = \pm \frac{R_r^* \cdot \omega_{0\,эл}^*}{\sqrt{R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_к^{*2}}}$$
$$\mu_{кр} = \frac{u_s^{*2}}{2 \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot \left(R_s^* \pm \sqrt{R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_к^{*2}}\right)}$$
$$\varepsilon = \frac{R_s^*}{\sqrt{R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_к^{*2}}}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">2. $\frac{u_s^*}{f^*} = \text{const}$
(по Т-обр. схеме замещения)</td><td colspan="2">$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{u_s^{*2} \cdot L_m^{*2} \cdot R_r^*}{\omega_{sr}^* \cdot \left[\left(\frac{R_s^* \cdot R_r^*}{\omega_{sr}^*} - \omega_{0\,эл}^* \cdot L_s^* \cdot L_r^* \cdot \sigma\right)^2 + \left(R_s^* \cdot L_r^* + \omega_{0\,эл}^* \cdot L_s^* \cdot \frac{R_r^*}{\omega_{sr}^*}\right)^2\right]}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{2 \cdot \mu_{кр} \cdot (1 \pm \varepsilon)}{\frac{\omega_{sr}^*}{\omega_{sr\,кр}^*} + \frac{\omega_{sr\,кр}^*}{\omega_{sr}^*} \pm 2 \cdot \varepsilon}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$\omega_{sr\,кр}^* = \pm \frac{R_r^*}{L_r^*} \cdot \sqrt{\frac{R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_s^{*2}}{R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_s^{*2} \cdot \sigma^2}}$$
$$\mu_{кр} = \frac{u_s^{*2} \cdot L_m^{*2}}{2L_r^*\left[R_s^* \omega_{0\,эл}^* L_s^* (1-\sigma) \pm \sqrt{\left(R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} L_s^{*2}\right) \cdot \left(R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} L_s^{*2} \cdot \sigma^2\right)}\right]}$$
$$\varepsilon = \frac{R_s^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \cdot L_s^* \cdot (1-\sigma)}{\sqrt{\left(R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_s^{*2}\right) \cdot \left(R_s^{*2} + \omega_{0\,эл}^{*2} \cdot L_s^{*2} \cdot \sigma^2\right)}}$$</td></tr>
</table>

Таблица 1.3 (продолжение)

<table>
<tr><td rowspan="3">3. $\psi_s^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{\psi_s^{*2} \cdot R_r^* \cdot \omega_{sr}^*}{R_r^{*2} \cdot \left(1 + \frac{L_{s\sigma}^*}{L_m^*}\right)^2 + \omega_{sr}^{*2} \cdot \left(L_{r\sigma}^* + \frac{L_{s\sigma}^* \cdot L_r^*}{L_m^*}\right)^2}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{2 \cdot \mu_{кр}}{\frac{\omega_{sr}^*}{\omega_{sr\,кр}^*} + \frac{\omega_{sr\,кр}^*}{\omega_{sr}^*}}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$\omega_{sr\,кр}^* = \pm \frac{R_r^* \cdot \left(1 + \frac{L_{s\sigma}^*}{L_m^*}\right)}{L_{r\sigma}^* + \frac{L_{s\sigma}^* \cdot L_r^*}{L_m^*}}$$
$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_s^{*2}}{2 \cdot \left(1 + \frac{L_{s\sigma}^*}{L_m^*}\right) \cdot \left(L_{r\sigma}^* + \frac{L_{s\sigma}^* \cdot L_r^*}{L_m^*}\right)}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">4. $\psi_\mu^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{\psi_\mu^{*2} \cdot \frac{R_r^*}{\omega_{sr}^*}}{\frac{R_r^{*2}}{\omega_{sr}^{*2}} + L_{r\sigma}^{*2}}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{2 \cdot \mu_{кр}}{\frac{\omega_{sr}^*}{\omega_{sr\,кр}^*} + \frac{\omega_{sr\,кр}^*}{\omega_{sr}^*}}$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$\omega_{sr\,кр}^* = \pm \frac{R_r^*}{L_{r\sigma}^*}$$
$$\mu_{кр} = \pm \frac{\psi_\mu^{*2}}{2 \cdot L_{r\sigma}^*}$$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">5. $\psi_r^* = \text{const}$</td><td colspan="2">$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = \frac{\psi_r^{*2} \cdot \omega_{sr}^*}{R_r^*}$$</td></tr>
<tr><td>Вид:</td><td>$$\mu\left(\omega_{sr}^*\right) = k \cdot \omega_{sr}^*$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$k = \frac{\psi_r^{*2}}{R_r^*}$$</td></tr>
</table>

1.5. Выбор системы координат для реализации математической модели АД

1.5.1. Общие положения

Математическое описание АД строится на основе теории обобщенной двухфазной электрической машины [1]. За "отправную точку" при выводе математической модели примем математическое описание АД в обобщенных осях (u,v) [1]. В относительных единицах эти уравнения выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} u^*_{su} = i^*_{su} \cdot R^*_s + \dfrac{d\psi^*_{su}}{d\tau} - \psi^*_{sv} \cdot \omega^*_k \\ u^*_{sv} = i^*_{sv} \cdot R^*_s + \dfrac{d\psi^*_{sv}}{d\tau} + \psi^*_{su} \cdot \omega^*_k \\ u^*_{ru} = i^*_{ru} \cdot R^*_r + \dfrac{d\psi^*_{ru}}{d\tau} - \psi^*_{rv} \cdot \left(\omega^*_k - \omega^*_{эл}\right) \\ u^*_{rv} = i^*_{rv} \cdot R^*_r + \dfrac{d\psi^*_{rv}}{d\tau} + \psi^*_{ru} \cdot \left(\omega^*_k - \omega^*_{эл}\right); \end{cases} \tag{1.140}$$

$$\begin{cases} \psi^*_{su} = L^*_s \cdot i^*_{su} + L^*_m \cdot i^*_{ru} \\ \psi^*_{sv} = L^*_s \cdot i^*_{sv} + L^*_m \cdot i^*_{rv} \\ \psi^*_{ru} = L^*_r \cdot i^*_{ru} + L^*_m \cdot i^*_{su} \\ \psi^*_{rv} = L^*_r \cdot i^*_{rv} + L^*_m \cdot i^*_{sv} ; \end{cases} \tag{1.141}$$

$$\mu = L^*_m \cdot \left(i^*_{sv} \cdot i^*_{ru} - i^*_{su} \cdot i^*_{rv}\right). \tag{1.142}$$

Далее рассмотрим типовые системы приведения координат (α,β), (d,q), (x,y) и модели АД в каждой из этих систем. Это делается с целью проведения сравнительного анализа математического описания АД в различных системах координат на предмет выбора того математического описания, которое наиболее удобно и целесообразно реализовывать на основе микропроцессора. Поскольку объектом рассмотрения является двигатель с короткозамкнутым ротором, во всех системах координат напряжения ротора равны нулю.

Обычно в регулируемом электроприводе измеряемыми координатами являются токи статора, угловая механическая (электрическая) скорость ротора и механический (электрический) угол положения ротора. Поскольку управление ведётся по принципу ψ^*_r = const, эта координата должна быть также измерена для организации обратной

связи. С этой целью разрабатывается модель *измерителя потокосцепления ротора*, который производит расчёт потокосцепления ротора на основании измеренных координат.

Выразим из (1.142) момент двигателя μ через токи статора i^*_{su}, i^*_{sv} и потокосцепления ротора ψ^*_{ru}, ψ^*_{rv}. Для этого выразим токи ротора i^*_{ru}, i^*_{rv} из третьего и четвёртого уравнений (1.141) и подставим их в уравнение для момента (1.142). Получим:

$$\mu = \frac{L^*_m}{L^*_r} \cdot \left(i^*_{sv} \cdot \psi^*_{ru} - i^*_{su} \cdot \psi^*_{rv} \right). \tag{1.143}$$

В дальнейшем для вычисления момента будем использовать уравнение (1.143).

Удобно также ввести понятия *безразмерных постоянных времени* статора χ_s и ротора χ_r:

$$\begin{cases} \chi_s = \dfrac{L^*_s}{R^*_s} \\ \chi_r = \dfrac{L^*_r}{R^*_r}. \end{cases} \tag{1.144}$$

1.5.2. Модель АД в координатах (α,β)

Оси (α,β) связаны со статором АД, т.е. неподвижны:

$$\omega^*_k = 0. \tag{1.145}$$

С учётом (1.145) системы (1.140), (1.141) и уравнение (1.143) принимают вид:

$$\begin{cases} u^*_{s\alpha} = i^*_{s\alpha} \cdot R^*_s + \dfrac{d\psi^*_{s\alpha}}{d\tau} \\ u^*_{s\beta} = i^*_{s\beta} \cdot R^*_s + \dfrac{d\psi^*_{s\beta}}{d\tau} \\ 0 = i^*_{r\alpha} \cdot R^*_r + \dfrac{d\psi^*_{r\alpha}}{d\tau} + \psi^*_{r\beta} \cdot \omega^*_{эл} \\ 0 = i^*_{r\beta} \cdot R^*_r + \dfrac{d\psi^*_{r\beta}}{d\tau} - \psi^*_{r\alpha} \cdot \omega^*_{эл}; \end{cases} \tag{1.146}$$

$$\begin{cases} \psi^*_{s\alpha} = L^*_s \cdot i^*_{s\alpha} + L^*_m \cdot i^*_{r\alpha} \\ \psi^*_{s\beta} = L^*_s \cdot i^*_{s\beta} + L^*_m \cdot i^*_{r\beta} \\ \psi^*_{r\alpha} = L^*_r \cdot i^*_{r\alpha} + L^*_m \cdot i^*_{s\alpha} \\ \psi^*_{r\beta} = L^*_r \cdot i^*_{r\beta} + L^*_m \cdot i^*_{s\beta} ; \end{cases} \tag{1.147}$$

$$\mu = \frac{L^*_m}{L^*_r} \cdot \left(i^*_{s\beta} \cdot \psi^*_{r\alpha} - i^*_{s\alpha} \cdot \psi^*_{r\beta} \right) \tag{1.148}$$

Путём несложных алгебраических преобразований из (1.146) и (1.147) можно получить уравнения модели статора и ротора АД в координатах (α,β):

– модель статора:

$$\begin{cases} u^*_{s\alpha} = R^*_s \cdot \left(i^*_{s\alpha} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{s\alpha}}{d\tau} \right) + \dfrac{L^*_m}{L^*_r} \cdot \dfrac{d\psi^*_{r\alpha}}{d\tau} \\ u^*_{s\beta} = R^*_s \cdot \left(i^*_{s\beta} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{s\beta}}{d\tau} \right) + \dfrac{L^*_m}{L^*_r} \cdot \dfrac{d\psi^*_{r\beta}}{d\tau} . \end{cases} \tag{1.149}$$

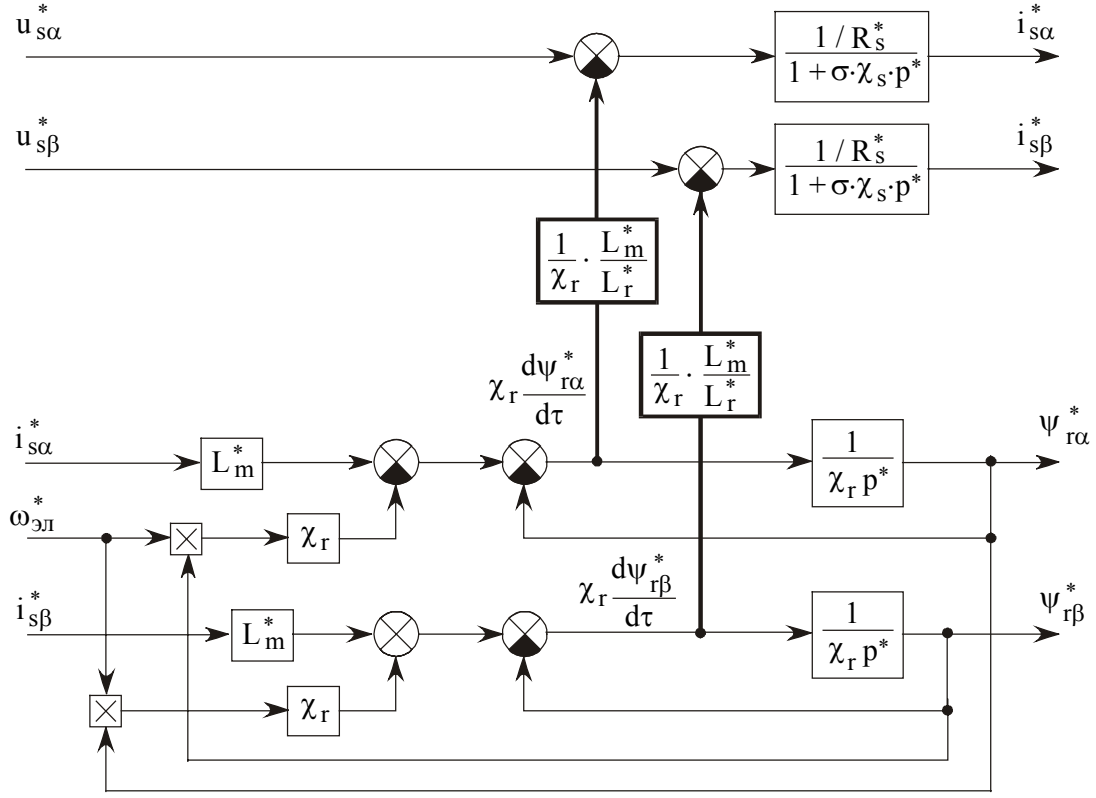


Рис. 1.13. Структурная схема модели АД в координатах (α,β)

– модель ротора:

$$\begin{cases} \chi_r \cdot \dfrac{d\psi^*_{r\alpha}}{d\tau} + \psi^*_{r\alpha} = L^*_m \cdot i^*_{s\alpha} - \chi_r \cdot \omega^*_{эл} \cdot \psi^*_{r\beta} \\ \chi_r \cdot \dfrac{d\psi^*_{r\beta}}{d\tau} + \psi^*_{r\beta} = L^*_m \cdot i^*_{s\beta} + \chi_r \cdot \omega^*_{эл} \cdot \psi^*_{r\alpha} \cdot \end{cases} \qquad (1.150)$$

На основе систем уравнений (1.149) и (1.150) строится структурная схема модели АД. Она представлена на рис. 1.13. Утолщёнными линиями на рисунке обозначены блоки, описывающие ЭДС взаимоиндукции статора и ротора.

Рассмотрим также измеритель потокосцепления ротора, реализованный в координатах (α,β). Его структурная схема приведена на рис. 1.14. Назначением измерителя потокосцепления ротора является вычисление модуля и фазы вектора потокосцепления ротора. В данной схеме измерителя проекции вектора потокосцепления ротора на оси (α,β) вычисляются по измеренным токам статора по формулам (1.150), а его модуль ψ^*_r и фаза $\Theta^*_{\Psi r}$ вычисляются по очевидным формулам:

$$\begin{cases} \psi^*_r = \sqrt{\psi^{*2}_{r\alpha} + \psi^{*2}_{r\beta}} \\ \Theta^*_{\Psi r} = \operatorname{arctg}\left(\dfrac{\psi^*_{r\beta}}{\psi^*_{r\alpha}}\right). \end{cases} \qquad (1.151)$$

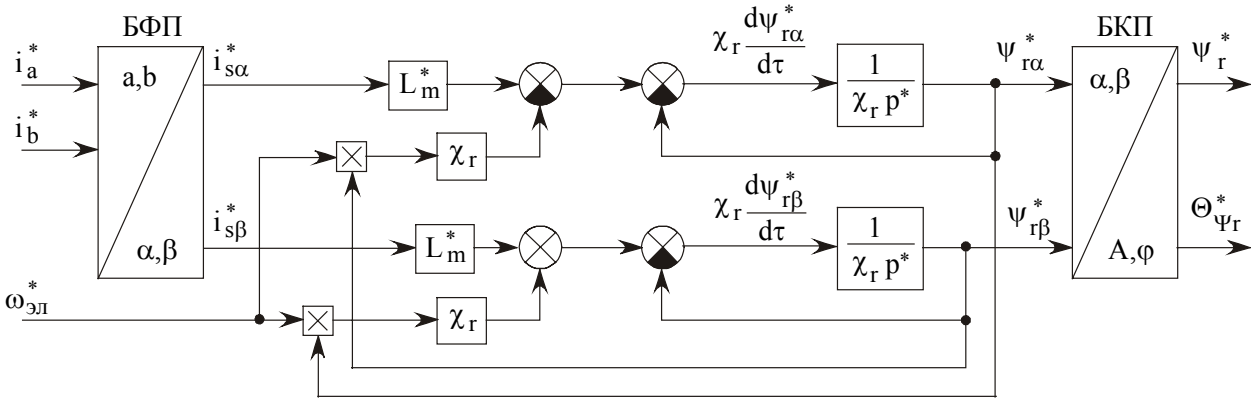


Рис. 1.14. Структурная схема измерителя потокосцепления ротора АД в осях (α,β)

1.5.3. Модель АД в координатах (d,q)

Оси (d,q) вращаются синхронно с ротором АД:

$$\omega_k^* = \omega_{эл}^* . \tag{1.152}$$

С учётом (1.152) системы (1.140), (1.141) и уравнение (1.143) принимают вид:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = i_{sd}^* \cdot R_s^* + \dfrac{d\psi_{sd}^*}{d\tau} - \psi_{sq}^* \cdot \omega_{эл}^* \\ u_{sq}^* = i_{sq}^* \cdot R_s^* + \dfrac{d\psi_{sq}^*}{d\tau} + \psi_{sd}^* \cdot \omega_{эл}^* \\ 0 = i_{rd}^* \cdot R_r^* + \dfrac{d\psi_{rd}^*}{d\tau} \\ 0 = i_{rq}^* \cdot R_r^* + \dfrac{d\psi_{rq}^*}{d\tau}; \end{cases} \tag{1.153}$$

$$\begin{cases} \psi_{sd}^* = L_s^* \cdot i_{sd}^* + L_m^* \cdot i_{rd}^* \\ \psi_{sq}^* = L_s^* \cdot i_{sq}^* + L_m^* \cdot i_{rq}^* \\ \psi_{rd}^* = L_r^* \cdot i_{rd}^* + L_m^* \cdot i_{sd}^* \\ \psi_{rq}^* = L_r^* \cdot i_{rq}^* + L_m^* \cdot i_{sq}^*; \end{cases} \tag{1.154}$$

$$\mu = \frac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \left(i_{sq}^* \cdot \psi_{rd}^* - i_{sd}^* \cdot \psi_{rq}^* \right). \tag{1.155}$$

Путём несложных алгебраических преобразований из (1.153) и (1.154) можно получить уравнения модели статора и ротора АД в координатах (d,q):

– модель статора:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = R_s^* \cdot \left(i_{sd}^* + \chi_s \cdot \sigma \cdot \dfrac{di_{sd}^*}{d\tau} \right) + \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \dfrac{d\psi_{rd}^*}{d\tau} - L_s^* \cdot \sigma \cdot i_{sq}^* \cdot \omega_{эл}^* - \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \psi_{rq}^* \cdot \omega_{эл}^* \\ u_{sq}^* = R_s^* \cdot \left(i_{sq}^* + \chi_s \cdot \sigma \cdot \dfrac{di_{sq}^*}{d\tau} \right) + \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \dfrac{d\psi_{rq}^*}{d\tau} + L_s^* \cdot \sigma \cdot i_{sd}^* \cdot \omega_{эл}^* + \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \psi_{rd}^* \cdot \omega_{эл}^* . \end{cases} \tag{1.156}$$

– модель ротора:

$$\begin{cases} \chi_r \cdot \dfrac{d\psi_{rd}^*}{d\tau} + \psi_{rd}^* = L_m^* \cdot i_{sd}^* \\ \chi_r \cdot \dfrac{d\psi_{rq}^*}{d\tau} + \psi_{rq}^* = L_m^* \cdot i_{sq}^* . \end{cases} \tag{1.157}$$

На основе систем уравнений (1.156) и (1.157) строится структурная схема модели АД в координатах (d,q), Она представлена на рис. 1.15. Утолщёнными линиями показаны блоки, описывающие ЭДС взаимоиндукции и вращения.

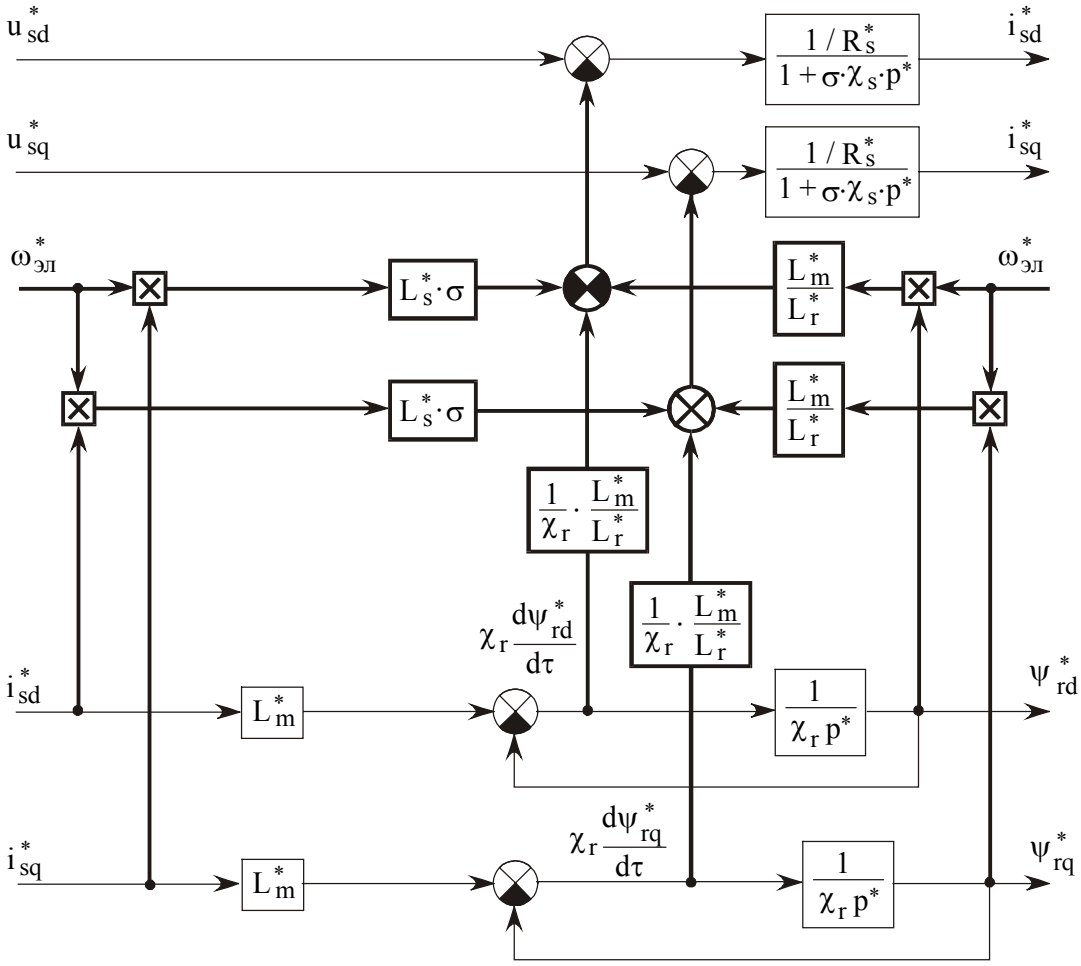


Рис. 1.16. Структурная схема модели АД в координатах (d,q)

Структурная схема измерителя потокосцепления ротора в координатах (d,q) представлена на рис. 1.17. В данной схеме измерителя проекции вектора потокосцепления ротора на оси (d,q) вычисляются по измеренным токам статора по формулам (1.157), а модуль вектора и фаза вычисляются по очевидным формулам:

$$\begin{cases} \psi_r^* = \sqrt{\psi_{rd}^{*2} + \psi_{rq}^{*2}} \\ \Theta_{sr}^* = \operatorname{arctg}\left(\dfrac{\psi_{rq}^*}{\psi_{rd}^*}\right) \\ \Theta_{\psi r}^* = \Theta^* + \Theta_{sr}^* , \end{cases} \qquad (1.158)$$

где Θ^* – угол положения ротора, непосредственно измеренный по датчику положения ротора;

– Θ_{sr}^* – *угол скольжения ротора* – угол между осью ротора и осью поля ротора. В осях (d,q) фаза вектора потокосцепления ротора равна Θ_{sr}^*.

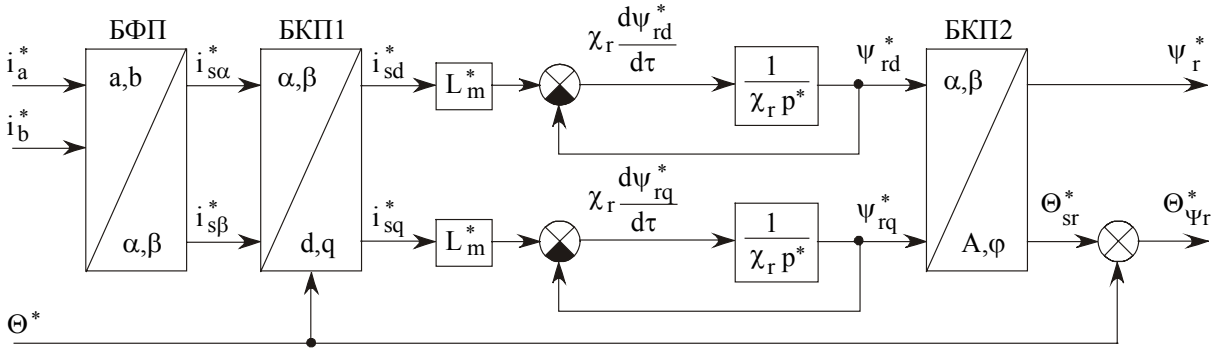


Рис. 1.17. Измеритель потокосцепления ротора в осях (d,q)

1.5.4. Модель АД в координатах (x,y)

Оси (x,y) вращаются синхронно с полем АД:

$$\omega_k^* = \omega_{0\,эл}^* . \qquad (1.159)$$

Как известно [1], наиболее целесообразно и просто с точки зрения математического описания ориентировать ось "x" по полю ротора. При этом справедливы следующие условия:

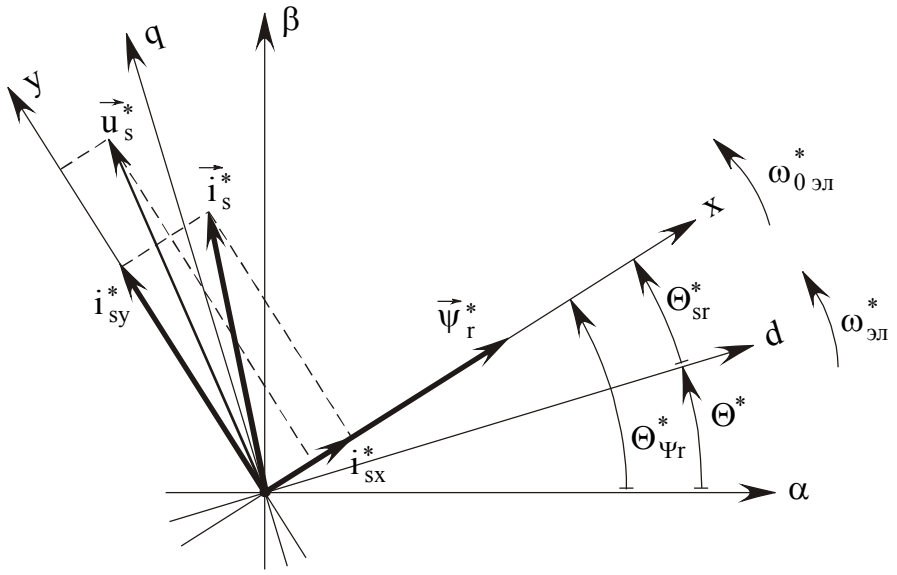


Рис. 1.18. Ориентация оси "x" по вектору потокосцепления ротора

$$\begin{cases} \overline{\psi}_r^* = \psi_{rx}^* \\ \psi_{ry}^* = 0 \\ \dfrac{d\psi_{ry}^*}{d\tau} = 0 \,. \end{cases} \tag{1.160}$$

Векторная диаграмма для случая ориентации оси "x" по вектору потокосцепления ротора представлена на рис. 1.18.

С учётом (1.59) и (1.60) системы (1.140), (1.141) и уравнение (1.143) принимают вид:

$$\begin{cases} u_{sx}^* = i_{sx}^* \cdot R_s^* + \dfrac{d\psi_{sx}^*}{d\tau} - \psi_{sy}^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \\ u_{sy}^* = i_{sy}^* \cdot R_s^* + \dfrac{d\psi_{sy}^*}{d\tau} + \psi_{sx}^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \\ 0 = i_{rx}^* \cdot R_r^* + \dfrac{d\psi_{rx}^*}{d\tau} \\ 0 = i_{ry}^* \cdot R_r^* + \psi_{rx}^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right); \end{cases} \tag{1.161}$$

$$\begin{cases} \psi_{sx}^* = L_s^* \cdot i_{sx}^* + L_m^* \cdot i_{rx}^* \\ \psi_{sy}^* = L_s^* \cdot i_{sy}^* + L_m^* \cdot i_{ry}^* \\ \psi_{rx}^* = L_r^* \cdot i_{rx}^* + L_m^* \cdot i_{sx}^* \\ 0 = L_r^* \cdot i_{ry}^* + L_m^* \cdot i_{sy}^* \,; \end{cases} \tag{1.162}$$

$$\mu = \frac{L_m^*}{L_r^*} \cdot i_{sy}^* \cdot \psi_{rx}^* \,. \tag{1.163}$$

Путём несложных алгебраических преобразований из (1.161) и (1.162) можно получить уравнения модели статора и ротора АД в координатах (x,y):

– модель статора:

$$\begin{cases} u_{sx}^* = R_s^* \cdot \left(i_{sx}^* + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di_{sx}^*}{d\tau} \right) + \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \dfrac{d\psi_{rx}^*}{d\tau} - \sigma \cdot L_s^* \cdot i_{sy}^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \\ u_{sy}^* = R_s^* \cdot \left(i_{sy}^* + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di_{sy}^*}{d\tau} \right) + \sigma \cdot L_s^* \cdot i_{sx}^* \cdot \omega_{0\,эл}^* + \dfrac{L_m^*}{L_r^*} \cdot \psi_{rx}^* \cdot \omega_{0\,эл}^* \,. \end{cases} \tag{1.164}$$

– модель ротора:

$$\begin{cases} i_{sx}^{*} \cdot L_{m}^{*} = \chi_{r} \cdot \dfrac{d\psi_{rx}^{*}}{d\tau} + \psi_{rx}^{*} \\ i_{sy}^{*} \cdot L_{m}^{*} = \chi_{r} \cdot \psi_{rx}^{*} \cdot \omega_{sr}^{*} \end{cases}. \qquad (1.165)$$

На основе систем уравнений (1.164) и (1.165) строится структурная схема модели АД в осях (x,y). Она представлена на рис. 1.19.

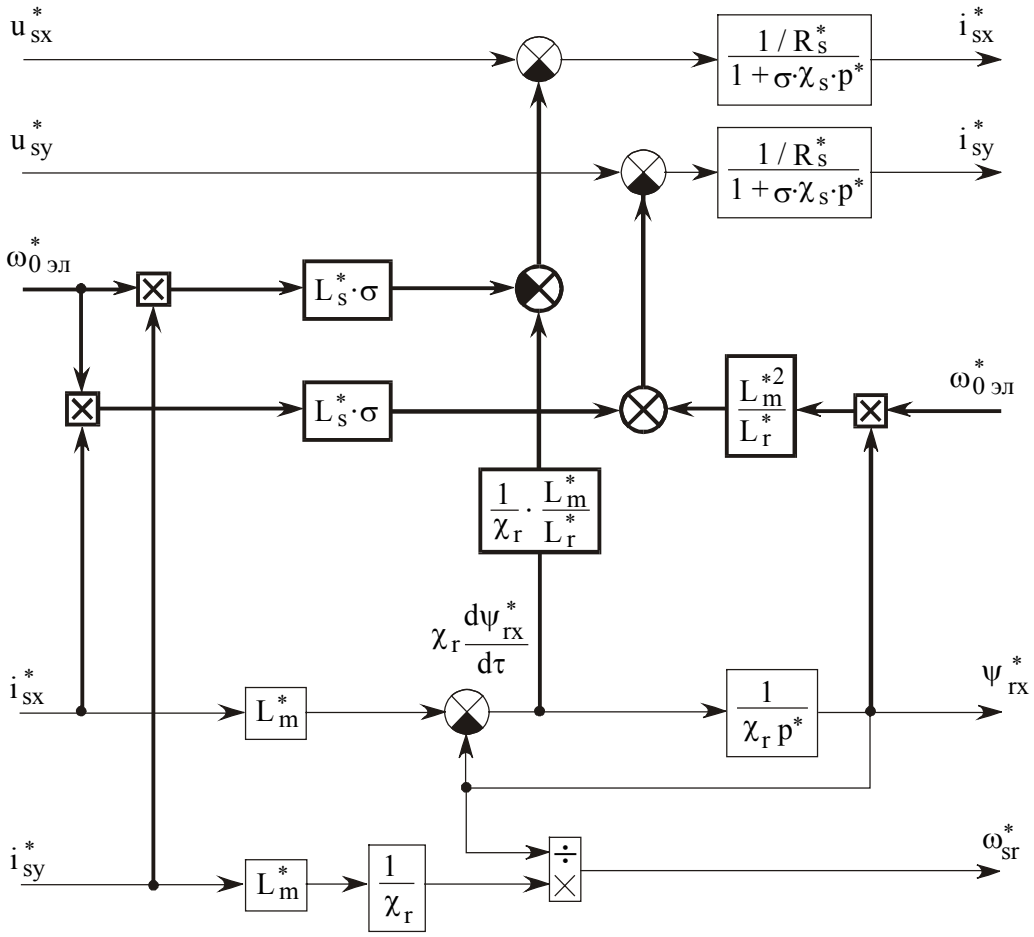


Рис. 1.19. Структурная схема модели АД в осях (x,y)

Внутри модели ротора осуществляется расчёт скорости скольжения по второму уравнению системы (1.165), а по ней – угла скольжения ротора:

$$\Theta_{sr}^{*} = \frac{1}{\Theta_{б}} \cdot \int_{0}^{\tau} \omega_{sr}^{*}(\tau) \cdot d\tau. \qquad (1.166)$$

Зная угол скольжения ротора Θ^*_{sr} и угол положения ротора Θ^*, который измеряется напрямую по датчику положения ротора, можно определить и фазу вектора потокосцепления ротора:

$$\Theta^*_{\psi r} = \Theta^*_{sr} + \Theta^* . \qquad (1.167)$$

Структурная схема измерителя потокосцепления ротора представлена на рис. 1.20.

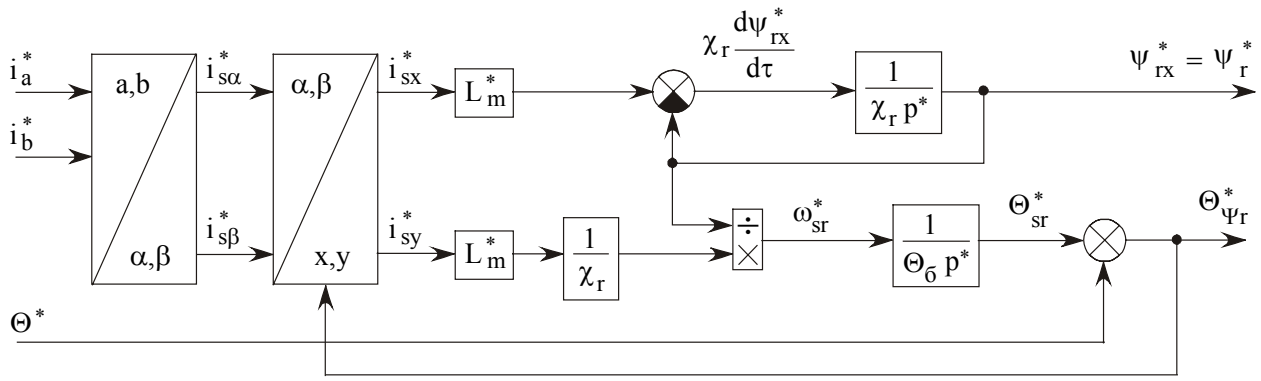


Рис. 1.20. Структурная схема измерителя потокосцепления ротора в осях (x,y)

Для того, чтобы исключить из модели ротора индуктивность намагничивания L^*_m, которая нелинейно зависит от тока, удобнее использовать понятие *тока намагничивания ротора* $i^*_{\mu r}$:

$$i^*_{\mu r} \overset{\text{def}}{=} \frac{\psi^*_{rx}}{L^*_m} . \qquad (1.168)$$

С учётом (1.168) перепишем системы (1.164) и (1.165):

$$\begin{cases} u^*_{sx} = R^*_s \cdot \left(i^*_{sx} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{sx}}{d\tau} \right) + \dfrac{L^{*2}_m}{L^*_r} \cdot \dfrac{di^*_{\mu r}}{d\tau} - \sigma \cdot L^*_s \cdot i^*_{sy} \cdot \omega^*_{0\,эл} \\ u^*_{sy} = R^*_s \cdot \left(i^*_{sy} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{sy}}{d\tau} \right) + \sigma \cdot L^*_s \cdot i^*_{sx} \cdot \omega^*_{0\,эл} + \dfrac{L^{*2}_m}{L^*_r} \cdot i^*_{\mu r} \cdot \omega^*_{0\,эл} \end{cases} , \qquad (1.169)$$

$$\begin{cases} i^*_{sx} = \chi_r \cdot \dfrac{di^*_{\mu r}}{d\tau} + i^*_{\mu r} \\ i^*_{sy} = \chi_r \cdot i^*_{\mu r} \cdot \omega^*_{sr} \end{cases} . \qquad (1.170)$$

Структурная схема модели АД в осях (x,y), использующая ток намагничивания ротора, а также структурная схема блока вычисления тока намагничивания ротора составлены по формулам (1.169), (1.170), (1.166) и (1.167) и представлены на рис. 1.21 и 1.22 соответственно.

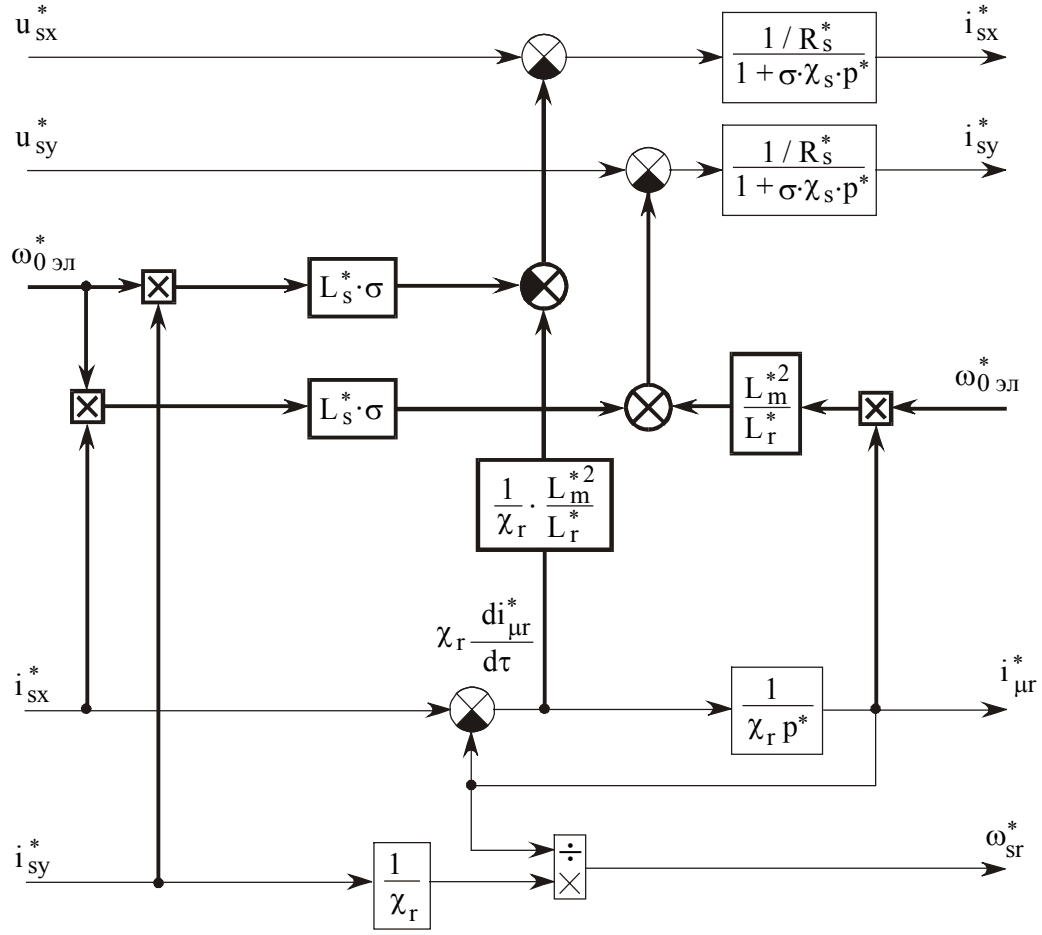


Рис. 1.21. Структурная схема модели АД в осях (x,y) с током намагничивания ротора

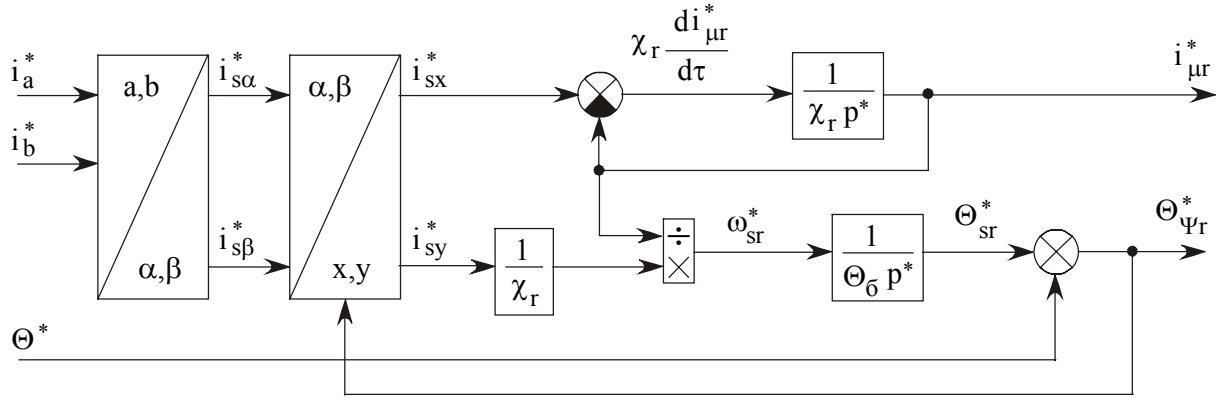


Рис. 1.22. Структурная схема измерителя тока намагничивания ротора в осях (x,y)

1.5.5. Сравнительный анализ математических моделей АД в различных системах координат

Рассмотрим достоинства и недостатки реализации модели АД и измерителя потокосцепления ротора в различных системах координат.

1) Математическое описание в координатах (α,β)

Достоинства:

– измеритель потокосцепления ротора в осях (α,β) является наиболее точным, поскольку составляющие потокосцепления вычисляются через токи (i_α, i_β), которые получаются из измеренных фазных токов при помощи фазных преобразований, не требующих знания положения ротора или потокосцепления ротора;

– содержит наиболее простую схему компенсации ЭДС;

Недостатки:

– модель ротора наиболее сложна и содержит перекрёстные связи между составляющими потокосцепления α и β;

– измеритель потокосцепления ротора использует модуль вычисления амплитуды и фазы вектора, что является весомым затруднением с точки зрения программной реализации;

– регуляторы в контурах токов работают на частоте токов статора, что ухудшает точность их работы и затрудняет визуальное наблюдение переменных.

Подобную модель предлагается использовать в [26].

2) Математическое описание в координатах (d,q)

Достоинства:

– с точки зрения точности модель ротора в координатах (d,q) может считаться компромиссным вариантом между моделью в координатах (α,β) и моделью в координатах (x,y), поскольку для координатных преобразований измеренных токов статора используется угол положения ротора, который известен точно;

– модель ротора наиболее проста и не содержит перекрёстных связей между составляющими потокосцепления d и q;

Недостатки:

– регуляторы работают на частоте скольжения;

– наиболее сложная схема компенсации ЭДС;

– использует модуль вычисления амплитуды и фазы вектора, что является весомым затруднением с точки зрения программной реализации.

Подобная модель считается предпочтительной к.т.н. Мищенко В.А. (АООТ "Авиационная электроника и коммуникационные системы").

3) Математическое описание в координатах (x,y)

Достоинства:

– модель ротора проста и позволяет вычислять модуль и фазу вектора потокосцепления ротора напрямую, исключая потребность в дополнительных математических блоках (при использовании принципа ориентации оси "x" по вектору потокосцепления ротора);

– частота всех переменных в осях (x,y) равна нулю, что позволяет повысить точность работы регуляторов и обеспечивает дополнительные удобства при настройке контуров;

Недостатки:

– модель ротора наименее точна, т.к. использует координатные преобразования, которые требуют знания угла положения вектора потокосцепления ротора, который известен неточно, поскольку сам вычисляется по модели;

– блок координатных преобразований работает с задержкой на один период дискретизации модели (в данном случае – один период ШИМ), поэтому такая модель требует достаточно высокой несущей частоты ШИМ;

– достаточно сложный блок компенсации ЭДС.

Такую модель предлагается использовать в [9, 22]

Следует отметить, что наличие блока вычисления амплитуды и фазы вектора существенно усложняет процессорную реализацию измерителя потокосцепления. Как

реализация функции квадратного корня, так и реализация функции arctg производится путём интерполяции по таблице опорных точек, что требует заметного увеличения процессорного времени и объёма требуемой памяти. Кроме того, вычисление квадратного корня в области нуля, а arctg в области $\frac{\pi}{2}$ производится с заметной погрешностью.

Таким образом, на основании проведённого сравнения, для реализации в разрабатываемой системе выбирается модель АД и измерителя потокосцепления ротора в осях (x,y).

1.6. Теоретическая структура СВУ АД

На основании выбранной математической модели АД в осях (x,y) синтезирована теоретическая структура СВУ АД, представленная на рис. 1.23. Эта структура требует некоторых пояснений.

Блок координатных преобразований БКП1

Работает в соответствии с формулами [1]:

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{*} = u_{x}^{*} \cdot \cos\Theta_{\Psi r}^{*} - u_{y}^{*} \cdot \sin\Theta_{\Psi r}^{*} \\ u_{\beta}^{*} = u_{x}^{*} \cdot \sin\Theta_{\Psi r}^{*} + u_{y}^{*} \cdot \cos\Theta_{\Psi r}^{*} . \end{cases} \quad (1.171)$$

Блок координатных преобразований БКП2

Работает в соответствии с формулами:

$$\begin{cases} i_{x}^{*} = i_{\alpha}^{*} \cdot \cos\Theta_{\Psi r}^{*} + i_{\beta}^{*} \cdot \sin\Theta_{\Psi r}^{*} \\ i_{y}^{*} = -i_{\alpha}^{*} \cdot \sin\Theta_{\Psi r}^{*} + i_{\beta}^{*} \cdot \cos\Theta_{\Psi r}^{*} . \end{cases} \quad (1.172)$$

Блок фазных преобразований БФП

Работает в соответствии с обобщёнными формулами (1.41):

$$\begin{cases} i_{\alpha}^{*} = i_{a}^{*} \\ i_{\beta}^{*} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_{a}^{*} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_{b}^{*} . \end{cases} \quad (1.173)$$

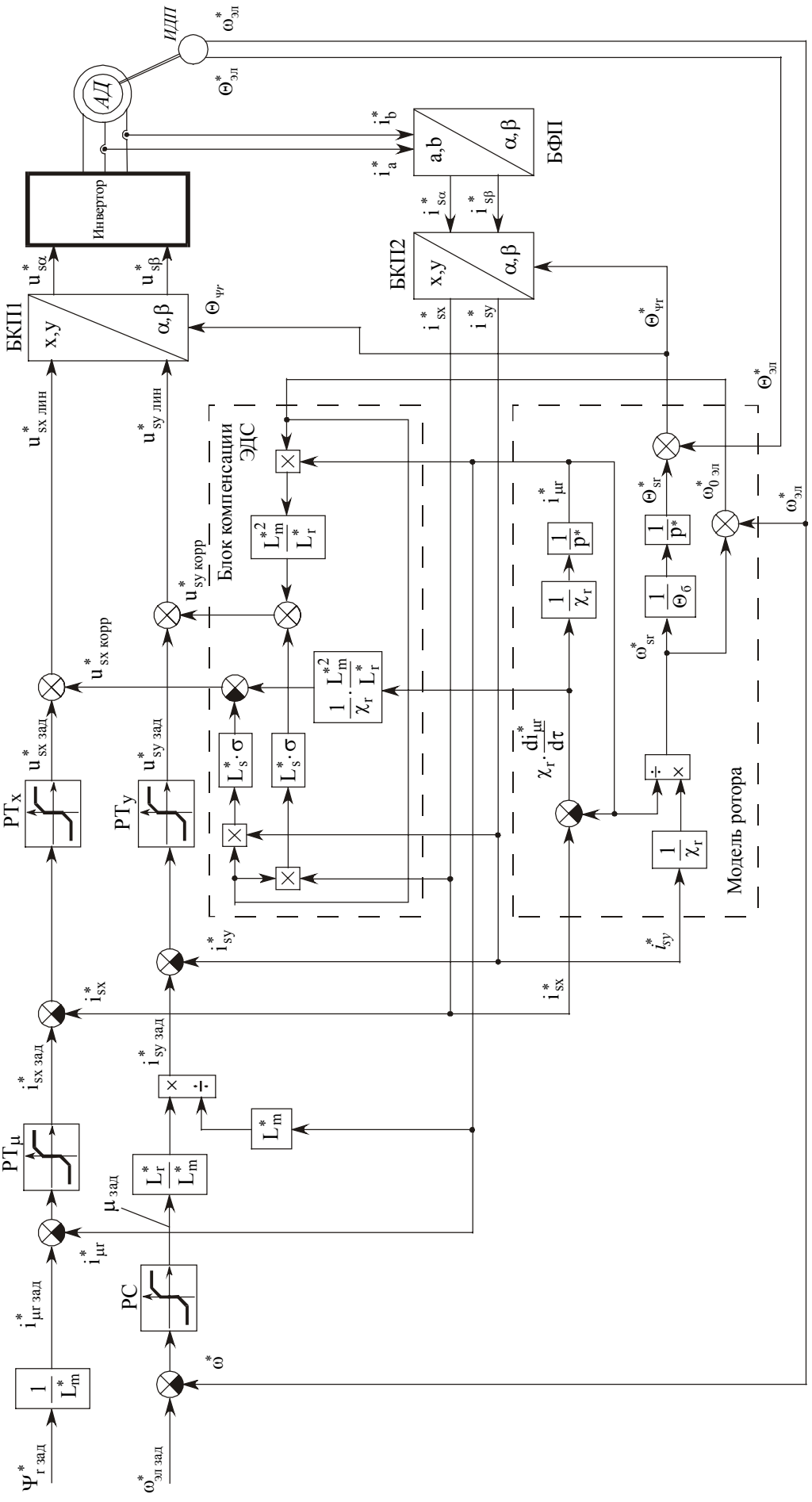


Рис. 1.23. Теоретическая структура СВУ АД

1.7. Синтез регуляторов

Целью вывода коэффициентов регуляторов здесь является, во-первых, получение максимально возможного быстродействия контуров токов, в системе, синтезированной в непрерывной области, но реально дискретной по времени, и, во-вторых, вывод универсальных выражений для коэффициентов регуляторов в о.е.

Разобьем уравнения (1.169) на две части – "линейную" (без учёта ЭДС самоиндукции и вращения), и напряжение ЭДС, представив в виде:

$$\begin{cases} u^*_{sx} = u^*_{sx\ лин} + u^*_{sx\ ЭДС} \\ u^*_{sy} = u^*_{sy\ лин} + u^*_{sy\ ЭДС} \end{cases}, \tag{1.174}$$

где

$$\begin{cases} u^*_{sx\ лин} = R^*_s \cdot \left(i^*_{sx} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{sx}}{d\tau} \right) \\ u^*_{sy\ лин} = R^*_s \cdot \left(i^*_{sy} + \sigma \cdot \chi_s \cdot \dfrac{di^*_{sy}}{d\tau} \right) \end{cases}, \tag{1.175}$$

$$\begin{cases} u^*_{sx\ ЭДС} = \dfrac{L^{*2}_m}{L^*_r} \cdot \dfrac{di^*_{\mu r}}{d\tau} - \sigma \cdot L^*_s \cdot i^*_{sy} \cdot \omega^*_{0\ эл} \\ u^*_{sy\ ЭДС} = \sigma \cdot L^*_s \cdot i^*_{sx} \cdot \omega^*_{0\ эл} + \dfrac{L^{*2}_m}{L^*_r} \cdot i^*_{\mu r} \cdot \omega^*_{0\ эл} \end{cases}. \tag{1.176}$$

В классической теории электропривода контура токов синтезируются в режиме короткого замыкания (без учёта ЭДС вращения) [1].

Синтез регулятора тока i_x

а) Синтез регулятора тока i_x при наличии в системе блока компенсации ЭДС

В случае, если в системе имеется блок компенсации ЭДС, ЭДС взаимоиндукции от тока намагничивания ротора в контуре тока i^*_x также можно не учитывать. Структурная схема контура регулирования тока i^*_x для этого случая, составленная исходя из первого уравнения (1.175) представлена на рис. 1.24. Отметим, что система синтезирована в непрерывной области, но реально является дискретной по времени, при-

чём период дискретизации равен периоду ШИМ. При синтезе принималось допущение, что минимальная постоянная времени системы должна быть намного больше периода дискретизации, и поэтому дискретностью системы можно пренебречь. Поэтому принимается, что ПЧ безынерционен. В 3.2 показано, что коэффициент передачи ПЧ равен единице (см. рис. 3.4). Поэтому в структурных схемах контуров токов блок, описывающий ПЧ, отсутствует.

Передаточная функция объекта регулирования:

$$W_{op}(p)=\frac{1/R_s^*}{1+\sigma\cdot\chi_s\cdot p^*}. \qquad (1.177)$$

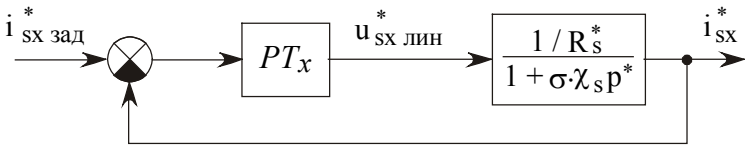


Рис. 1.24. Структурная схема контура тока i_x^* (при наличии блока компенсации ЭДС)

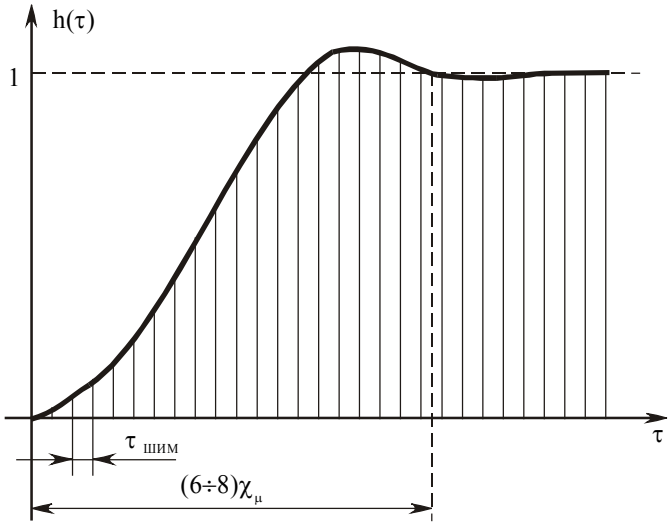


Рис. 1.25. Переходная функция контура регулирования, настроенного на модульный оптимум.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура:

$$W_{жел}(p)=\frac{1}{a_{ix}\cdot\chi_\mu\cdot p^*\cdot\left(\chi_\mu\cdot p^*+1\right)}, \qquad (1.178)$$

где a_{ix} – отношение постоянной времени интегральной части к постоянной времени инерционной части скорректированной передаточной функции контура тока.

Для настройки на модульный оптимум

$$a_{ix} = 2. \tag{1.179}$$

Такая настройка принята во всех контурах регулирования в данной системе.

χ_μ – постоянная времени инерционной части скорректированной передаточной функции контура тока.

Постоянную времени инерционной части выберем следующим образом. Пусть требуется получить максимальное быстродействие контура при настройке его на модульный оптимум. Переходная функция при этом выглядит, как показано на рис. 1.25 [1, 21].

Для того, чтобы в системе, дискретной по времени, но синтезированной в непрерывной области, желаемый переходной процесс был воспроизведён с должной точностью, необходимо, чтобы период дискретизации системы был достаточно мал по отношению к длительности переходного процесса (т.е. чтобы переходной процесс был квантован значительным числом периодов дискретизации). Примем, что в длительность переходного процесса, которая равна при данной настройке $6 \cdot \chi_\mu$, должно укладываться по крайней мере 10 периодов ШИМ. Тогда

$$\chi_\mu = \frac{10 \cdot \tau_{ШИМ}}{6} \approx 1{,}67 \cdot \tau_{ШИМ}, \tag{1.180}$$

где $\tau_{ШИМ}$ – относительное значение периода ШИМ, равное:

$$\tau_{ШИМ} = \frac{T_{ШИМ}}{T_б}. \tag{1.181}$$

Таким образом, передаточная функция регулятора в контуре тока i_x^* будет иметь вид:

$$W_{рег}(p) = \frac{W_{жел}(p)}{W_{ор}(p)} = \frac{R_s^* \cdot \left(1 + \sigma \cdot \chi_s \cdot p^*\right)}{a_{ix} \cdot \chi_\mu \cdot p^* \cdot \left(\chi_\mu \cdot p^* + 1\right)}. \tag{1.182}$$

Полученная передаточная функция регулятора довольно сложна для практической реализации, поэтому предлагается пренебречь составляющей высшего порядка малости в знаменателе. Получится стандартный ПИ-регулятор:

$$W_{per}(p)=\frac{R_s^*\cdot\left(1+\sigma\cdot\chi_s\cdot p^*\right)}{a_{ix}\cdot\chi_\mu^*\cdot p^{*2}+a_{ix}\cdot\chi_\mu\cdot p^*}\approx\frac{R_s^*\cdot\left(1+\sigma\cdot\chi_s\cdot p^*\right)}{a_{ix}\cdot\chi_\mu\cdot p^*}=K_{П\,ix}+K_{И\,ix}\cdot\frac{1}{p},\quad(1.183)$$

где

$$\begin{cases}K_{П\,ix}=\dfrac{R_s^*\cdot\sigma\cdot\chi_s}{a_{ix}\cdot\chi_\mu}\\ K_{И\,ix}=\dfrac{R_s^*}{a_{ix}\cdot\chi_\mu}.\end{cases}\quad(1.184)$$

б) Синтез регулятора тока i_x при отсутствии в системе блока коррекции ЭДС

Если в системе отсутствует блок коррекции ЭДС, то функции компенсации ЭДС самоиндукции в контуре возбуждения можно "переложить" на регулятор тока i_x^*. Для этого из первого уравнения системы (1.170) выразим производную тока намагничивания ротора:

$$\frac{di_{\mu r}^*}{d\tau}=\frac{i_{sx}^*-i_{\mu r}^*}{\chi_r}.\quad(1.185)$$

Рассмотрим предельный случай, когда ПП тока намагничивания ротора форсируется за счёт увеличения тока i_x. Это справедливо для систем с контуром тока намагничивания ротора, в чём можно убедиться, рассмотрев рис. 1.35. В этом случае можно грубо считать, что в течение ПП $i_{sx}^* >> i_{\mu r}^*$. Тогда из (1.185):

$$\frac{di_{\mu r}^*}{d\tau}\approx\frac{i_{sx}^*}{\chi_r}.\quad(1.186)$$

Физически это означает, что ПП в контуре тока намагничивания аппроксимируется прямой линией с производной, равной начальной производной тока намагничивания ротора при нулевых начальных условиях. Несмотря на то, что такое допущение не всегда справедливо, математическое моделирование и практические эксперименты показывают, что такой подход обеспечивает хорошую настройку регулятора тока i_x.

С учётом (1.186) из первого уравнения (1.169) следует:

$$u_{sx}^*=R_{s1}^*\cdot\left(i_{sx}^*+\frac{R_s^*\cdot\sigma\cdot\chi_s}{R_{s1}^*}\cdot\frac{di_{sx}^*}{d\tau}\right)-\sigma\cdot L_s^*\cdot i_{sy}^*\cdot\omega_{0\,эл}^*,\quad(1.187)$$

где

$$R^*_{s1} = R^*_s + \frac{L^{*2}_m}{L^*_r} \cdot \frac{1}{\chi_r}. \qquad (1.188)$$

Согласно (1.187) структурная схема контура регулирования тока i^*_x (без учёта ЭДС вращения) в этом случае выглядит так, как показано на рис. 1.26.

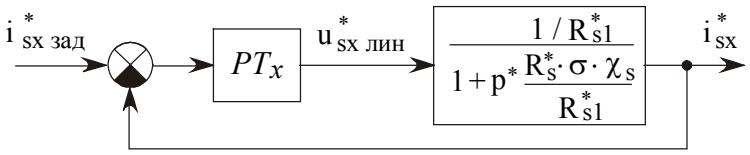


Рис. 1.26. Структурная схема контура тока i^*_x (при отсутствии блока компенсации ЭДС)

Передаточная функция объекта регулирования:

$$W_{op}(p) = \frac{1/R^*_{s1}}{1 + \frac{R^*_s \cdot \sigma \cdot \chi_s}{R^*_{s1}} \cdot p^*}; \qquad (1.189)$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура – такая же, как и в предыдущем случае (1.178). Передаточная функция регулятора:

$$W_{рег}(p) = \frac{W_{жел}(p)}{W_{op}(p)} = \frac{R^*_{s1} \cdot \left(1 + \frac{R^*_s \cdot \sigma \cdot \chi_s}{R^*_{s1}} \cdot p^*\right)}{a_{ix} \cdot \chi_\mu \cdot p^* \cdot \left(\chi_\mu \cdot p^* + 1\right)}. \qquad (1.190)$$

или, если пренебречь малым слагаемым в знаменателе, получим обычный ПИ-регулятор:

$$W_{рег}(p) = \frac{R^*_{s1} \cdot \left(1 + \frac{R^*_s \cdot \sigma \cdot \chi_s}{R^*_{s1}} \cdot p^*\right)}{a_{ix} \cdot \chi^*_\mu \cdot p^{*2} + a_i \cdot \chi_\mu \cdot p^*} \approx \frac{R^*_{s1} \cdot \left(1 + \frac{R^*_s \cdot \sigma \cdot \chi_s}{R^*_{s1}} \cdot p^*\right)}{a_{ix} \cdot \chi_\mu \cdot p^*} = K_{П\,ix} + K_{И\,ix} \cdot \frac{1}{p}, \qquad (1.191)$$

где

$$\begin{cases} K_{П\,ix} = \dfrac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{ix} \cdot \chi_\mu} \\ K_{И\,ix} = \dfrac{R_{s1}^*}{a_{ix} \cdot \chi_\mu}. \end{cases} \tag{1.192}$$

Синтез регулятора тока i_y^* производится аналогично синтезу регулятора тока i_x^* при наличии блока компенсации ЭДС. Структурная схема контура регулирования тока i_y^*, составленная исходя из второго уравнения (1.175) представлена на рис. 1.27.

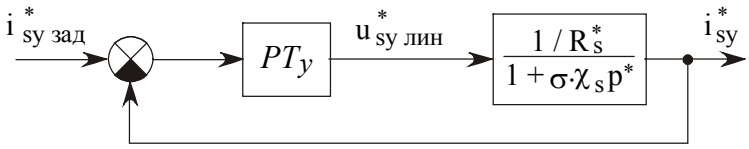


Рис. 1.27. Структурная схема контура тока i_y^*

Синтез регуляторов тока намагничивания ротора и скорости производится по классической схеме для охватывающих контуров [1, 21] и здесь не приводится. Структурная схема контура регулирования тока намагничивания, составленная исходя из первого уравнения (1.170) и упрощённой передаточной функции замкнутого контура тока i_x^*, представлена на рис. 1.28.

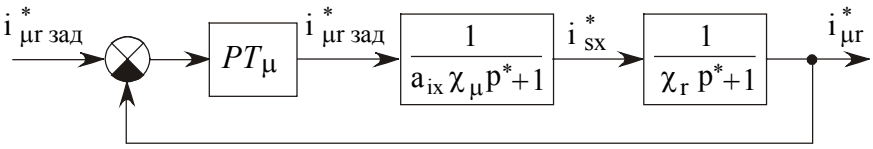


Рис. 1.28. Структурная схема контура регулирования тока $i_{\mu r}^*$

Исходя из уравнения (1.20), можно записать передаточную функцию механической части привода по управлению:

$$W_{мех}(p) = \frac{\omega_{эл}^*(p)}{\mu(p)} = \frac{1}{k_j \cdot J_{дв}^*} \cdot \frac{1}{p^*}. \tag{1.193}$$

Структурная схема контура регулирования скорости, составленная исходя из упрощённой передаточной функции замкнутого контура тока i_y^* и уравнений (1.193) и (1.163), представлена на рис. 1.29.

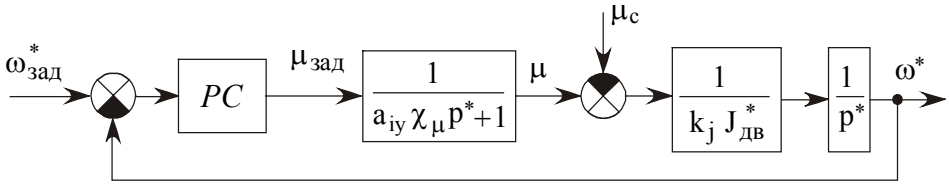


Рис. 1.29. Структурная схема контура регулирования скорости

Сводная таблица параметров регуляторов

В табл. 1.4 представлены выражения для расчёта параметров регуляторов в каждом из контуров системы.

Таблица 1.4.

Регулятор		**Тип**	**$K_П$**	**$K_И$**
Регулятор тока i_x^*	при наличии блока компенсации ЭДС	ПИ	$\frac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{ix} \cdot \chi_\mu}$	$\frac{R_s^*}{a_{ix} \cdot \chi_\mu}$
	при отсутствии блока компенсации ЭДС	ПИ	$\frac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{ix} \cdot \chi_\mu}$	$\frac{R_s^* + \frac{L_m^{*2}}{L_r^*} \cdot \frac{1}{\chi_r}}{a_{ix} \cdot \chi_\mu}$
Регулятор тока i_y^*		ПИ	$\frac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{iy} \cdot \chi_\mu}$	$\frac{R_s^*}{a_{iy} \cdot \chi_\mu}$
Регулятор тока i_μ^*		ПИ	$\frac{\chi_r}{a_{i\mu} \cdot a_{ix} \cdot \chi_\mu}$	$\frac{1}{a_{i\mu} \cdot a_{ix} \cdot \chi_\mu}$
Регулятор скорости		П	$\frac{k_j \cdot J_{дв}^*}{a_\omega \cdot a_{iy} \cdot \chi_\mu}$	0

Результаты численного расчёта параметров модели АД и параметров системы управления, а также параметров регуляторов представлены в табл. П1.1.

1.8. Вывод уравнений ПМХ при управлении с постоянством ψ_r^*

Любой реальный ЭП имеет ограничение по моменту. Со стороны двигателя это ограничение определяется перегрузочной способностью двигателя по току, а со стороны ПЧ – способностью преобразователя эту перегрузку по току двигателю обеспечить. Эта способность ПЧ, в свою очередь, определяется номинальным током и максимальным выходным напряжением инвертора, которое, в конечном счёте, определяется напряжением ЗПТ автономного инвертора. Однако, если при невыполнении требований по току можно просто взять ПЧ большей мощности, то напряжение ЗПТ для общепромышленных приводов определяется неизменным напряжением промышленной сети. Известно, что в ПЧ некоторых зарубежных производителей по этой причине применяется искусственная форсировка напряжения ЗПТ. Таким образом, для теоретической оценки возможностей привода по моменту (динамических возможностей привода) и для оценки требуемой форсировки по напряжению ЗПТ требуются аналитические выражения для предельных МХ, полученные в предположении ограниченного запаса по напряжению ЗПТ и, соответственно, по выходному напряжению ПЧ.

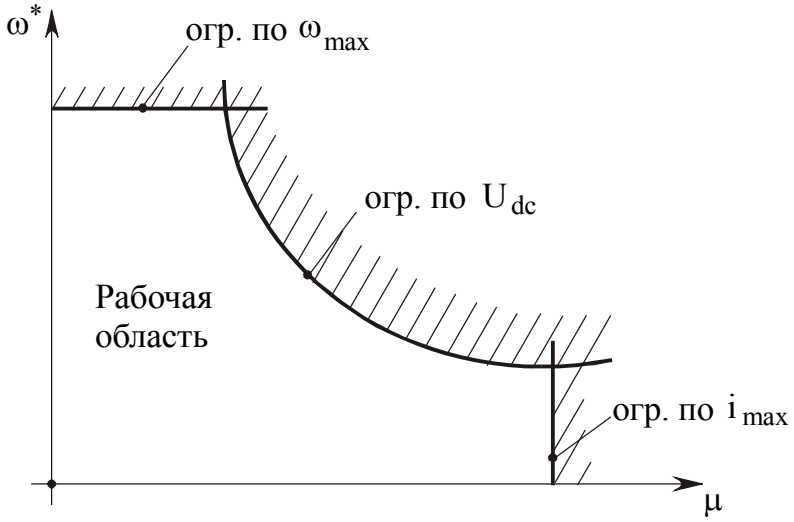


Рис. 1.30. Зона возможных механических характеристик привода

На рис. 1.30 схематически для первого квадранта показана зона допустимой работы привода. Ограничения на эту зону накладываются максимально допустимой ско-

ростью двигателя (по условиям механики), максимально допустимым током и напряжением на ЗПТ.

Все МХ, построенные в 1.4, были построены теоретически, без учёта реального запаса ПЧ по напряжению. Очевидно, что перегрузочная способность привода тем ниже, чем выше скорость и ниже потокосцепление. Поскольку в качестве принципа управления для СВУ АД выбран принцип поддержания постоянства потокосцепления ротора ψ_r^* с ориентацией вектора $\overline{\psi}_r^*$ по оси "x", ниже производится аналитический вывод уравнений ПМХ привода для этого случая.

Перепишем уравнения (1.161), (1.162) для статического режима:

$$\begin{cases} u_{sx}^* = i_{sx}^* \cdot R_s^* - \omega_{0\,эл}^* \cdot \psi_{sy}^* \\ u_{sy}^* = i_{sy}^* \cdot R_s^* + \omega_{0\,эл}^* \cdot \psi_{sx}^* \\ 0 = i_{rx}^* \cdot R_r^* \\ 0 = i_{ry}^* \cdot R_r^* + \psi_{rx}^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right); \end{cases} \tag{1.194}$$

$$\begin{cases} \psi_{sx}^* = L_s^* \cdot i_{sx}^* \\ \psi_{sy}^* = L_s^* \cdot i_{sy}^* + L_m^* \cdot i_{ry}^* \\ \psi_{rx}^* = L_m^* \cdot i_{sx}^* \\ 0 = L_r^* \cdot i_{ry}^* + L_m^* \cdot i_{sy}^* \ . \end{cases} \tag{1.195}$$

Путём несложных алгебраических преобразований из (1.194) и (1.195), а также (1.163) получим:

$$\begin{cases} u_{sx}^* = \dfrac{\psi_{rx}^* \cdot R_s^*}{L_m^*} - \omega_{0\,эл}^* \cdot \dfrac{L_s^* \cdot L_r^*}{L_m^*} \cdot \sigma \cdot \dfrac{\mu}{\psi_{rx}^*} \\ u_{sy}^* = \dfrac{L_r^* \cdot R_s^*}{L_m^*} \cdot \dfrac{\mu}{\psi_{rx}^*} + \omega_{0\,эл}^* \cdot \dfrac{L_s^*}{L_m^*} \cdot \psi_{rx}^* \\ 0 = -\dfrac{R_r^* \cdot \mu}{\psi_{rx}^*} + \psi_{rx}^* \cdot \left(\omega_{0\,эл}^* - \omega_{эл}^*\right) \end{cases} \tag{1.196}$$

Из системы (1.196) можно найти аналитическое выражение для ПМХ.

Предельные характеристики представляют собой семейство зависимостей электрической скорости двигателя от момента $\omega_{эл}^*(\mu)$ при фиксированном значении напряжения статора двигателя u_s^* и различных значениях потокосцепления ротора, ко-

торые задаются в качестве параметра. Зависимость $\omega^*_{эл}(\mu)$ выразим из третьего уравнения (1.196):

$$\omega^*_{эл} = \omega^*_{0\,эл} - \frac{R^*_r}{\psi^{*2}_{rx}} \cdot \mu . \tag{1.197}$$

Скорость идеального холостого хода $\omega^*_{0\,эл}$ при этом определяется величиной потокосцепления ротора и напряжения статора АД:

$$\omega^*_{0\,эл} = f\left(\psi^*_r, u^*_s\right). \tag{1.198}$$

Найдём зависимость (1.198).

Перепишем первые два уравнения системы (1.196), введя временные обозначения:

$$\begin{cases} u^*_{sx} = p - q \cdot \mu \cdot \omega^*_{0\,эл} \\ u^*_{sy} = r \cdot \mu + s \cdot \omega^*_{0\,эл} \end{cases}, \tag{1.199}$$

где:

$$\begin{cases} p = \dfrac{\psi^*_{rx} \cdot R^*_s}{L^*_m} \\ q = \dfrac{L^*_s \cdot L^*_r \cdot \sigma}{L^*_m \cdot \psi^*_{rx}} \\ r = \dfrac{L^*_r \cdot R^*_s}{L^*_m \cdot \psi^*_{rx}} \\ s = \dfrac{L^*_s}{L^*_m} \cdot \psi^*_{rx} \end{cases}. \tag{1.200}$$

Из (1.199) выразим квадрат полного напряжения статора:

$$u^{*2}_s = u^{*2}_{sx} + u^{*2}_{sy} = \left(p - q \cdot \mu \cdot \omega^*_{0\,эл}\right)^2 + \left(r \cdot \mu + s \cdot \omega^*_{0\,эл}\right)^2 . \tag{1.201}$$

Перепишем уравнение (1.201) в виде квадратного уравнения относительно $\omega^*_{0\,эл}$:

$$\left(q^2 \cdot \mu^2 + s^2\right) \cdot \omega^{*2}_{0\,эл} + 2 \cdot \mu \cdot (r \cdot s - p \cdot q) \cdot \omega^*_{0\,эл} + \left(p^2 + r^2 \cdot \mu^2 - u^{*2}_s\right) = 0 . \tag{1.202}$$

Решив это уравнение, получим:

$$\omega^*_{0\,эл} = \frac{(p \cdot q - r \cdot s) \cdot \mu}{\left(q^2 \cdot \mu^2 + s^2\right)} \pm \sqrt{\frac{\mu^2 \cdot (r \cdot s - p \cdot q)^2}{\left(q^2 \cdot \mu^2 + s^2\right)^2} - \frac{p^2 + r^2 \cdot \mu^2 - u^{*2}_s}{q^2 \cdot \mu^2 + s^2}} \tag{1.203}$$

Знак "–" перед дискриминантом не используется.

Получим характерные точки предельных механических характеристик:

1) Холостой ход

$$\begin{cases} \mu = 0 \\ \omega^*_{эл} = \omega^*_{0\,эл} \end{cases} \tag{1.204}$$

Из (1.203) с учётом (1.204):

$$\omega^*_{0\,эл} = \frac{\sqrt{u^{*2}_s - p^2}}{s}. \tag{1.205}$$

2) Заторможенный ротор

$$\begin{cases} \mu = \mu_{кз} \\ \omega^*_{эл} = 0 \end{cases} \tag{1.206}$$

Из третьего уравнения (1.196) с учётом (1.206):

$$\mu_{кз} = \frac{\omega^*_{0\,эл} \cdot \psi^{*2}_{rx}}{R^*_r}. \tag{1.207}$$

Подставим выражение (1.207) в первое и второе уравнения системы (1.196):

$$\begin{cases} u^*_{sx} = \dfrac{\psi^*_{rx} \cdot R^*_s}{L^*_m} - \dfrac{R^*_r}{\psi^{*2}_{rx}} \cdot \mu_{кз} \cdot \dfrac{L^*_s \cdot L^*_r}{L^*_m} \cdot \sigma \cdot \dfrac{\mu_{кз}}{\psi^*_{rx}} \\ u^*_{sy} = \dfrac{L^*_r \cdot R^*_s \cdot \mu_{кз}}{L^*_m \cdot \psi^*_{rx}} + \dfrac{R^*_r}{\psi^{*2}_{rx}} \cdot \mu_{кз} \cdot \dfrac{L^*_s}{L^*_m} \cdot \psi^*_{rx}\ ; \end{cases} \tag{1.208}$$

Перепишем (1.208), введя временные обозначения:

$$\begin{cases} u^*_{sx} = a - b \cdot \mu^2_{кз} \\ u^*_{sy} = c \cdot \mu_{кз}\ , \end{cases} \tag{1.209}$$

где

$$\begin{cases} a = \dfrac{\psi^*_{rx} \cdot R^*_s}{L^*_m} \\ b = \dfrac{R^*_r \cdot L^*_s \cdot L^*_r \cdot \sigma}{\psi^{*3}_{rx} \cdot L^*_m} \\ c = \dfrac{L^*_r \cdot R^*_s + R^*_r \cdot L^*_s}{L^*_m \cdot \psi^*_{rx}}. \end{cases} \tag{1.210}$$

Выразим из (1.209) полное напряжение статора:

$$u_s^{*2} = u_{sx}^{*2} + u_{sy}^{*2} = \left(a - b \cdot \mu_{кз}^2\right)^2 + c^2 \cdot \mu_{кз}^2 = a^2 - 2 \cdot b \cdot \mu_{кз}^2 + b^2 \cdot \mu_{кз}^4 + c^2 \cdot \mu_{кз}^2 . \qquad (1.211)$$

Перепишем уравнение (1.211) в виде биквадратного уравнения относительно $\mu_{кз}$:

$$b^2 \cdot \mu_{кз}^4 + \left(c^2 - 2 \cdot a \cdot b\right) \cdot \mu_{кз}^2 + \left(a^2 - u_s^{*2}\right) = 0 . \qquad (1.212)$$

Решив это уравнение, получим:

$$\mu = \pm \sqrt{\frac{2 \cdot a \cdot b - c^2 \pm \sqrt{\left(c^2 - 2 \cdot a \cdot b\right)^2 - 4 \cdot b^2 \cdot \left(a^2 - u_s^{*2}\right)}}{2 \cdot b^2}} . \qquad (1.213)$$

Полученные ПМХ, рассчитанные для двигателя 4А100L6У3, представлены на рис. 1.31. Расчёт ПМХ производился в среде MATLAB. При расчёте принималось, что $U_{dc} = U_{dc\,ном}$ и при этом для инвертора с векторной ШИМ $u_s^* = 1$ (см. 3.13).

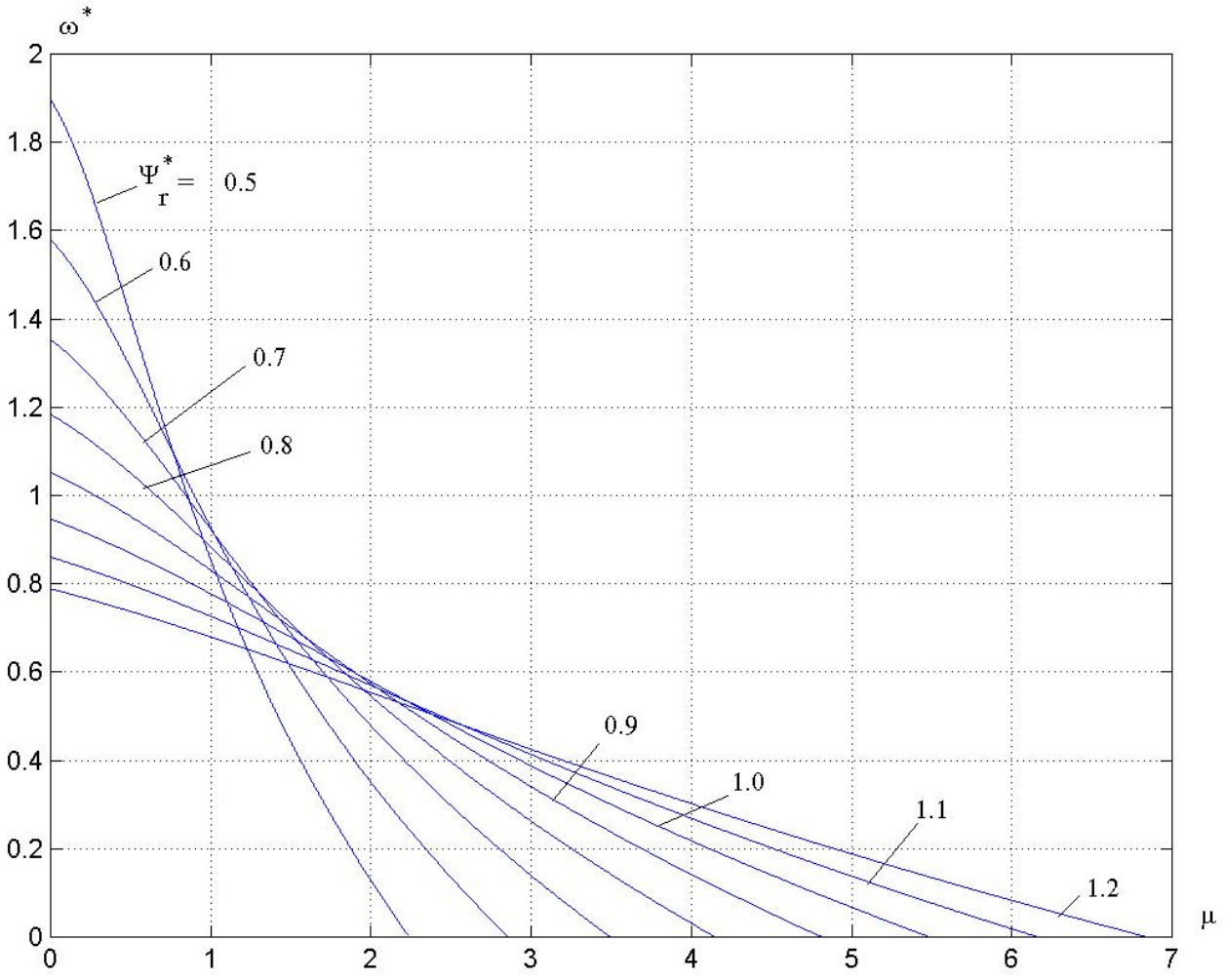


Рис. 1.31. ПМХ для двигателя 4А100L6У3 при управлении по закону $\overline{\psi}_r^* = \text{const}$

Подчеркнём, что ПМХ, представленные на рис. 3.11, отражают лишь ограничения по напряжению ЗПТ, но не отражают ограничений по допустимому току и допустимой скорости.

1.9. Моделирование системы векторного управления в среде MATLAB

1.9.1. Модель теоретической структуры СВУ АД

В соответствии с теоретической структурой СВУ АД, представленной на рис. 1.23, в среде MATLAB была составлена модель такой системы. При этом ставились следующие задачи:

– проверка правильности синтеза параметров системы и коэффициентов регуляторов;

– проверка правильности аналитического вывода уравнений ПМХ.

Структура модели представлена на рис. 1.32. Пояснения по структуре каждого из блоков модели представлены в прил. 3.

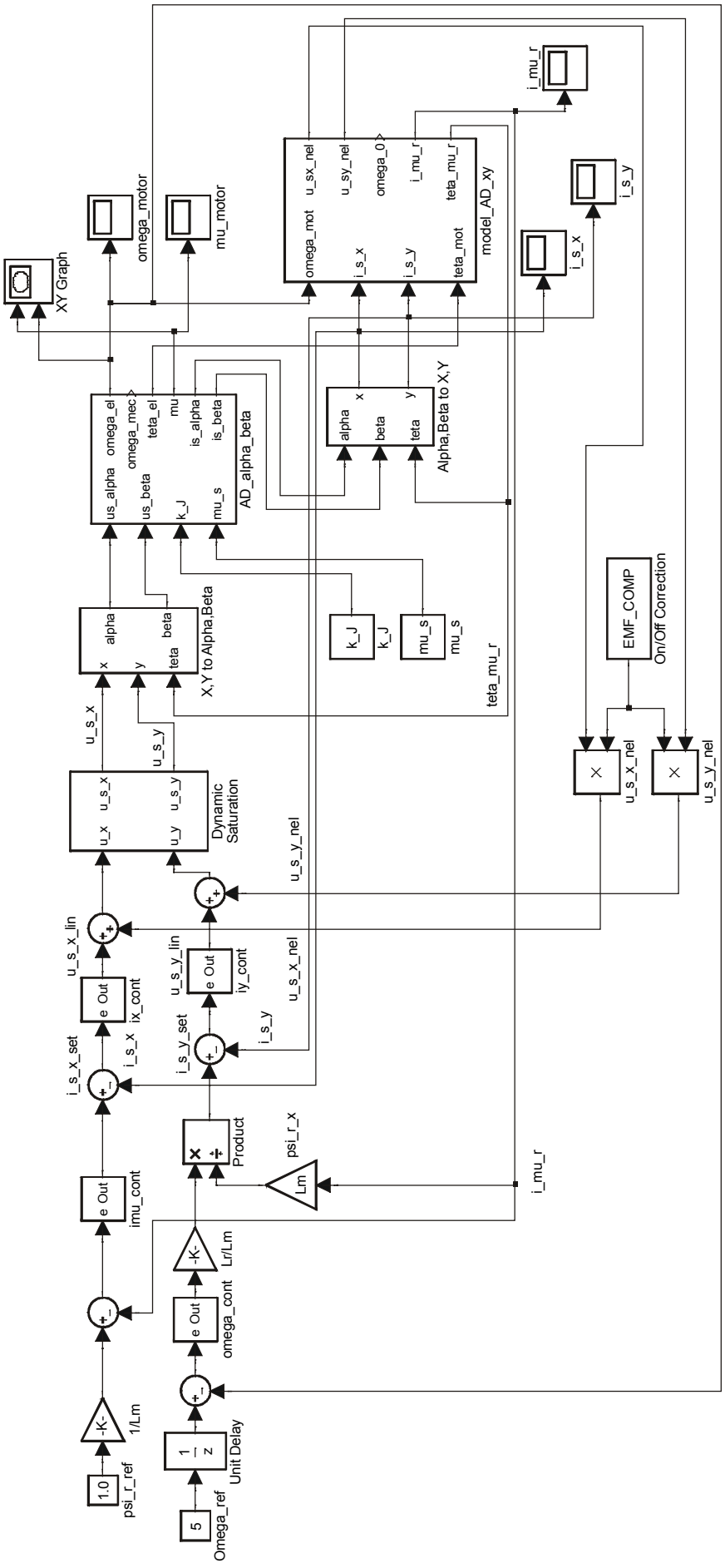


Рис. 3.20. Структурная схема модели системы векторного управления АД

1.9.2. Исследование модели

Численные значения параметров испытуемого АД и параметров системы управления представлены в таблице П1.1.

На рис. 1.33 представлены осциллограммы ПП в контуре тока i_x^* при подаче на его вход скачка задания величиной $i_{x\,зад}^* = 0{,}5$ (что приближённо соответствует току i_x^* при номинальном потокосцеплении ротора) для случаев, когда блок компенсации ЭДС включен (*а*), и когда он отключен (*б*). Сравнивая эти осциллограммы, можно сделать вывод, что во втором случае ЭДС самоиндукции статора качественно компенсируется регулятором тока i_x^*.

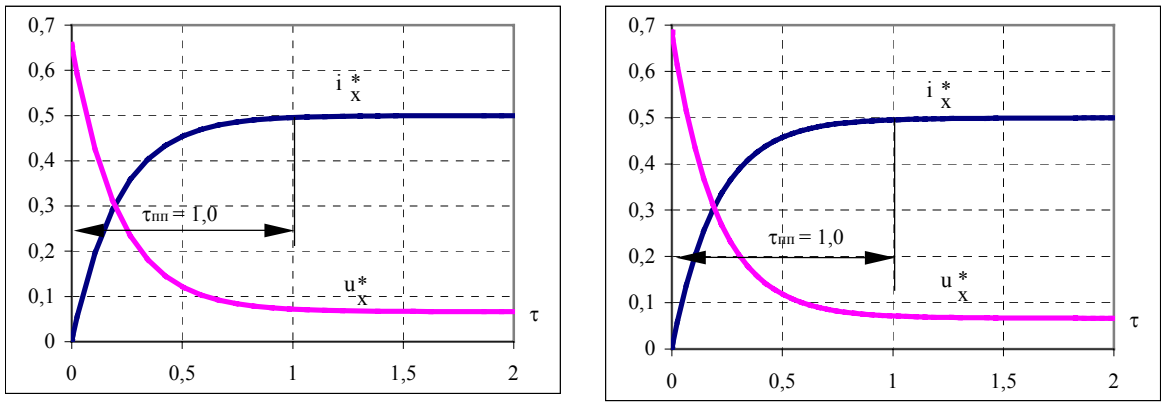
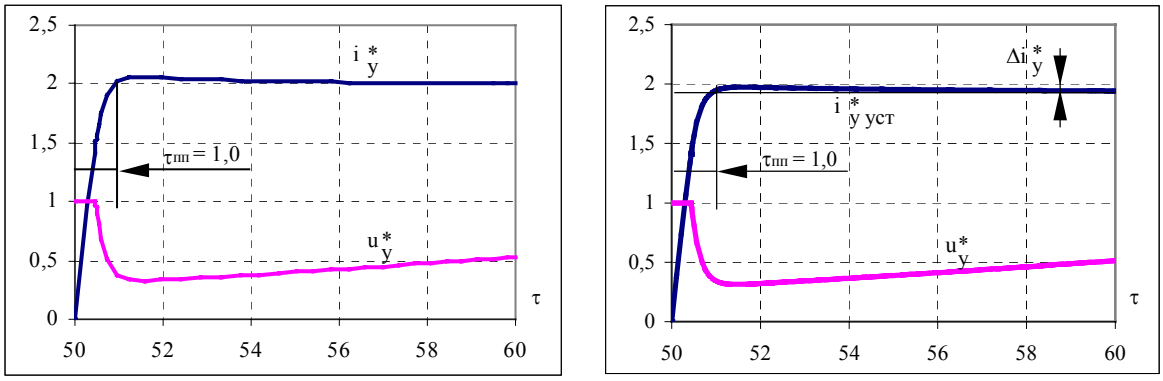


Рис. 1.33. ПП в контуре тока i_x^* при подаче скачка задания $i_{x\,зад}^* = 0{,}5$ при наличии блока коррекции по ЭДС (*а*) и при его отсутствии (*б*)

На рис. 1.34 представлены осциллограммы ПП в контуре тока i_y^* при подаче на его вход скачка задания величиной $i_{y\,зад}^* = 2{,}0$ для случаев, когда блок компенсации ЭДС включен (*а*), и когда он отключен (*б*). Сравнивая эти осциллограммы, можно сделать вывод, что отсутствие блока компенсации ЭДС оказывает малозаметное для практики влияние на работу контура тока i_y^*.

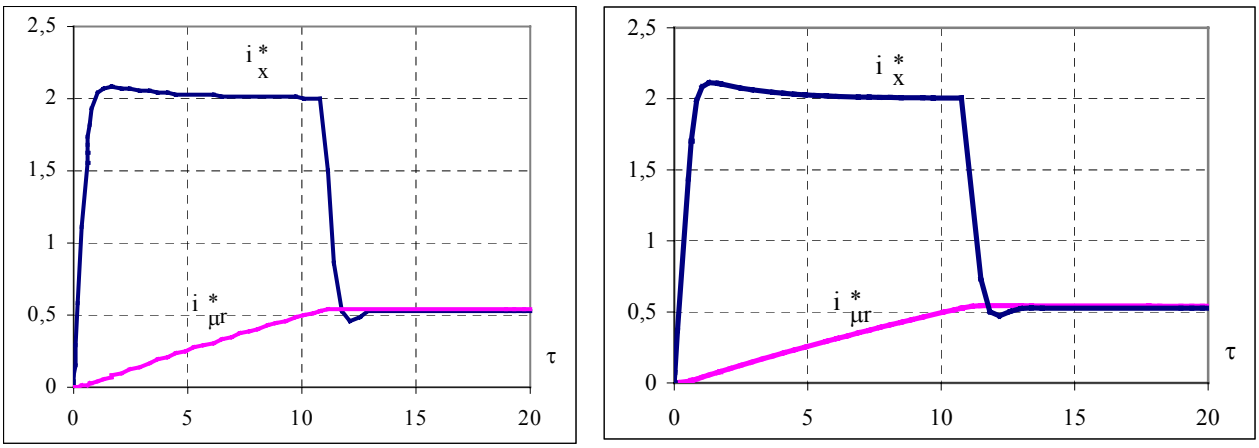
На рис. 1.35 представлены осциллограммы ПП в контуре тока $i_{\mu r}^*$ при подаче на его вход скачка задания величиной $i_{\mu r\,зад}^* = 0{,}53$ (что соответствует номинальному то-

ку намагничивания ротора) для случаев, когда блок компенсации ЭДС включен (*а*), и когда он отключен (*б*).



а) *б)*

Рис. 1.34. ПП в контуре тока i_y^* при подаче скачка задания $i_{y\,зад}^* = 2{,}0$ при наличии блока коррекции по ЭДС (*а*) и при его отсутствии (*б*)

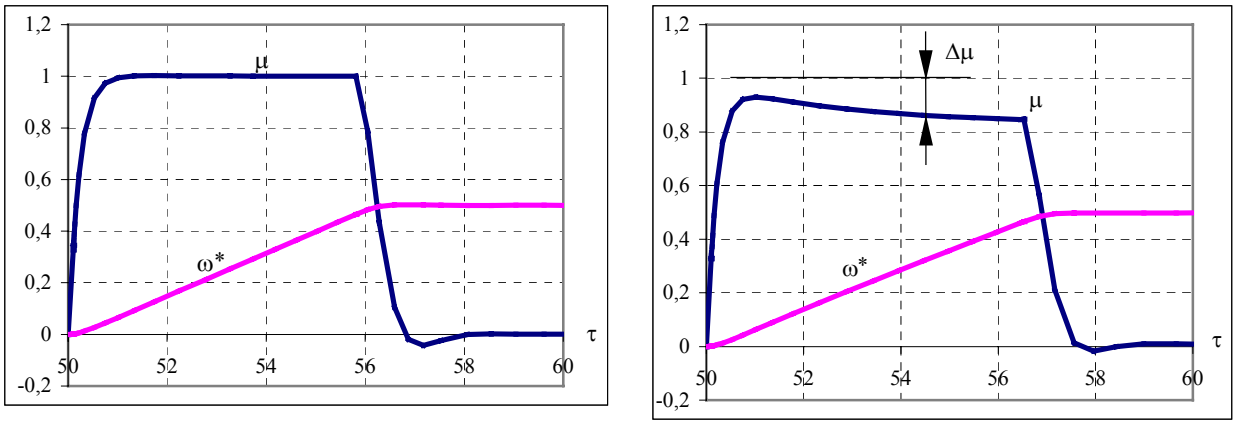


а) *б)*

Рис. 1.35. ПП в контуре тока $i_{\mu r}^*$ при подаче скачка задания $i_{\mu r\,зад}^* = 0{,}53$ при наличии блока коррекции по ЭДС (*а*) и при его отсутствии (*б*)

На рис. 1.36 представлены осциллограммы ПП в контуре скорости при подаче на его вход скачка задания величиной $\omega_{зад}^* = 0{,}5$ и значении пускового момента $\mu_{пуск} = 1{,}0$ для случаев, когда блок компенсации ЭДС включен (*а*), и когда он отключен (*б*). Сравнивая эти осциллограммы, можно сделать вывод, что отсутствие блока

компенсации ЭДС при значительных ускорениях существенно снижает момент двигателя.



а) *б)*

Рис. 1.36. ПП в контуре скорости при подаче скачка задания $\omega^*_{зад} = 0{,}5$ при наличии блока коррекции по ЭДС (*а*) и при его отсутствии (*б*)

Далее представлены ДМХ привода при разгоне с заданным моментом (с разомкнутым контуром скорости). Эти ДМХ приводятся с целью иллюстрации работы привода при выходе на ПМХ. Двигатель разгоняется с заданным моментом лишь до определённой скорости, а затем переходит на соответствующую ПМХ и по ней разгоняется до скорости холостого хода, которая определяется рабочей ПМХ. Разгон производится на холостом ходу.

На рис. 1.37 представлены ДМХ привода при разгоне с различными значениями заданного момента. При этом АД выходит на одну и ту же ПМХ. Разгон производится при постоянстве потокосцепления ротора $\psi^*_r = 1{,}0$ и коэффициента кратности суммарного момента инерции $k_j = 4$.

На рис. 1.38 представлены ДМХ привода при разгоне с различными значениями потокосцепления ротора. Разгон производится при постоянстве пускового момента $\mu = 1{,}0$ и коэффициента кратности суммарного момента инерции $k_j = 4$.

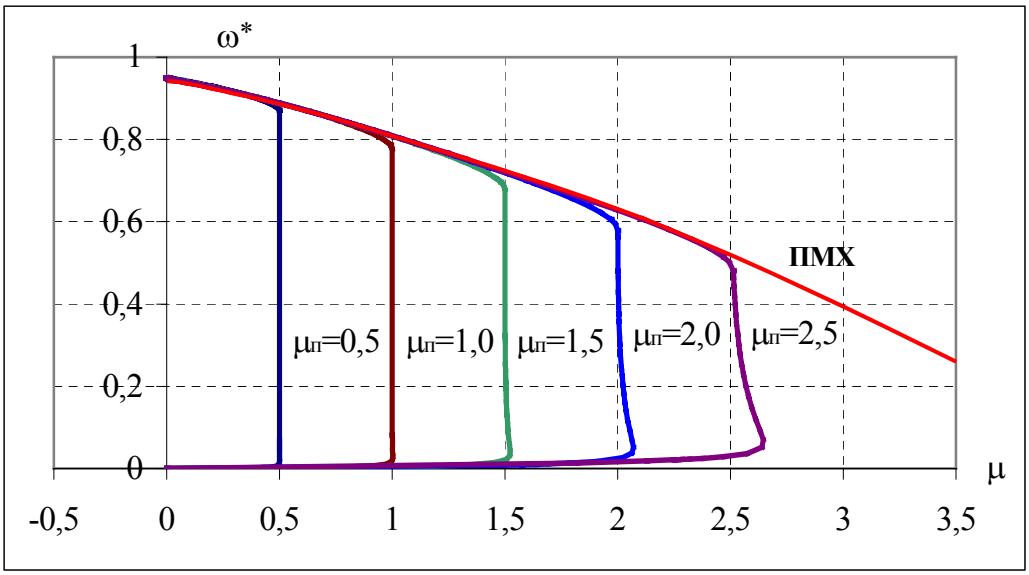


Рис. 1.37. Разгон АД с различными значениями пускового момента.

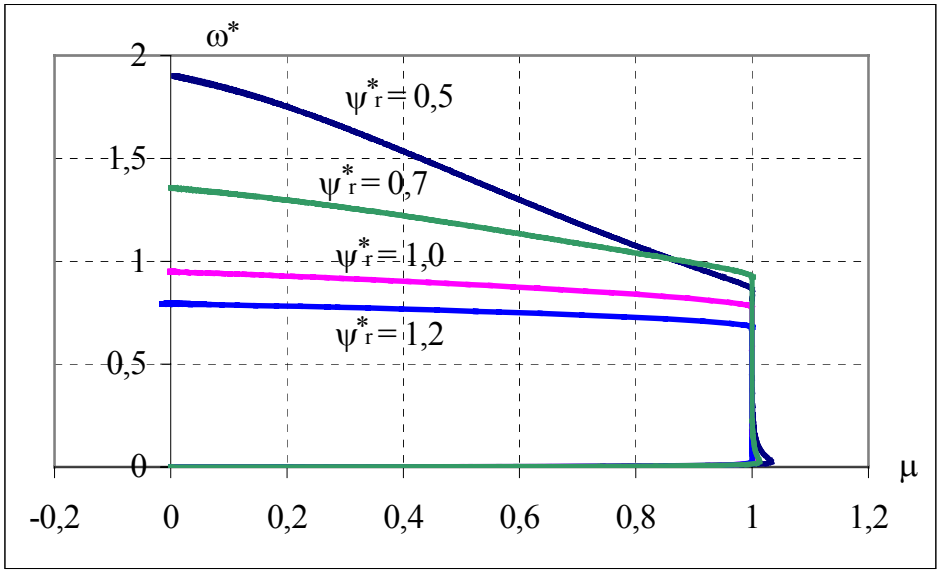


Рис. 1.38. Разгон АД при различных значениях потокосцепления ротора

На рис. 1.39 представлены ДМХ привода при разгоне с различными значениями момента инерции. При этом АД выходит на одну и ту же ПМХ. Разгон производится при постоянстве пускового момента $\mu_{пуск} = 1{,}0$ и потокосцепления ротора $\psi_r^* = 1{,}0$.

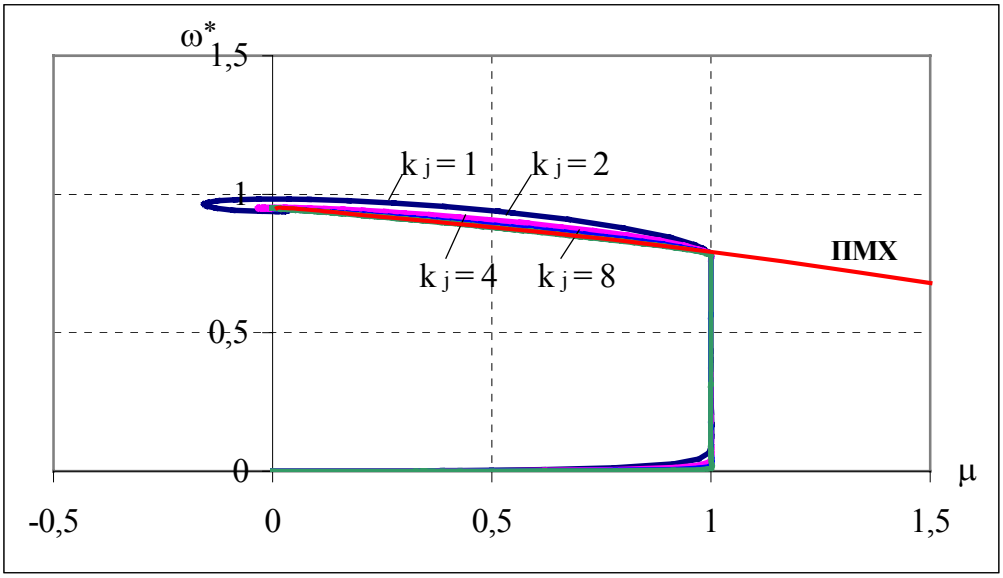


Рис. 1.39. Разгон АД при различных значениях момента инерции

На всех приведённых ДМХ явно виден период работы на ПМХ. Сравнивая приведённые смоделированные ДМХ с серией ПМХ испытуемого АД (рис. 1.31), можно сделать вывод об их совпадении и адекватности аналитического выражения для ПМХ.

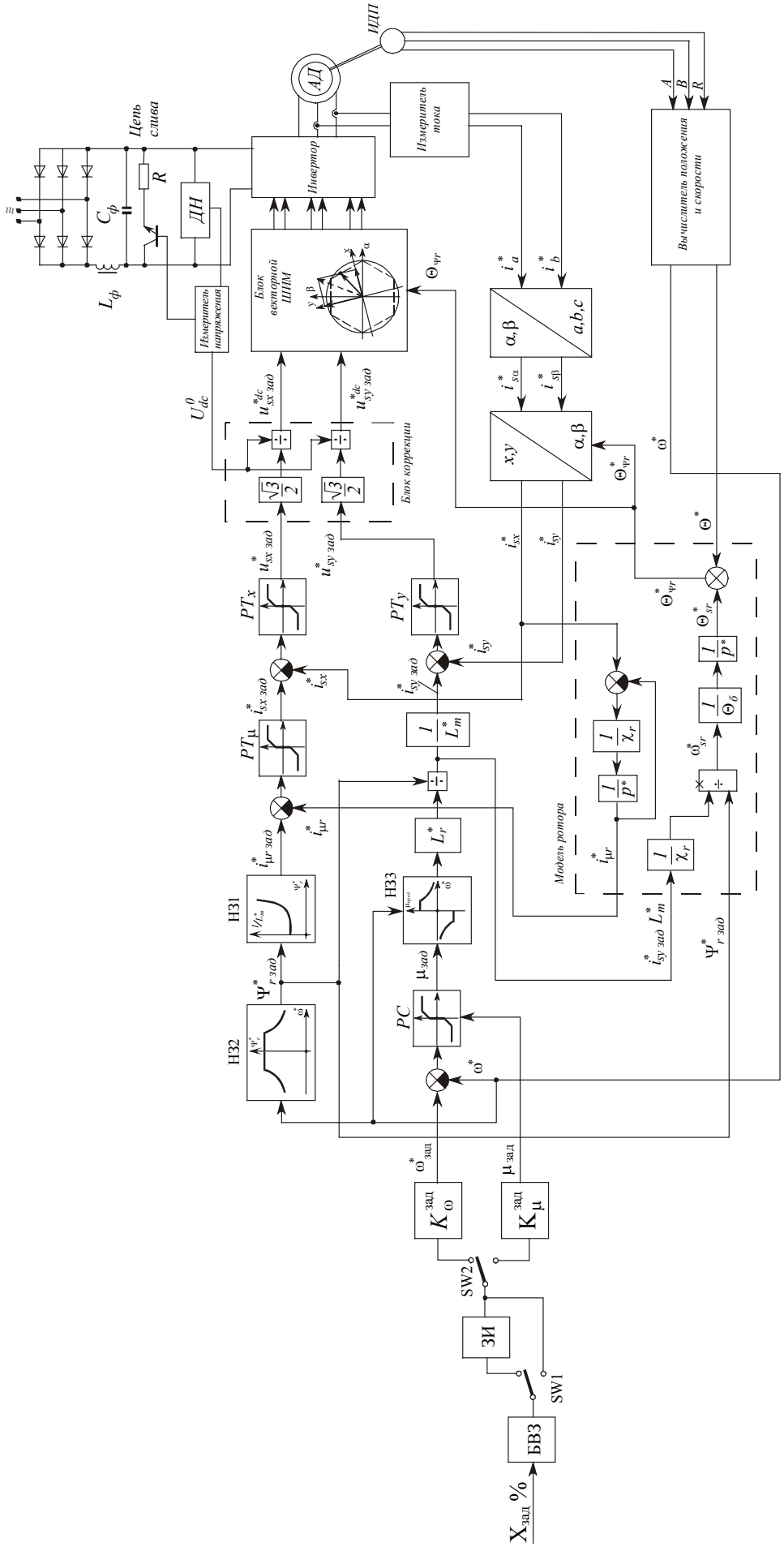


Рис. 1.40. Базовая структура двухзонной СВУ АД

1.10. Базовая структура СВУ АД

На рис. 1.40 представлена базовая структура двухзонной СВУ АД. Эта структура получена в результате практической реализации, экспериментальных исследований и оптимизации (см. гл. 5) теоретической структуры (рис. 1.23) и отражает требования, которым должна соответствовать реальная система управления АД. Сформулируем эти требования.

1) Сигнал задания в систему вводится в виде напряжения с потенциометра или от источника напряжения. Этот сигнал рассматривается как относительный сигнал задания в диапазоне от минус 100% до 100%.

2) В системе должен присутствовать S-образный *задатчик интенсивности* (ЗИ) с оперативно настраиваемыми параметрами, формирующий требуемую интенсивность нарастания сигнала задания. Включение/отключение ЗИ производится при помощи переключателя SW1.

3) Система должна обеспечивать возможность работы привода в двух основных режимах: регулирования скорости и регулирования момента. Переключение режимов работы осуществляется оперативно при помощи переключателя SW2. В зависимости от режима работы сигнал задания умножается на соответствующий масштабирующий коэффициент $K_{\omega}^{зад}$ или $K_{\mu}^{зад}$ для получения сигналов задания собственно скорости либо момента.

В режиме регулирования скорости сигнал задания $\omega_{зад}^{*}$ подаётся на вход контура скорости. ПИ-регулятор скорости имеет зону насыщения, которая определяет значение пускового момента. Это значение может оперативно регулироваться.

В режиме регулирования момента сигнал задания момента $\mu_{зад}$ выступает в роли переменного значения насыщения регулятора скорости, а задание скорости устанавливается максимальным и знак задания скорости определяется знаком заданного момента. Таким образом обеспечивается режим ограничения скорости при работе с постоянным моментом.

4) Для обеспечения независимости выходного напряжения силового инвертора от колебаний напряжения сети постоянного тока в системе требуется *Блок коррекции*. Коррекция производится согласно выражению (3.26).

5) Для измерения скорости вращения и угла положения ротора двигателя требуется *Вычислитель положения и скорости*. В современных приводах идентификация скорости и положения производится по импульсному датчику положения ротора. Управляющий процессор должен обеспечивать аппаратную поддержку обработки сигнала с ИДП.

6) Для обеспечения высокодинамичного реверса и торможения привода требуется *Цепь слива* энергии, накапливающейся в этих режимах на конденсаторе фильтра, во внешний резистор. Для работы блока коррекции и цепи слива требуется *Измеритель напряжения* на ЗПТ.

7) Для качественного регулирования момента АД в некоторых системах производится предварительная установка поля ротора. Для этого требуется *Блок временной задержки* (БВЗ), который обеспечивает задержку подачи сигнала задания момента при включении привода.

Эти требования учитываются при разработке ПО (гл. 4).

В процессе реализации системы оказалось, что для блока векторной ШИМ требуются специальные алгоритмы, повышающие качество формирования напряжения инвертора. Их разработке посвящена гл. 3.

Система, представленная на рис. 1.40, принята в качестве базовой для встраивания в ПЧ "Универсал".

1.11. Результаты и выводы

1. При разработке математического описания АД и системы управления наиболее целесообразно использовать относительное представление переменных (относительные единицы). Применение относительных единиц позволяет создать наиболее универсальное ПО для системы управления приводом, получить схожие количественные показатели для широкого диапазона мощностей двигателей.

2. Выбрана система базовых величин, являющаяся непротиворечивой, имеющая чёткий физический смысл и позволяющая получить наиболее простое по форме математическое описание в о.е.

3. Рассмотрены и систематизированы различные условия фазного преобразования переменных. При использовании относительного представления переменных и нали-

чии в системе блока фазных преобразований переменных целесообразно производить фазный переход по условию инвариантности мгновенных значений электрических величин. При этом следует учитывать, что моменты и мощности в трёхфазной машине и её двухфазной модели оказываются различными.

4. Управление АД с поддержанием постоянства одного из потоков машины (потокосцепления статора, намагничивания или ротора) позволяет получить лучшие механические характеристики по сравнению с обычным способом управления с постоянством величины U/f. При переходе от поддержания постоянства потокосцепления статора к постоянству потокосцепления намагничивания, а затем к постоянству потокосцепления ротора увеличивается критический момент АД и жёсткость линейного участка МХ.

5. Использование принципа поддержания постоянства потокосцепления ротора даёт качественно новый вид МХ – они линейны во всём диапазоне возможных нагрузок и аналогичны характеристикам ДПТ. Данный способ управления выбран в качестве наилучшего для использования при разработке СВУ.

6. Наиболее оптимальным, удобным, требующим меньших затрат с точки зрения процессорной реализации является математическое описание АД в осях (x,y), использующее принцип ориентации оси "x" по вектору потокосцепления ротора и с измерителем тока намагничивания ротора также в осях (x,y). На основании модели в осях (x,y) синтезирована теоретическая структура СВУ АД.

7. Предложен принцип синтеза регуляторов в контурах токов i_x^* и i_y^* из условия предельного быстродействия для системы, синтезированной в непрерывной области, но реально дискретной по времени.

8. Реальный ПЧ имеет ограниченное напряжение на звене постоянного тока, что накладывает ограничения на предельные значения момента и скорости привода. Для оценки этих предельных значений предложен математический аппарат в виде ПМХ. Получены аналитические выражения ПМХ для выбранного принципа управления

9. Имитационное моделирование теоретической системы векторного управления АД в программном пакете SIMULINK в среде MATLAB подтвердило правильность расчёта коэффициентов модели, параметров регуляторов и аналитического расчёта ПМХ.

10. Отсутствие блока компенсации ЭДС при наличии быстродействующих регуляторов не сильно ухудшает качество работы системы.

11. Представлена базовая структура СВУ АД, полученная в результате реализации и оптимизации теоретической структуры, и отражающая требования к реальному приводу. Эта структура используется для встраивания в серийные промышленные ПЧ "Универсал".

Глава 2. Синтез аппаратных средств для реализации систем векторного управления АД на базе DSP - микроконтроллера

В настоящей главе представлено обоснование структуры контроллера для реализации систем векторного управления АД, обоснован выбор центрального микропроцессора, описана структура контроллеров МК9.1 и МК11.3.

2.1. Основные требования к архитектуре контроллера для систем векторного управления АД

На рис. 2.1 показан контроллер МК9.1 в составе асинхронного привода. На основании этой схемы, а также предложенной структуры СВУ (рис. 1.40) можно сформулировать требования к архитектуре управляющего контроллера, а также требования к центральному процессору (ЦП) контроллера (центральному микроконтроллеру) для управления электроприводами с возможностями реализации систем векторного управления.

Контроллер должен иметь достаточно производительный ЦП, который обеспечивал бы работу математической модели АД в реальном времени, а также реализацию на периоде ШИМ всех требуемых регуляторов, фильтров, интерполяторов и т.д. Кроме того, ЦП должен иметь набор необходимой встроенной периферии для реализации требуемой функциональности управления приводом и обеспечения связи с внешними устройствами, а именно:

– модуль ШИМ (с поддержкой режима векторной ШИМ) для формирования сигналов прямого цифрового управления силовыми ключами инвертора;

– производительный АЦП для обработки аналоговых сигналов с датчиков измерения электрических величин (фазных токов, напряжения на ЗПТ), с потенциометра ввода задания и т.д.;

– блок обработки сигналов с импульсного датчика положения ротора;

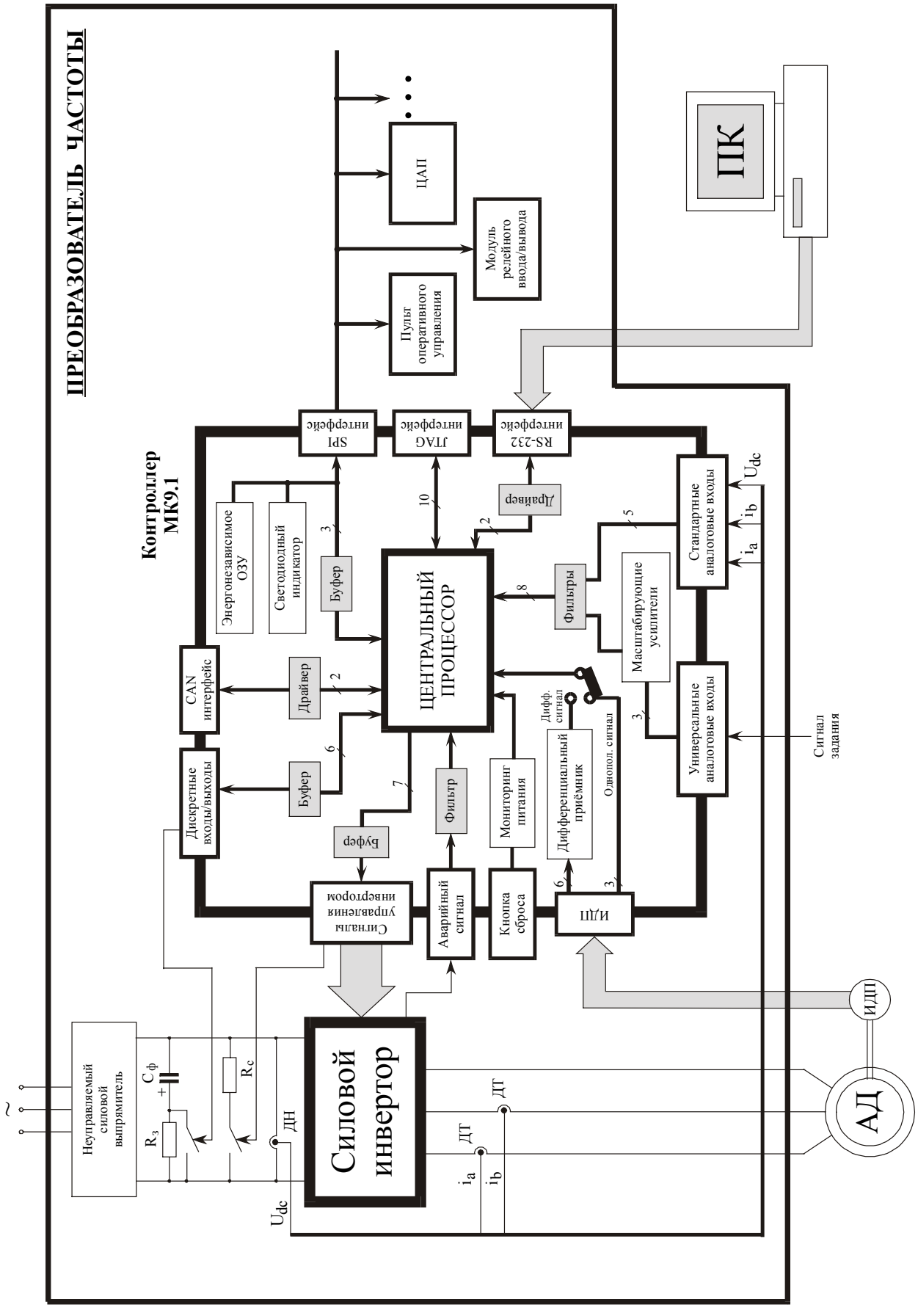


Рис. 2.1. Требования к архитектуре контроллера для управления асинхронным приводом

– поддержку различных интерфейсов для связи с внешними устройствами:

- стандартного последовательного асинхронного интерфейса (RS-232) для связи с удалёнными устройствами, например, с управляющим компьютером, с которого может осуществляться интерактивное управление приводом, а также диагностика и сбор данных;
- стандартного последовательного периферийного интерфейса (SPI) для связи с устройствами, расположенными на плате контроллера (энергонезависимое ОЗУ) или с дополнительными платами (пультом оперативного управления, платой релейного ввода/вывода, платой ЦАП);
- специнтерфейса для внутрисхемной эмуляции и отладки программ (в процессорах Texas Instruments этот интерфейс обозначен аббревиатурой JTAG);
- интерфейса для связи нескольких контроллеров (CAN), объединения их в локальную промышленную сеть, обеспечения возможностей группового управления приводами.

ЦП должен также поддерживать ввод/вывод дополнительных сигналов:

– ввод по прерыванию аппаратного сигнала аварии (или нескольких аварийных сигналов) от силового модуля;

– ввод/вывод дискретных сигналов для реализации дополнительных требований (как видно из рис. 2.1, это может быть управление цепью слива для обеспечения высокодинамичного частотного торможения и реверса, цепью заряда конденсатора фильтра и т.п.);

Помимо ЦП контроллер должен содержать блоки (цепи), которые выполняют:

– преобразование сигналов управления ключами инвертора к требуемому виду и уровню напряжения, их усиление (буферирование) и подачу через соответствующий разъём на плату драйверов силовых ключей;

– ввод аварийного сигнала (или нескольких аварийных сигналов) от силового модуля, его фильтрацию и подачу на соответствующий вход прерывания процессора;

– приём квадратурного сигнала от импульсного датчика положения ротора; этот сигнал может передаваться либо в обычном однополярном виде, либо, для повыше-

ния уровня помехозащищённости канала, в дифференциальной форме – контроллер должен обрабатывать сигнал любого вида;

– контроллер должен обеспечивать предварительную обработку аналоговых сигналов; если аналоговый сигнал имеет формат, соответствующий входам АЦП центрального процессора (процессор TMS320F241 обрабатывает сигнал в формате 0 ÷ 5 В), то он должен только фильтроваться, иначе он должен ещё и масштабироваться для приведения к формату, требуемому микроконтроллером;

– дополнительные дискретные сигналы, выводимые вовне контроллера, также должны буферироваться для приведения к требуемому виду и уровню напряжения, а также для защиты выходов ЦП от перегрузки;

– полнофункциональный контроллер должен иметь в своём составе микросхему энергонезависимого ОЗУ, в котором хранятся настройки привода и другая информация;

– важным элементом контроллера является микросхема мониторинга напряжения питания, которая обеспечивает качественный сброс ЦП при нарастании / пропадании питания, а также выдачу сигнала о снижении напряжения питания, по которому могут быть произведены какие-либо специфические действия (например, сохранение статуса системы управления в энергонезависимом ОЗУ);

– контроллер должен содержать микросхемы драйверов интерфейсов, которые требуют драйверов для приведения логических сигналов к требуемому физическому уровню (CAN, RS-232), либо, если драйвер не требуется – буфера для защиты выходов центрального микроконтроллера (SPI).

2.2. Обзор существующих микроконтроллеров для управления двигателями. Выбор центрального микропроцессора.

Последние несколько лет производители микропроцессорной техники уделяют всё более пристальное внимание разработке высокоэффективных специализированных микропроцессорных систем для встроенных систем управления приводами переменного тока. Это объясняется большим объёмом рынка интеллектуальных электромеханических систем, появлением новых типов двигателей, в частности вентильных и

вентильно-индукторных, а также бурным развитием приводов переменного тока на новой элементной базе силовых интеллектуальных модулей с IGBT-транзисторами.

До появления специализированных микроконтроллеров цифровые системы управления приводами в качестве элементной базы для своих аппаратных средств использовали микросхемы низкой и средней степени интеграции. Такие аппаратные средства отличались конструктивной громоздкостью и при этом узкой функциональностью.

Несколько лет назад широкое распространение получили 8 и 16-разрядные микроконтроллеры таких фирм, как Intel (8XC51FA/FB/FC/GB), Motorola (MC68HC05MC4, MC68HC08MP16), Siemens (SABC504, SABC167), которые содержали встроенный в кристалл богатый набор периферийных устройств, позволяющих реализовать все необходимые для системы управления двигателями функции. Лучшими из них можно считать серию 16-разрядных микроконтроллеров фирмы Intel 8xC196MC/MD/MH, как с точки зрения производительности, так и с точки зрения набора интегрированных на кристалл периферийных устройств: встроенного АЦП с режимом автоматического сканирования; процессора сравнения с несколькими каналами захвата и сравнения; сторожевого таймера; таймера с “квадратурным” режимом работы для организации прямого интерфейса с импульсными датчиками положения; стандартного ШИМ-генератора; генератора периодических сигналов для прямого цифрового управления 6-ключевыми инверторами с возможностями как фронтовой, так и центрированной модуляции; сервера периферийных транзакций в качестве дополнительного процессора ввода/вывода для ускорения периферийных пересылок; набора асинхронных и синхронных портов ввода/вывода и т.д.

Главная особенность специализированных серий микроконтроллеров для управления приводами, получивших название Motor Control, состоит во встраивании в микроконтроллер таких периферийных устройств, которые позволяют практически полностью отказаться от внешних схем сопряжения, обеспечивая прямое цифровое управление ключами преобразователя, а также ввод сигналов обратных связей без каких-либо дополнительных устройств. Однако попытки использования этих микроконтроллеров для систем векторного управления приводами подтвердили их наиболее слабое место: при прекрасной встроенной периферии для решения задач координатных преобразований и эффективной реализации цифровых регуляторов оказывается

недостаточной вычислительная мощность центрального процессора. Практический опыт в этой области показал, что на такой элементной базе можно создать системы векторного управления приводами переменного тока при выходных частотах не более 10 Гц. На базе микроконтроллера Intel 8xC196MH на кафедре Автоматизированного электропривода МЭИ был создан контроллер МК7.2 [16], который позволял строить различные системы управления АД, но мощности которого было недостаточно для реализации СВУ.

При разработке СВУ ведущие мировые производители выходили из положения следующим образом: в качестве центрального процессора использовался достаточно мощный процессор общего назначения, например, Motorola 680xx, или DSP-процессор (процессор для цифровой обработки сигналов), например Motorola 560xx, с широким набором внешних интерфейсных плат (памяти, ЦАП, АЦП, дискретного и аналогового ввода/вывода, специализированных плат обработки сигналов резольверов и импульсных датчиков и т.д.). Система управления успешно выполняла свои функции, но оказывалась сложной и дорогой.

Находили применение и мультипроцессорные системы управления, в которых на нижнем уровне управления использовался специализированный микроконтроллер, а на верхнем – DSP-процессор. Особенно бурно направление мультипроцессорных систем векторного управления стало развиваться с появлением специализированных сопроцессоров, например, сопроцессоров ADMC200, ADMC201 фирмы “Analog Devices”. Интересной особенностью этих сопроцессоров является то, что кроме модуля аппаратной реализации координатных преобразований в их состав были включены универсальный генератор периодических сигналов для прямого управления инверторами и высокопроизводительное АЦП. С появлением этих изделий специализированная периферия для управления двигателями стала встраиваться не только в микроконтроллеры, но и в сопроцессоры.

Предпринимались попытки объединить достоинства специализированных микроконтроллеров для управления двигателями и DSP-процессоров. Так, в 1996 году был создан процессор VeCON (Vector CONtrol). В одном корпусе были размещены три процессора: DSP-процессор, микроконтроллер со специализированной периферией управления двигателями и процессор ввода/вывода. Эти три процессора имели раз-

личный тип (в частности, в качестве микроконтроллера использовался процессор Siemens C167), что затрудняло программирование: каждый микропроцессор требовал своей системы разработки и программирования на своём языке; кроме того эта мультипроцессорная система была весьма дорогой.

В дальнейшем ведущие производители микропроцессорной техники пошли по пути создания однокристальных DSP-микроконтроллеров, в которых высокая производительность процессоров для цифровой обработки сигналов сочетается с широким набором встроенных периферийных устройств, специально ориентированных на определённую область использования.

В 1996 г. фирма Intel разработала и выпустила на рынок первый в мире DSP-микроконтроллер 80C296SA, положивший начало новой серии микроконтроллеров MCS-296, существенно усовершенствовав как архитектуру, так и систему команд центрального процессора упоминавшейся выше серии 16-разрядных микроконтроллеров MCS-196 в сторону адаптации к задачам цифровой обработки сигналов. В результате производительность процессора удалось поднять до 12,5 млн. оп./с, сохранив традиционный набор периферийных устройств (процессор событий, ШИМ-генератор, сторожевой таймер, порты ввода/вывода и пр.).

Ведущие производители сигнальных процессоров, такие как Texas Instruments, Analog Devices подошли к проблеме с другой стороны: они сохранили мощное ядро процессора для цифровой обработки сигналов и интегрировали на кристалл недостающие специализированные устройства управления двигателями, значительно усовершенствовав их с учётом опыта своих конкурентов (микроконтроллеры TMS320x240, ADMC300, ADMC330 [20]). В этих изделиях был достигнут рекордный на тот момент уровень по производительности (более 20 млн. операций цифровой обработки в секунду) в сочетании с уникальными возможностями встроенной периферии. Это позволяло говорить о создании нового класса изделий микропроцессорной техники, специально ориентированных на эффективное решение задач привода при хорошем соотношении цена/производительность.

На сегодняшний день именно фирмы-производители сигнальных процессоров предлагают разработчикам систем векторного управления приводами наиболее дешёвые и вместе с тем наиболее функциональные решения, использование которых по-

зволит создать новое поколение эффективных одноплатных встроенных систем управления приводами, отвечающих самым современным требованиям:

1) предельно эффективное ШИМ-управление инверторами напряжения и тока на IGBT-ключах, в том числе с возможностями реализации различных энергосберегающих режимов векторной ШИМ-модуляции;

2) возможность прямого цифрового управления моментом за счёт реализации быстродействующего контура вектора результирующего тока, или контуров токов отдельных фаз с любыми заданными пользователем алгоритмами коммутации ключей инвертора;

3) возможность автоматической программной компенсации (за счёт высокой вычислительной мощности центрального процессора) искажений выходного тока или напряжения вследствие необходимости задания ненулевого мёртвого времени при коммутации ключей в стойке, а также искажений вследствие падения напряжения на ключах инвертора;

4) возможность автоматической компенсации искажений выходного напряжения вследствие колебаний напряжения первичной сети;

5) возможность прямого цифрового ввода и обработки сигналов наиболее распространённых датчиков обратных связей: импульсных и вращающихся трансформаторов;

6) возможность программной реализации (имеются соответствующие библиотеки функций) наиболее часто встречающихся в задачах векторного управления координатных преобразований, тригонометрических функций и др.;

7) эффективная реализация цифровых регуляторов тока, скорости и положения на основе специализированных команд цифровой обработки сигналов с расширенными возможностями кольцевого буферирования данных;

8) универсальность микроконтроллеров с точки зрения управления любыми приводами переменного тока, в том числе наиболее перспективными в настоящее время – бесколлекторными двигателями постоянного тока на основе магнитоэлектрических, реактивных и индукторных двигателей. Достаточность встроенных ресурсов микроконтроллера для управления двигателями с различным числом фаз: 2-х, 3-х и 4-х фазными.

Таблица 2.1

Тип микроконтроллера	**TMS320F240**	**ADMC330**	**ADMC200/201**	**80C296SA**
Общая характеристика DSP-ядра	20 MIPS 16 бит. DSP с фиксированной точкой	20 MIPS 16 бит. DSP с фиксированной точкой	20 MIPS 16 бит. DSP с фиксированной точкой	20 MIPS 16 бит. DSP с фиксированной точкой
Объём встроенного ПЗУ программ	16К×16 бит FLASH или ROM	2К×24 бит	нет	нет
Объём встроенного ОЗУ программ	544×16 бит	2К×24 бит	нет	2К
Объём встроенного ОЗУ данных	2К×16 бит	1К×16 бит	12 регистров	512 байт
Число линий ввода/вывода	28 двунаправл.	8 двунаправл.	6 двунаправл.	32 двунапр.
Число последовательных портов	2	2	нет	1
Число таймеров/счётчиков	3	1	нет	4
Тип процессора событий	4 модуля захвата 9 модулей сравнения	нет	нет	4 модуля захвата/ сравнения
Число каналов ШИМ	9 (12 выходов)	3 (6 выходов)	3 (6 выходов)	3
Характеристика АЦП	10 разрядов 2×8 каналов с возможностью одновременной выборки 2 каналов	10 разрядов 7 каналов	11 разрядов 7 каналов	нет
Число выводов корпуса	132	68	68	100
Дополнительная информация	Сторожевой таймер 3 внешних запроса прерывания	2 дополнительных канала ШИМ частотой до 39 кГц Сторожевой таймер		4 внешних запроса прерывания

Исходя из этого выбор элементной базы для разработки системы векторного управления производился из DSP-микроконтроллеров.

В табл. 2.1 приведены краткие сравнительные характеристики нескольких DSP микроконтроллеров и сопроцессоров [6, 18, 20].

Рассмотрев табл. 2.1, можно сделать вывод, что наилучшие характеристики имеют процессоры TMS320F240 фирмы Texas Instruments. Процессоры TMS320F240 принадлежат к семейству процессоров TMS320F24x, специально ориентированных на управление двигателями. В табл. 2.2 приведены краткие сравнительные характеристики процессоров внутри этого семейства.

Таблица 2.2

Тип микроконтроллера	**‘C240**	**‘F240**	**‘C241**	**‘F241**	**‘C242**	**‘F243**
Производительность	20 MIPS	20 MIPS	20 MIPS	20 MIPS	20 MIPS	20 MIPS
Встроенное ОЗУ	544×16 бит	544×16 бит	544×16 бит	544×16 бит	544×16 бит	544×16 бит
Встроенное ПЗУ	16К	-	8К	-	4К	-
Flash-память	-	16К	-	8К	-	8К
Всего адресуемой п.д.	64K	64K	-	-	-	64K
Всего адресуемой п.п.	64K	64K	-	-	-	64K
Встроенное АЦП	10 бит 2 канала	10 бит 2 канала	10 бит 2 канала	10 бит 2 канала	10 бит 2 канала	10 бит 2 канала
Число каналов ШИМ	12	12	8	8	8	8
Число модулей захвата	4	4	3	3	3	3
Число модулей сравнения	9	9	3	3	3	3
Число таймеров	3	3	2	2	2	2
Интерфейсы	SPI,SCI	SPI,SCI	SPI,SCI, CAN	SPI,SCI, CAN	SCI	SPI,SCI, CAN
Число линий ввода/вывода	28	28	26	26	26	32
Число ножек корпуса	132	132	68	68	68	144

В качестве средства для реализации системы управления и создания контроллера МК9.1 был выбран процессор TMS320F241, который имеет закрытую архитектуру.

Таково было состояние рынка DSP - микроконтроллеров на 1991 г., когда был создан контроллер МК9.1 Этот контроллер и был использован в качестве базового аппаратного средства для создания СВУ АД.

На сегодняшний день самым последним контроллером серии МК является контроллер МК11.3, также предназначенный для создания СВУ АД, но обладающий

большей функциональностью по сравнению с контроллером МК9.1. Ядром этого контроллера является DSP - процессор TMS320LF2407A. DSP - микроконтроллеры серии '24xx фирмы Texas Instruments сегодня являются наиболее производительными и полнофункциональными на мировом рынке DSP - микроконтроллеров. Процессор TMS320LF2407A является наиболее полнофункциональным из них. Сравнительные характеристики контроллеров этой серии представлены в табл. 2.3 [19].

Таблица 2.3.

Микроконтроллер	Производительность, млн.оп./с	Встроенная память ОЗУ/ПЗУ/ Флэш, слов	Интерфейс внеш. памяти	Число каналов ШИМ/ Таймеров	Число каналов АЦП/время преобр.	CAN-интерфейс	Послед. порты
'LC2401A	40	1 К/8К/-	-	7/2	5/500 нс	-	SCI
'LC2402A	40	544/6К/-	-	8/2	8/425 нс	-	SCI
'LC2404A	40	1,5К/16К/-	-	16/4	16/375 нс	-	SCI, SPI
'LC2406A	40	2,5К/32К/-	-	16/4	16/375 нс	Есть	SCI, SPI
'LF2401A	40	1К/-/8К	-	7/2	5/500 нс	-	SCI
'LF2402	30	1К/-/8К	-	8/2	8/500 нс	-	SCI
'LF2402A	40	1К/-/8К	-	8/2	8/500 нс	-	SCI
'LF2403A	40	1К/-/16К	-	8/2	8/500 нс	Есть	SCI, SPI
'LF2406	30	2,5К/-/32К	-	16/4	16/500 нс	Есть	SCI, SPI
'LF2406A	40	2,5К/-/32К	-	16/4	16/500 нс	Есть	SCI, SPI
'LF2407	30	2,5К/-/32К	Есть	16/4	16/500 нс	Есть	SCI, SPI
'LF2407A	40	2,5К/-/32К	Есть	16/4	16/500 нс	Есть	SCI, SPI

2.3. Разработка контроллеров для систем векторного управления асинхронными приводами

2.3.1. Контроллер МК9.1

Контроллер МК9.1 используется в качестве базового средства технической реализации СВУ АД. Фотография контроллера представлена на рис. 2.2. Функциональная схема контроллера представлена на рис. 2.3.

Рис. 2.2. Контроллер МК 9.1

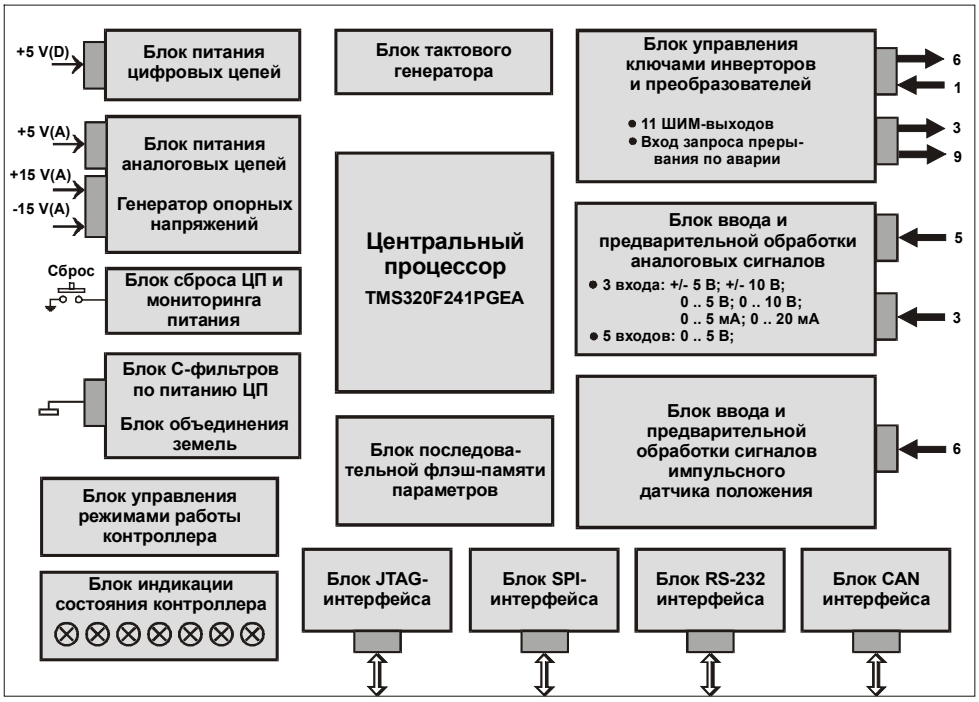


Рис. 2.3. Функциональная схема контроллера МК9.1

В таблице 2.4 представлены краткие технические характеристики контроллера МК9.1.

Таблица 2.4

Питание	
Цифровой части	Внешний стабилизированный источник +5 В (400 мА)
Аналоговой части	• Внешний стабилизированный источник ±15 В (50 мА) • Внутренний стабилизированный источник ±15 В • Встроенный прецизионный генератор опорных напряжений – минус 2,5 В
Центральный процессор	
Сигнальный микроконтроллер TMS320F241FNA (20 МГц)	
Память	
Флэш-память встроенная	8 К слов
ОЗУ двойного доступа, встроенное	544 слова
Режимы работы	
Загрузка / Выполнение	Загрузка флэш-памяти по интерфейсу RS-232 от персонального компьютера/Выполнение ранее загруженной программы пользователя
Разрешить / Запретить программирование	Разрешение/Запрет программирования флэш-памяти. При разрешении напряжение питания подается на встроенный программатор
Блок сброса центрального процессора и мониторинга питания	
Сброс	При включении питания, от встроенной/внешней кнопки «Сброс»
Мониторинг	• Напряжений питания цифровой части процессора +5 В • Раннее предупреждение недопустимого снижения и исчезновения напряжения питания с формированием запроса прерывания;
Индикация состояния контроллера	
Светодиодная	"Питание" плюс 8 дополнительных светодиодов (линейка)

Таблица 2.4 (продолжение)

Интерфейс с инверторами и преобразователями напряжения	
Число ШИМ-каналов	11: 6 каналов в режимах фронтовой / центрированной / векторной ШИМ, 3 канала в режимах только фронтовой / центрированной ШИМ, 2 дополнительных выхода сравнения
Защита инвертора	• Установкой требуемого мертвого времени • Блокировкой по аппаратно-идентифицируемому сигналу аварии
Интерфейс с источниками аналоговых сигналов	
8 каналов, из них:	• 3 в формате: 0 ÷ 5 В; 0 ÷ 10 В; ± 5 В; ± 10 В; 0 ÷ 5 мА; 0 ÷ 20 мА (выбирается пользователем) • 5 в формате 0 ÷ 5 В.
Входные фильтры	Встроенные, низкой частоты для защиты от электромагнитных помех на частотах коммутации силовых ключей (выше 5 кГц)
Защита входов	От перенапряжений и переполюсовки
Интерфейс с датчиками положения	
Драйверы	Дифференциальных сигналов с защитой от помех триггерами Шмитта, с преобразователями уровня напряжения до 5 В
Последовательная энергонезависимая флэш-память параметров	
512 байт с аппаратным разрешением/запрещением программирования. Модификация параметров с пульта оперативного управления или по локальной сети. Автосохранение важных переменных в аварийных ситуациях.	
Синхронный периферийный интерфейс	
Скорость обмена	До 5 Мбит/с
Длина фрейма данных	От 1 до 8 бит
Дополнительные возможности	Дешифратор устройств ввода/вывода для подключения до 6 внешних плат расширения

Таблица 2.4 (продолжение)

Интерфейсы	
RS-232	• Последовательный асинхронный, полнодуплексный режим приема/передачи данных от 1 до 8 бит на скоростях до 1250 Кбод • Последовательная загрузка флэш-памяти от персонального компьютера непосредственно в изделии
CAN	• Помехоустойчивый, высоконадежный интерфейс локальной промышленной сети микроконтроллеров с протоколом 2.0B, скоростью приема/передачи данных до 1 Мбит/с, возможностью горячего конфигурирования сети • Два разъема для упрощения подключения к сети стандартными кабелями • Внешний источник питания драйверов CAN-сети от +5 В до +12 В, встроенный в контроллер стабилизатор питания CAN-драйвера • Встроенные терминальные резисторы, подключаемые пользователем
Отладочный JTAG-интерфейс	
Весь арсенал средств отладки от внутрисхемных эмуляторов типа XDS-510, включая загрузку программного обеспечения во флэш-память или ОЗУ. Поддержка интегрированных интерактивных средств разработки и отладки программного обеспечения типа Code Composer, включая средства цифрового осциллографирования и отладки в реальном времени.	

2.3.2. Контроллер МК11.3

Фотография контроллера МК11.3 представлена на рис. 2.4. Функциональная схема контроллера представлена на рис. 2.5. Основные технические характеристики контроллера представлены в табл. 2.5.

Рис. 2.4. Контроллер МК11.3

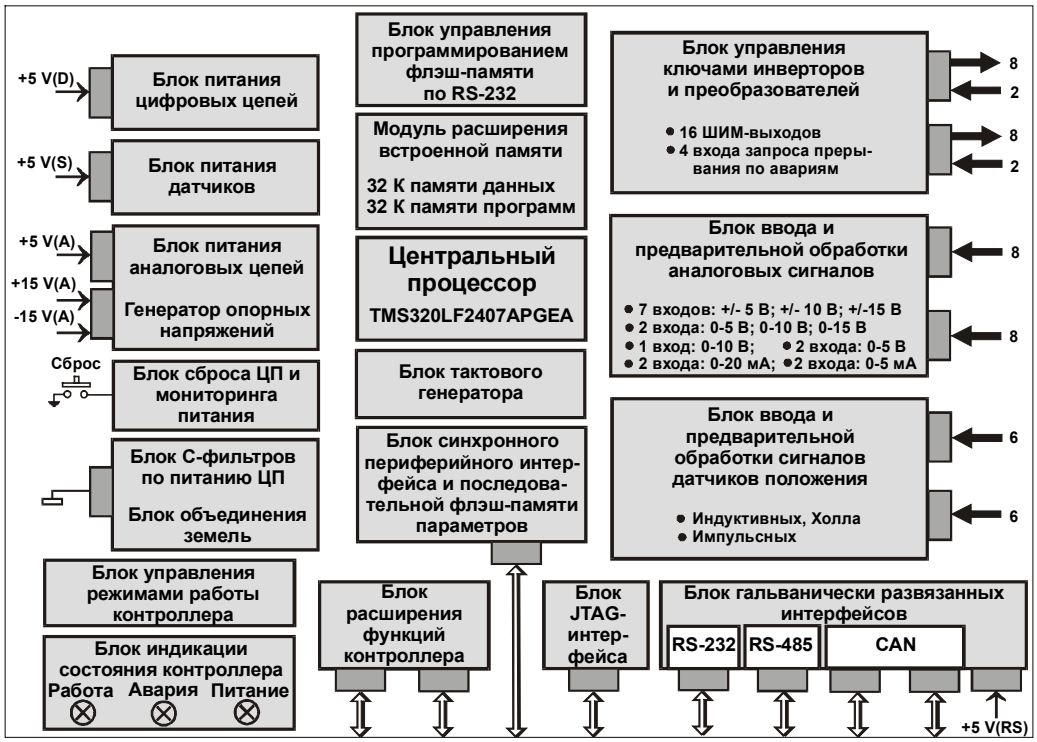


Рис. 2.5. Структура контроллера МК11.3

Таблица 2.5.

Питание	
Цифровой части	• Внешний стабилизированный источник +5 В (400 мА) • Встроенный регулятор напряжения питания цифровой части +3,3 В • Встроенные индуктивно-емкостные фильтры по питанию ядра микроконтроллера, цифровой логики, тактового генератора
Аналоговой части	• Внешний стабилизированный источник +5 В (200 мА) • Внешний стабилизированный источник ±15 В (50 мА) • Встроенный регулятор напряжения питания аналоговой части +3,3 В • Встроенные индуктивно-емкостные фильтры по питанию АЦП и блока предварительной обработки аналоговых сигналов • Встроенный прецизионный генератор опорных напряжений +3,3 В и минус 3,3 В
Датчиков	• Внешний источник питания от +5 В до +12 В (200 мА) • Ретрансляция напряжения питания на разъемы подключения датчиков
Центральный процессор	
Сигнальный микроконтроллер TMS320LF2407APGEA (40 МГц) или TMS320LF2407PGEA (30 МГц)	
Память	
Флэш-память встроенная	32 К слов, коды секретности для защиты ПО от несанкционированного доступа.
ОЗУ двойного доступа, встроенное	544 слова
ОЗУ однократного доступа, встроенное	2 К слов
Загрузочное ПЗУ	256 слов. Обеспечивает загрузку флэш-памяти по последовательному каналу связи RS-232.

Таблица 2.5 (продолжение)

Внешнее ОЗУ	64 К слова быстродействующего статического ОЗУ без дополнительных тактов ожидания: • 32 К слова памяти программ (0000h-7FFFh); • 32 К слова памяти данных (8000h-0FFFFh).
Режимы работы	
Микроконтроллера / Микропроцессора	Выполнение программы пользователя: во встроенной флэш-памяти / во внешнем кодовом ОЗУ
Загрузка / Выполнение	Загрузка флэш-памяти по интерфейсу RS-232 от персонального компьютера / Выполнение ранее загруженной программы пользователя
Разрешить / Запретить программирование	Разрешение / Запрет программирования флэш-памяти. При разрешении напряжение питания подается на встроенный программатор
RS232 / RS485	Выбор активного последовательного асинхронного интерфейса
Блок сброса центрального процессора и мониторинга питания	
Сброс	При включении питания, от встроенной/внешней кнопки "Сброс"
Мониторинг	• Напряжений питания цифровой части процессора +5 В и +3,3 В; • Раннее предупреждение недопустимого снижения и исчезновения напряжения питания с формированием запроса прерывания; • Поддержка режимов автоматического самозапуска при исчезновении и восстановлении питания
Индикация состояния контроллера	
Светодиодная	"Питание", "Работа", "Авария"
Интерфейс с инверторами и преобразователями напряжения	
Число ШИМ-каналов	16: 12 каналов в режимах фронтовой / центрированной / векторной ШИМ, 4 канала в режимах только фронтовой / центрированной ШИМ
Защита инвертора	• Установкой требуемого мертвого времени • Блокировкой по одному из 4-х сигналов аппаратно-идентифицируемых аварий

Таблица 2.5 (продолжение)

Интерфейс с источниками аналоговых сигналов	
16 каналов, из них:	• 7 в формате ±5 В или ±10 В (выбирается пользователем) для подключения датчиков токов; • 2 в формате 0 ÷ 5 В для подключения датчиков напряжения; • 1 в формате 0 ÷ 10 В общего назначения; • 2 в формате 0 ÷ 5 В для подключения задающих потенциометров пультов оперативного и дистанционного управления; • 2 в формате 0 ÷ 5 мА для подключения датчиков технологических переменных • 2 в формате 0 ÷ 20 мА для подключения датчиков технологических переменных
Входные фильтры	Встроенные, низкой частоты для защиты от электромагнитных помех на частотах коммутации силовых ключей (выше 5 кГц)
Защита входов	От перенапряжений и переполюсовки
Интерфейс с датчиками положения	
Вариант N1	• 4-х, 5-и, 6-и канальный индуктивный датчик или датчик на элементах Холла для вентильных и вентильно-индукторных приводов; • Два импульсных датчика положения с недифференциальными выходами для двухдвигательных систем привода
Вариант N2	• Два импульсных датчика, один из которых с дифференциальными, а второй - с недифференциальными выходами. Для двухдвигательных систем привода; • 3-х канальный индуктивный датчик или датчик на элементах Холла и импульсный датчик с дифференциальными выходами. Для двухдвигательных систем с разнотипными датчиками.
Вариант N3	Синусно-косинусный датчик положения или датчик положения типа «вращающийся трансформатор». Требуется подключение внешней платы расширения ввода/вывода

Таблица 2.5 (продолжение)

Драйверы	Недифференциальных и дифференциальных сигналов с защитой от помех триггерами Шмитта, с преобразователями уровня напряжения до 3,3 В
Ввод сигналов	Экранированными витыми парами: сигнал, земля
Последовательная энергонезависимая флэш-память параметров	
512 байт с аппаратным разрешением / запрещением программирования. Модификация параметров с пульта оперативного управления или по локальной сети. Автосохранение важных переменных в аварийных ситуациях.	
Синхронный периферийный интерфейс	
Скорость обмена	До 10 Мбит/с
Длина фрейма данных	От 1 до 16 бит
Дополнительные возможности	Дешифратор устройств ввода/вывода для подключения до 6 внешних плат расширения
Гальванически развязанные интерфейсы	
RS-232	• Последовательный асинхронный, полнодуплексный режим приема/передачи данных от 1 до 8 бит на скоростях до 1875 Кбод • Последовательная загрузка флэш-памяти от персонального компьютера непосредственно в изделии
RS-485	• Последовательный асинхронный 3-х или 4-х проводный (по выбору пользователя) для работы в локальных промышленных сетях с числом узлов до 32 • Полудуплексный режим приема/передачи с выбором направления передачи данных со стороны контроллера • Встроенные терминальные резисторы, подключаемые пользователем

Таблица 2.5 (продолжение)

CAN	• Помехоустойчивый, высоконадежный интерфейс локальной промышленной сети микроконтроллеров с протоколом 2.0B, скоростью приема / передачи данных до 1 Мбит/с, возможностью горячего конфигурирования сети • Два разъема для упрощения подключения к сети стандартными кабелями • Внешний источник питания драйверов CAN-сети от +5 В до +12 В, встроенный в контроллер стабилизатор питания CAN-драйвера • Встроенные терминальные резисторы, подключаемые пользователем
Отладочный JTAG-интерфейс	
Весь арсенал средств отладки от внутрисхемных эмуляторов типа XDS-510, включая загрузку программного обеспечения во флэш-память или ОЗУ. Поддержка интегрированных интерактивных средств разработки и отладки программного обеспечения типа Code Composer, включая средства цифрового осциллографирования и отладки в реальном времени.	
Блок расширения функций контроллера	
Два разъема с выведенными сигналами шин адреса, данных и управления, а также дополнительными сигналами (питания, опорных напряжений и др.). Для подключения плат расширения ввода/вывода: приема и обработки сигналов синусно-косинусных датчиков или датчиков типа "вращающийся трансформатор"; ретрансляции сигналов датчиков положения в систему ЧПУ; аналогового вывода внутренних переменных для целей осциллографирования и пр.	

2.4. Результаты и выводы

1. На основании рассмотрения типовой структуры асинхронного привода и базовой структуры системы векторного управления АД сформулированы требования к управляющему контроллеру асинхронного привода с возможностями реализации систем векторного управления.

2. На основании анализа рынка микроконтроллеров произведён выбор семейств микроконтроллеров, предоставляющих возможности по наиболее полному и оптимальному решению задач векторного управления. Это DSP-микроконтроллеры фирмы Texas Instruments семейств '24x и '24xx.

3. На базе выбранных процессоров создана серия полнофункциональных контроллеров "МК" для систем управления электроприводами. В этой серии можно выделить контроллеры, удовлетворяющие всем требованиям по реализации систем векторного управления асинхронными приводами – это контроллер МК9.1 на базе процессора TMS320F241 и контроллер МК11.3 на базе процессора нового поколения TMS320LF2407A. Разработанные контроллеры предназначены для встраивания в серийные ПЧ "Универсал".

Глава 3. Разработка алгоритмов усовершенствованной векторной ШИМ для систем векторного управления

В настоящей главе рассмотрены принципы формирования выходного напряжения инвертора посредством ШИМ базовых векторов. Рассмотрены особенности работы блока векторной ШИМ процессора TMS320F241, предложена оптимальная схема перебора базовых векторов. Рассмотрен оптимальный метод определения сектора и расчёта скважностей базовых векторов. В рамках усовершенствования существующих алгоритмов векторной ШИМ для систем векторного управления рассмотрены следующие вопросы:

– коррекция выходного напряжения инвертора по напряжению на ЗПТ;

– динамическое ограничение заданного напряжения для обеспечения устойчивой работы системы векторного управления;

– оценка влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора и методы снижения этого влияния.

3.1. Основные принципы векторной ШИМ

3.1.1. Базовые вектора

До недавнего времени в преобразователях частоты применялось в основном управление силовыми ключами инвертора напряжения в режиме центрированной синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Суть этого метода заключается в одновременном управлении на заданной несущей частоте (обычно 10 – 20 кГц) сразу всеми шестью ключами инвертора таким образом, что в средних точках каждой стойки инвертора формируются волны синусоидального выходного напряжения, сдвинутые относительно друг друга на 120 электрических градусов. При таком управлении максимальная амплитуда выходного фазного напряжения инвертора, при которой обеспечивается синусоидальность выходного напряжения, составляет $U_{m\,sin} = 0{,}5U_{dc}$ [4], где U_{dc} – напряжение на ЗПТ. В двухфазной системе амплитуды фазных напряже-

ний питания машины и пространственного вектора равны [5], поэтому для пространственного вектора напряжения в двухфазной модели машины можно записать:

$$u_{m\,sin} = 0{,}5U_{dc}\ . \qquad (3.1)$$

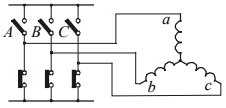
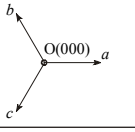
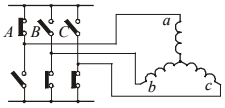
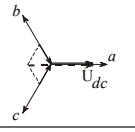
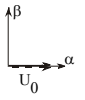
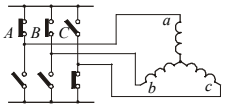
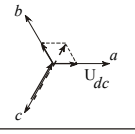
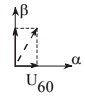
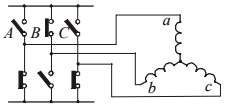
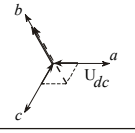
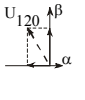
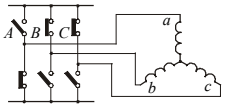
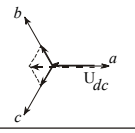
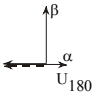
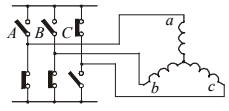
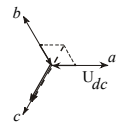
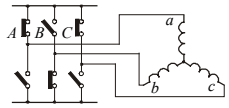
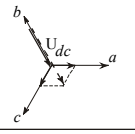
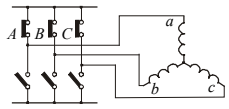
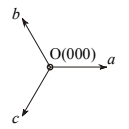
Базовый вектор	Схема включения	Относительные фазные напряжения ($U_ф / U_{dc}$)						
		U_a^*	U_b^*	U_c^*	Векторная диаграмма	U_α^*	U_β^*	Векторная диаграмма
$\bar{O}$ (000)		0	0	0		0	0	
$\bar{U}_0$ (100)		$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$		$\frac{2}{3}$	0	
$\bar{U}_{60}$(110)		$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$		$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\bar{U}_{120}$(010)		$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$		$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\bar{U}_{180}$(011)		$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$		$-\frac{2}{3}$	0	
$\bar{U}_{240}$(001)		$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$		$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\bar{U}_{300}$(101)		$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$		$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\bar{O}$ (111)		0	0	0		0	0	

Рис. 3.1. Возможные комбинации включения ключей трёхфазного инвертора напряжения и формируемые при этом базовые вектора.

Рассмотрим принципы работы векторной ШИМ [4, 6, 10]. Принципиально инвертор может находиться всего в восьми состояниях. Эти состояния и соответствующие им напряжения на статоре трёхфазного двигателя показаны на рис. 3.1. Перевод из пространственных координат (a,b,c) в (α,β) осуществляется по формулам (1.41). При этом на плоскости (α,β) формируется восемь векторов напряжения, два из которых –

нулевые, а шесть образуют диагонали равностороннего шестиугольника. Эти восемь векторов называют "*базовыми векторами*". Базовые вектора будем обозначать $\overline{U}_k$, где k = 0, 60, 120, 180, 240, 300. Трёхзначное двоичное число около обозначения каждого базового вектора на всех представленных рисунках отражает логические сигналы управления верхними ключами инвертора. Отметим, что у соседних базовых векторов это число отличается только на один разряд (т.е. сигнал управления изменяется лишь в одной фазе), т.е. здесь используется код Грея.

Как видно из рис. 3.1, каждый из базовых векторов $\overline{U}_k$ в системе координат (α,β) по модулю равен:

$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc}. \qquad (3.2)$$

На рис. 3.2 изображены базовые вектора на координатной плоскости (α,β). Эти вектора разбивают плоскость (α,β) на шесть секторов. Номера секторов обозначены цифрами внутри кружков. Из этого рисунка видно, что любой вектор напряжения может быть получен путём широтно-импульсной модуляции соседних базовых векторов ($\overline{U}_k, \overline{U}_{k+60}$), являющихся сторонами сектора, в котором лежит реализуемый вектор, и одного из нулевых векторов ($\overline{O}(000)$ или $\overline{O}(111)$). Вектор напряжения статора при этом может быть описан следующим векторным уравнением:

$$\overline{u}_s = \frac{T_k}{T_{шим}} \overline{U}_k + \frac{T_{k+60}}{T_{шим}} \overline{U}_{k+60} + \frac{T_0}{T_{шим}} \overline{O}, \qquad (3.3)$$

где:

– T_k – время "включения" базового вектора $\overline{U}_k$;

– T_{k+60} – время "включения" базового вектора $\overline{U}_{k+60}$;

– $T_0 = T_{шим} - T_k - T_{k+60}$ – время "включения" нулевого базового вектора ($\overline{O}(000)$ или $\overline{O}(111)$);

– $T_{шим}$ – период несущей частоты ШИМ.

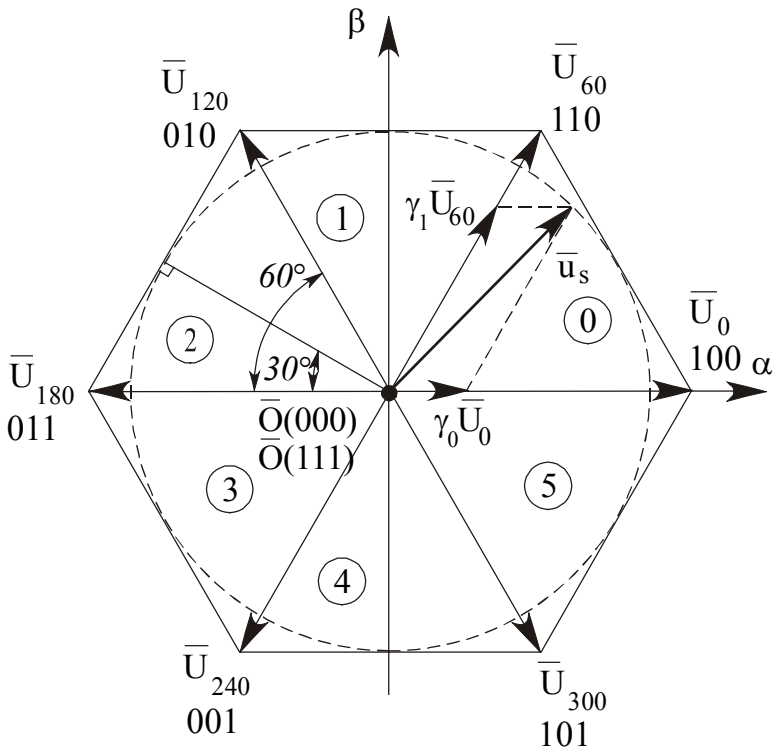


Рис. 3.2. Плоскость (α,β), разбитая базовыми векторами на шесть секторов

Т.к. коэффициенты в уравнении (3.3) представляют собой относительные (относительно периода ШИМ) времена включения соответствующих векторов, назовём их “скважностями” и введём обозначения:

$$\begin{cases} \gamma = \dfrac{T_k}{T_{шим}} \\ \gamma_1 = \dfrac{T_{k+60}}{T_{шим}}. \end{cases} \qquad (3.4)$$

Учитывая то, что последний член уравнения (3.3) является нулевым и его можно исключить, перепишем это уравнение:

$$\overline{u}_s = \gamma \cdot \overline{U}_k + \gamma_1 \cdot \overline{U}_{k+60}. \qquad (3.5)$$

Введём два понятия, которые будут использоваться при описании векторной ШИМ:

– *направление обхода сектор*а – очерёдность перебора базовых векторов при формировании заданного вектора выходного напряжения;

– *начальный вектор* – базовый вектор, от которого начинается обход данного сектора.

Начальный вектор и направление обхода сектора определяют *схему перебора базовых векторов* (см. ниже).

3.1.2. Выходное напряжение инвертора с векторной ШИМ

Покажем, что внутри одного сектора годографом максимальной амплитуды пространственного вектора напряжения статора является отрезок прямой, заключённый между концами базовых векторов.

Из определения γ и γ_1 следует, что

$$\gamma + \gamma_1 \le 1, \tag{3.6}$$

причём единица соответствует вектору максимальной амплитуды. Тогда для вектора максимальной амплитуды можно записать:

$$\gamma = 1 - \gamma_1. \tag{3.7}$$

Подставим (3.7) в (3.5). Получим:

$$\overline{u}_s = (1-\gamma_1)\cdot \overline{U}_k + \gamma_1 \cdot \overline{U}_{k+60}. \tag{3.8}$$

Покажем, что (3.8) есть уравнение прямой, проходящей через концы базовых векторов. Пусть $\overline{u}_s = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$, $\overline{U}_k = \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix}$, $\overline{U}_{k+1} = \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix}$. Тогда (3.8) запишется как:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = (1-\gamma_1)\cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} + \gamma_1 \cdot \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix},$$

откуда

$$\begin{cases} x = x_1 + \gamma_1 \cdot (x_2 - x_1) \\ y = y_1 + \gamma_1 \cdot (y_2 - y_1), \end{cases}$$

или

$$\frac{x - x_1}{y - y_1} = \frac{x_2 - x_1}{y_2 - y_1}. \tag{3.9}$$

Уравнение (3.9) является [7] уравнением прямой, проходящей через две точки: $\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix}$ и $\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix}$.

Очевидно, что, имея шестиугольный годограф, амплитуда пространственного вектора напряжения статора пульсирует (при этом синусоидальные фазные напряжения

переходят в трапецеидальные), и для получения синусоидального напряжения постоянной амплитуды годографом вектора напряжения должна являться вписанная в шестиугольник окружность. Нетрудно видеть, что два соседних базовых вектора и граница сектора образуют равносторонний треугольник (как показано для сектора 2 на рис. 3.2 – у сектора две стороны равны и угол между ними равен 60°). Тогда радиус вписанной окружности является высотой, медианой и биссектрисой этого треугольника. Из геометрических соображений этот радиус, равный максимальной амплитуде вектора, при которой формируются синусоидальные напряжения, можно определить как:

$$u_{m\,sin} = \frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\cos 30^{o} = \frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2} = 0{,}577\cdot U_{dc}\,. \qquad (3.10)$$

Сравнивая (3.1) и (3.10) нетрудно видеть, что при векторной ШИМ напряжение звена постоянного тока используется лучше почти на 15%.

Покажем, как амплитуда первой гармоники при синусоидальной ШИМ и векторной ШИМ соотносится с фазным напряжением сети. Если звено постоянного тока выполнено на трёхфазном мостовом неуправляемом выпрямителе с LC-фильтром, то напряжение на конденсаторе фильтра будет равно амплитудному значению линейного напряжения сети (без учёта потерь в выпрямителе):

$$U_{dc} = \sqrt{2}\cdot\sqrt{3}\cdot U_{ф}\ . \qquad (3.11)$$

Из формулы (3.1) получим действующее значение первой гармоники напряжения U_1 для симметричной синусоидальной ШИМ:

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\left(\frac{1}{2}\cdot U_{dc}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\left(\frac{1}{2}\cdot\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}\cdot U_{ф}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot U_{ф} = 0{,}866\cdot U_{ф}\ . \qquad (3.12)$$

Из формулы (3.10) получим действующее значение первой гармоники напряжения для векторной ШИМ:

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\left(\frac{2}{3}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot U_{dc}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\left(\frac{2}{3}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}\cdot U_{ф}\right) = U_{ф}\,. \qquad (3.13)$$

Разница между этими значениями, выраженная в процентах, составляет

$$\delta\% = \frac{U_{ф} - 0{,}866\cdot U_{ф}}{\frac{1}{2}\cdot\left(U_{ф} + 0{,}866\cdot U_{ф}\right)}\cdot 100\% = 14{,}4\%\,, \qquad (3.14)$$

как и было указано выше.

Можно выделить достоинства, присущие векторной ШИМ-модуляции в сравнении с классической симметричной синусоидальной ШИМ-модуляцией.

1) Улучшение использования напряжение звена постоянного тока примерно на 15%.

2) Как будет показано ниже, в отличие от симметричной синусоидальной ШИМ, где на один период несущей частоты ШИМ приходится шесть переключений ключей, при векторной ШИМ на один период несущей частоты ШИМ приходится четыре переключения. Поэтому при переходе к векторной ШИМ потери в ключах снижаются на 30%.

3.1.3. Нормирование напряжений и расчёт скважностей базовых векторов

При разработке блока векторной ШИМ удобно все напряжения рассматривать в нормированном относительно длины базового вектора виде.

Такое нормирование внутри блока векторной ШИМ позволяет:

– сделать модель модуля ШИМ независимой от фактического значения напряжения на ЗПТ;

– ввести коррекцию выходного напряжения инвертора, таким образом, что при изменении напряжения на звене постоянного тока выходное напряжение инвертора остаётся постоянным (см. 3.2).

При этом все нормированные в таком базисе базовые вектора будут равны по модулю единице. Величины, нормированные в таком базисе, будем обозначать верхним индексом “*dc”.

Покажем, как в самом общем случае рассчитать скважности базовых векторов (ниже будет предложен специфический алгоритм расчёта скважностей – см. 3.5).

На рис. 3.3 показан треугольник, образованный вектором заданного напряжения (нормированным относительно длины базового вектора), и его проекциями на базовые вектора $\overline{U}_0$ и $\overline{U}_{60}$. Эти проекции в нормированном виде вырождаются в скважности. Из этого треугольника по теореме синусов можно записать:

$$\frac{u_s^{*dc}}{\sin 120^\circ} = \frac{\gamma_0}{\sin\left(60^\circ - \Theta\right)} = \frac{\gamma_1}{\sin \Theta}, \tag{3.15}$$

где γ_0 – скважность базового вектора $\overline{U}_0$;

γ_1 – скважность базового вектора $\overline{U}_{120}$.

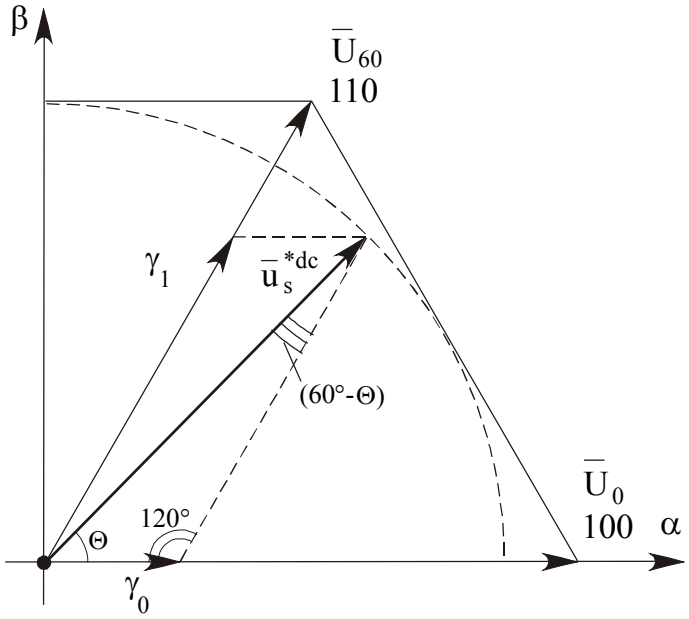


Рис. 3.3. К расчёту скважностей базовых векторов

Если рассматривать угол Θ как угол заданного вектора напряжения, отсчитываемый от начала сектора, в котором этот вектор находится, то выражение (3.15) можно распространить на любой сектор и переписать в виде:

$$\frac{u_s^{*dc}}{\sin 120^\circ} = \frac{\gamma}{\sin\left(60^\circ - \Theta\right)} = \frac{\gamma_1}{\sin \Theta}, \tag{3.16}$$

где γ и γ_1 – скважности базовых векторов для текущего сектора, согласно (3.4). Из (3.16) можно найти выражения для скважностей:

$$\begin{cases} \gamma = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot u_s^{*dc} \cdot \sin\left(60^\circ - \Theta\right) \\ \gamma_1 = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot u_s^{*dc} \cdot \sin \Theta. \end{cases} \tag{3.17}$$

3.2. Коррекция выходного напряжения инвертора по напряжению звена постоянного тока

Внутри модуля векторной ШИМ все напряжения нормируются относительно длины базового вектора U_k. Однако во всей остальной системе напряжения нормируются относительно другой величины – $U_{m\phi}$ (см. 1.1.2). Поэтому требуется формула для перехода от одного базиса нормирования к другому.

В рассматриваемой схеме требуется получить численное равенство процессорного представления величин (например, напряжения управления фазы "a" $u^*_{a,уп}$) и той же самой реальной величины на выходе инвертора (выходное напряжение фазы "a" u^*_a). Поэтому передаточная функция инвертора $W_и(p)$ в статике (при p = 0) в рассматриваемой схеме должна быть равна:

$$W_и(p) = \frac{u^*_a(p)}{u^*_{a,уп}(p)} = 1. \qquad (3.18)$$

Если обе эти величины пронормированы в другом базисе, то передаточная функция, очевидно, останется такой же:

$$W_{и,dc}(p) = \frac{u^{*dc}_a(p)}{u^{*dc}_{a,уп}(p)} = 1. \qquad (3.19)$$

Выразим реальное выходное напряжение:

$$u_a = u^{*dc}_a \cdot \frac{2}{3} \cdot U_{dc} = u^*_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ф\,ном}, \qquad (3.20)$$

откуда можно выразить передаточную функция от управляющего сигнала, нормированного относительно базового вектора, к выходу инвертора $W_{и,dc,*}(p)$:

$$W_{и,dc,*}(p) = \frac{u^*_a(p)}{u^{*dc}_{a,уп}(p)} = \frac{\frac{2}{3} \cdot U_{dc}}{\sqrt{2} \cdot U_{ф\,ном}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{dc}}{3 \cdot U_{ф\,ном}}. \qquad (3.21)$$

Если инвертор питается от трёхфазного мостового выпрямителя с LC-фильтром, то номинальное напряжение на его выходе (напряжение ЗПТ) $U_{dc\,ном}$ на холостом ходу, согласно (3.11), будет равно номинальной амплитуде линейного напряжения сети:

$$U_{dc\,ном} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{ф\,ном}. \qquad (3.22)$$

Введём понятие относительного значения напряжения звена постоянного тока U_{dc}^{0}:

$$U_{dc}^{0} \overset{def}{=} \frac{U_{dc}}{U_{dc\ ном}}. \tag{3.23}$$

Выразим U_{dc} через $U_{dc\ ном}$:

$$U_{dc} = U_{dc}^{0} \cdot U_{dc\ ном} = U_{dc}^{0} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{ф\ ном}, \tag{3.24}$$

где $U_{ф\ ном}$ – номинальное фазное напряжение питающей сети.

С учётом этого перепишем формулу (3.21):

$$W_{и,dc,*}(p) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{dc}}{3 \cdot U_{ф\ ном}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{dc}^{0} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{ф\ ном}}{3 \cdot U_{ф\ ном}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot U_{dc}^{0}. \tag{3.25}$$

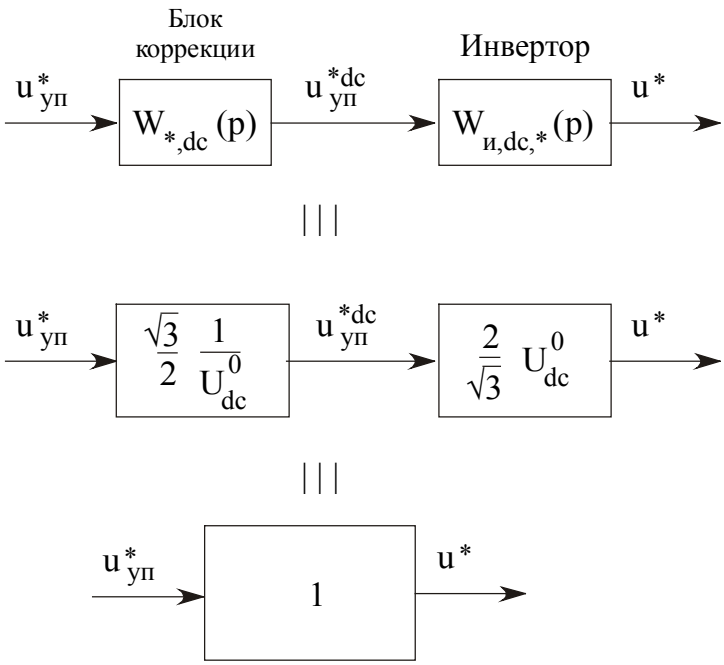


Рис. 3.4. Звено инвертора с блоком коррекции по напряжению ЗПТ (в статике)

Тогда для выполнения условия (3.18) перед инвертором нужно поставить ещё блок согласования, имеющий передаточную функцию:

$$W_{*,dc}(p) = \frac{W_{и}(p)}{W_{и,dc,*}(p)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{U_{dc}^{0}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_{корр}^{Udc}. \tag{3.26}$$

где $k_{корр}^{Udc} = \frac{1}{U_{dc}^{0}}$ – *коэффициент коррекции по напряжению ЗПТ*.

Тогда звено инвертора в каждой фазе можно представить, как показано на рис. 3.4.

Таким образом, показано, что при введении дополнительного блока коррекции по напряжению на звене постоянного в виде коэффициента $k_{корр}^{Udc}$, выходное напряжение инвертора не зависит от напряжения на звене постоянного тока, а определяется значениями напряжений управления (конечно, это справедливо, только если не достигнут предел выходного напряжения, рассчитываемый по формуле (3.10)).

Удобно производить переход в новый базис (производить коррекцию) на уровне сигналов u_x^*, u_y^*.

3.3. Блок векторной ШИМ процессора TMS3240F241

3.3.1. Устройство блока векторной ШИМ

В микропроцессоре TMS320F241 осуществлена аппаратная поддержка векторной ШИМ [8]. Функциональная схема блока векторной ШИМ процессора представлена на рис. 3.5.

Пояснения к рис. 3.5:

1) **Таймер T1** – является *базовым* для *полного модуля сравнения*, на базе которого реализуется векторная ШИМ.

2) **T1CON** – регистр управления таймером T1.

3) **T1PR** – регистр периода таймера T1.

3) **Устройство сравнения** – сравнивая состояние таймера T1 и регистров сравнения CMPRx (x = 1, 2, 3) формирует входные сигналы для блока формирования вектора.

4) **ACTR** – регистр управления блоком формирования вектора и выходной логикой.

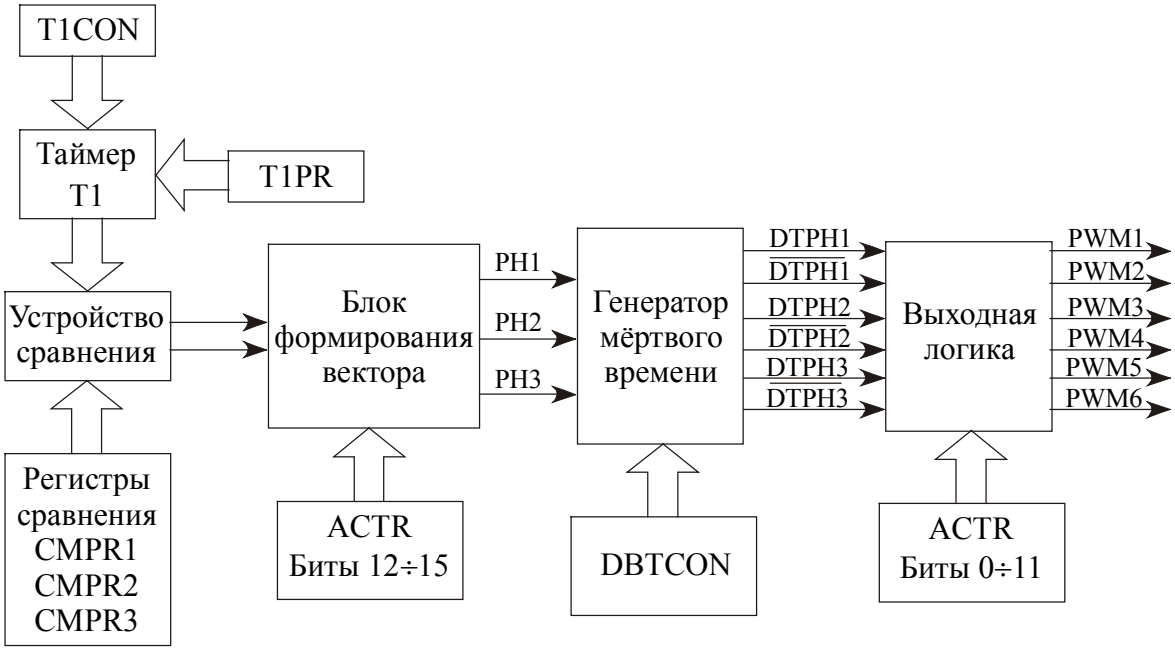


Рис. 3.5. Блок векторной ШИМ процессора TMS320F241

5) **Блок формирования вектора** – формирует ШИМ-сигнал в зависимости от состояния битов [12÷15] регистра ACTR:

– биты 12÷14 – (D2, D1, D0) определяют начальный базовый вектор;

– бит 15 SVRDIR определяет последовательность перебора базовых векторов:

– SVRDIR = 0 – против часовой стрелки;

– SVRDIR = 1 – по часовой стрелке.

На выходе блока формируются сигналы PHx – управления верхними ключами силового инвертора (x = 1, 2, 3).

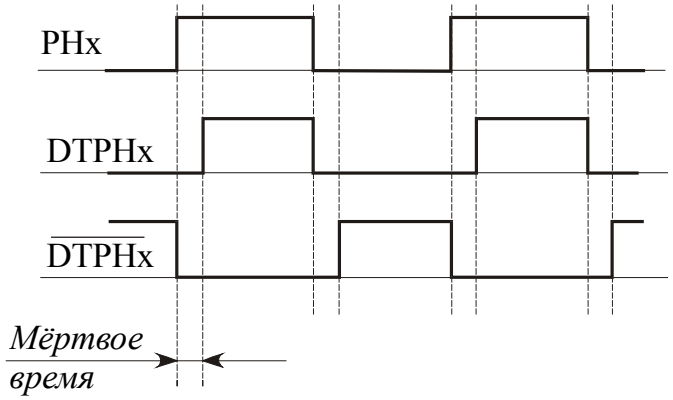


Рис. 3.6. Ввод мёртвого времени в сигналы управления инвертором

6) **Генератор мёртвого времени** – формирует взаимоинверсные сигналы DTPHx с учётом мёртвого времени, как показано на рис. 3.6.

7) **DBTCON** – регистр управления генератором мёртвого времени.

8) **Выходная логика** – блок, формирующий сигналы на ножках процессора. В зависимости от состояния регистра ACTR на каждом из выходов PWMx могут формироваться сигналы:

– прямой или инверсный сигнал соответствующего входа DPTHx;

– логическая “1”;

– логический “0”.

Состояние битов D0, D1, D2 регистра ACTR, соответствующее тому или иному базовому вектору, показано на рис. 3.1 и 3.2 трёхразрядными двоичными числами, проставленными рядом с обозначением каждого базового вектора.

Таким образом, для формирования требуемого вектора выходного напряжения инвертора блоку векторной ШИМ процессора требуются следующие входные данные:

– начальный вектор (в регистре ACTR);

– направление обхода сектора (в регистре ACTR);

– значения для регистров сравнения CMPR1, CMPR2 (регистр CMPR3 в режиме векторной ШИМ не используется).

В регистры сравнения загружаются значения рассчитанных скважностей базовых векторов, какие именно – определяется начальным вектором и направлением обхода сектора, которые, в свою очередь, зависят от конкретного алгоритма реализации ШИМ.

3.3.2. Алгоритм работы блока формирования вектора

Работа блока формирования вектора при разных начальных векторах и направлениях обхода проиллюстрирована на рис. 3.7 [8]. На этом рисунке отображён тот факт, что один и тот же вектор напряжения может быть воспроизведен двояко. При этом различия состоят в использовании различных начальных векторов, различных направлениях формирования вектора (последовательностях перебора базовых векторов) и в том, какой из нулевых векторов используется: $\overline{O}(000)$ или $\overline{O}(111)$. Можно ска-

зать, что при формировании заданного вектора выходного напряжения инвертора может использоваться одна из двух схем *перебора базовых векторов*:

1) $\overline{U}_{k+60} \rightarrow \overline{U}_k \rightarrow \overline{O}(000) \rightarrow \overline{U}_k \rightarrow \overline{U}_{k+60}$,

для которой справедливы следующие условия:

– начальный вектор : $\overline{U}_{k+60}$;

– направление обхода : по часовой стрелке;

2) $\overline{U}_k \rightarrow \overline{U}_{k+60} \rightarrow \overline{O}(111) \rightarrow \overline{U}_{k+60} \rightarrow \overline{U}_k$,

для которой справедливы следующие условия:

– начальный вектор : $\overline{U}_k$;

– направление обхода : против часовой стрелке.

Блок формирования вектора, который собственно и реализует заданную схему перебора базовых векторов, работает в соответствии со следующим алгоритмом, выполнение которого обеспечивается аппаратными средствами процессора:

1) в начале периода состояние ШИМ-выходов устанавливается в соответствии с заданным начальным вектором;

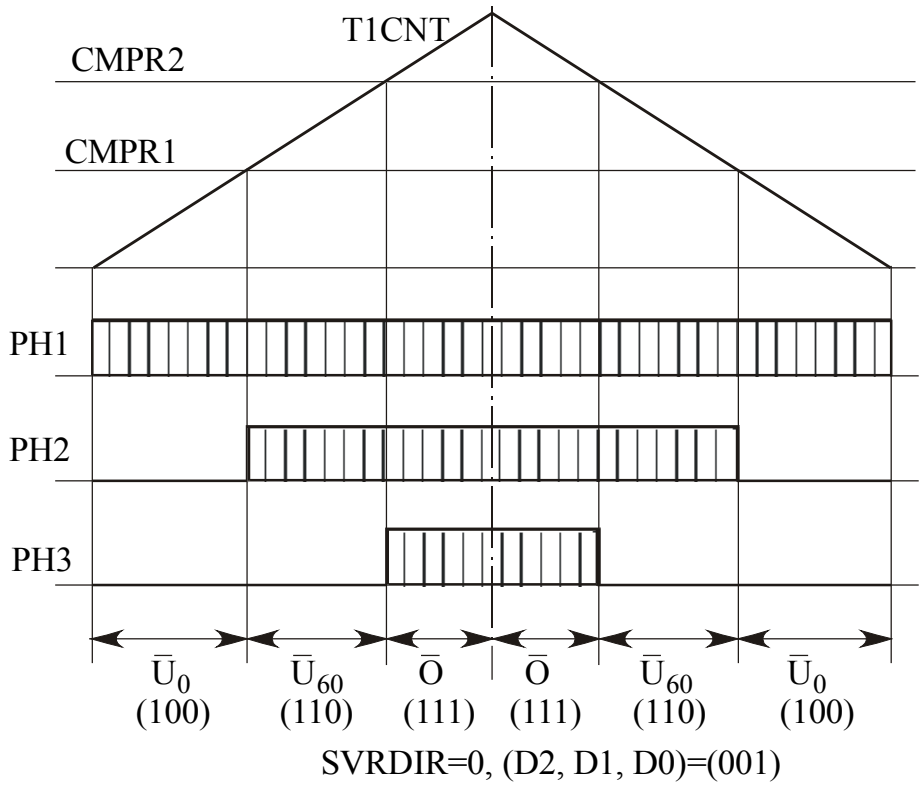
2) при первом сравнении выходы переключаются в состояние $\overline{U}_{k+60}$ при SVRDIR = 0, или в состояние $\overline{U}_{k-60}$ при SVRDIR = 1 ($\overline{U}_{0-60} = \overline{U}_{300}$, $\overline{U}_{300+60} = \overline{U}_0$);

3) при втором сравнении выходы переключаются в состояние $\overline{O}(000)$ или $\overline{O}(111)$, а именно в то, которое отличается от предыдущего единственным битом;

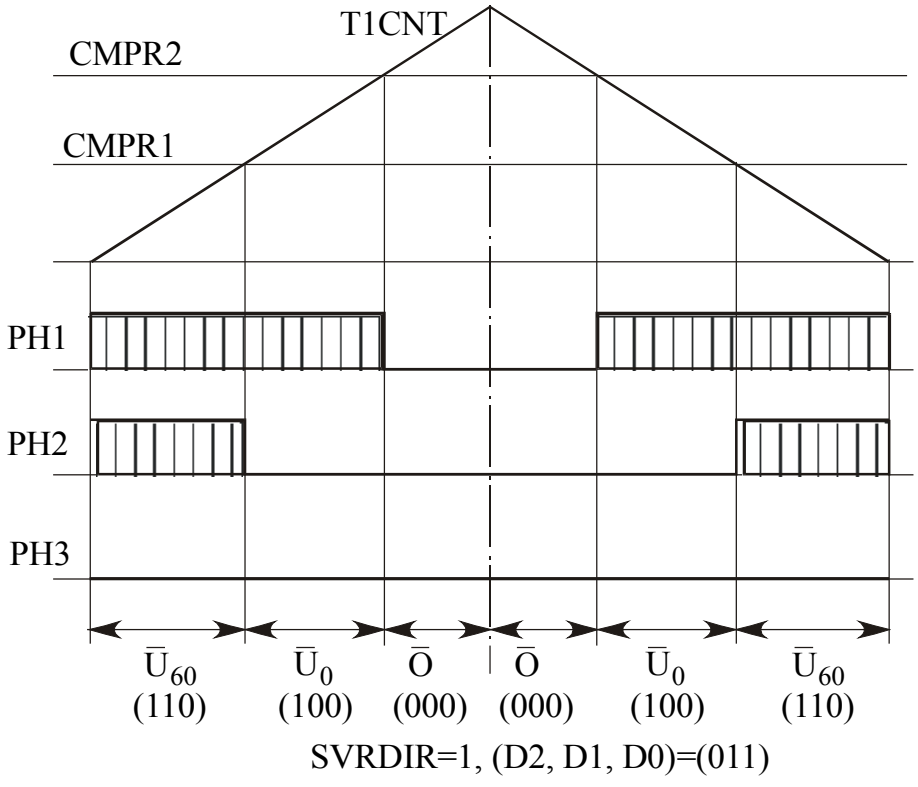
4) при третьем сравнении выходы переключаются в предыдущее состояние;

5) при четвёртом сравнении выходы переключаются в исходное состояние.

При этом в одной фазе на протяжении всего периода ШИМ переключений не происходит, а сохраняется неизменное значение логического “0” или логической “1”.



а)



б)

Рис. 3.7. Алгоритм работы блока формирования вектора

а – обход сектора против часовой стрелки; *б* – обход сектора по часовой стрелке

3.3.3. Приведение рассчитанных скважностей к периоду ШИМ

Рассчитанные скважности представляют собой относительные величины, по модулю меньшие единицы. Для получения значений, "готовых" непосредственно для загрузки в регистры сравнения, значения скважностей необходимо привести к периоду ШИМ, который для данного режима работы таймера T1 – циклического реверсивного счёта – равен:

$$T_{\text{шим}} = 2 \cdot \text{PWMPER}, \tag{3.27}$$

где PWMPER – значение, содержащееся в регистре периода базового таймера.

Поскольку значения γ и γ_1 меньше или равны единице, то такое приведение можно произвести простым перемножением значения скважности на величину периода ШИМ, равную 2·PWMPER. Однако, поскольку базовый таймер работает в режиме симметричного счёта, то в регистры сравнения следует загружать половинные значения рассчитанных скважностей [8]. Тогда целесообразнее вычислять значения загрузки регистров сравнения, производя умножение не на 2·PWMPER, а на PWMPER. Таким образом приведение рассчитанных скважностей к периоду ШИМ производится по формулам:

$$\begin{cases} \gamma^{\text{pwm}} = \gamma \cdot \text{PWMPER} \\ \gamma_1^{\text{pwm}} = \gamma_1 \cdot \text{PWMPER} \\ \gamma_\Sigma^{\text{pwm}} = \gamma_\Sigma \cdot \text{PWMPER}. \end{cases} \tag{3.28}$$

где

$$\gamma_\Sigma = \gamma + \gamma_1. \tag{3.29}$$

При этом γ^{pwm}, γ_1^{pwm} и $\gamma_\Sigma^{\text{pwm}}$ – округлённые до целых значений числа, "готовые" к непосредственной загрузке в регистры сравнения.

Особенность модуля векторной ШИМ процессора TMS320F241 такова, что устройство сравнения **не работает** при следующих условиях:

– CMPR1 = 0;

– CMPR2 = 0;

– CMPR1 ≥ CMPR2;

– CMPR2 ≥ T1PR.

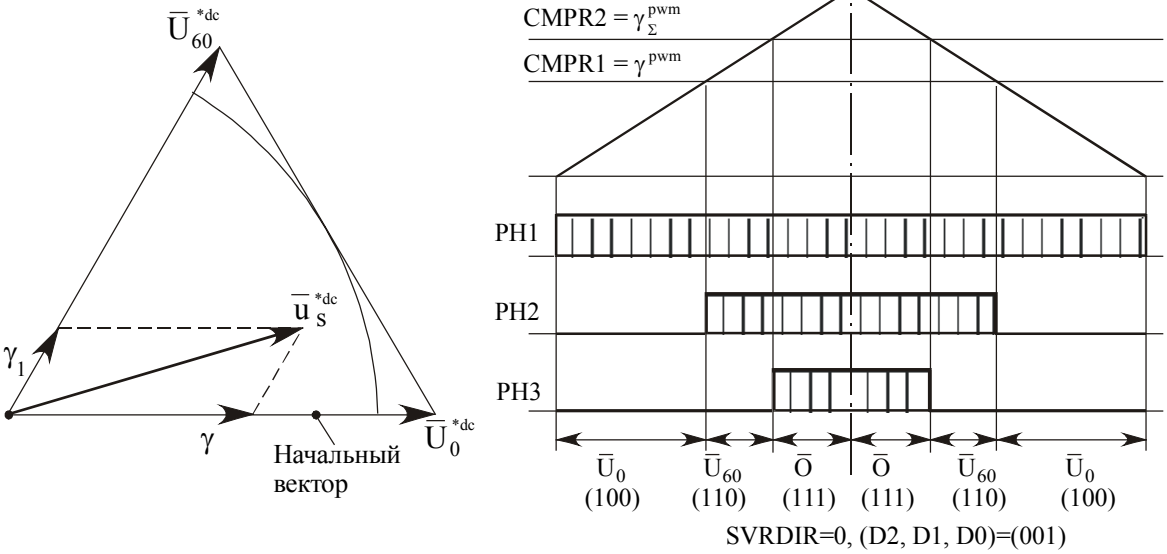
Поэтому необходимо производить соответствующую коррекцию значений скважностей, приведённых к периоду таймера. Для корректной работы модуля векторной ШИМ значения приведённых к периоду скважностей предлагается рассчитывать следующим образом:

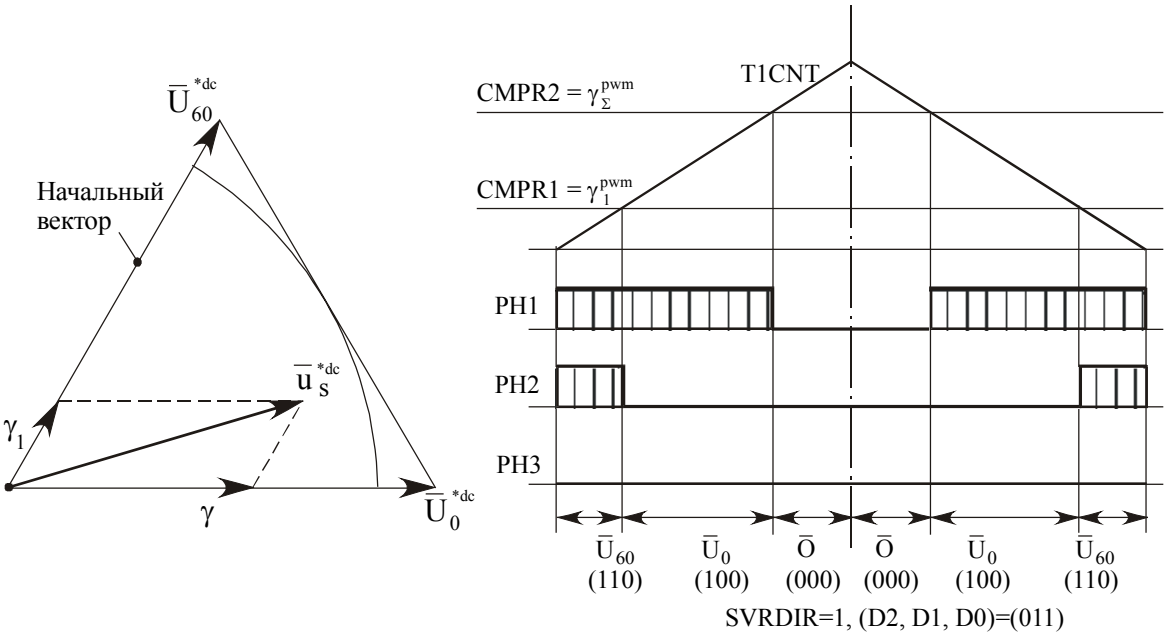
$$\begin{cases} \gamma^{\text{pwm}} = \gamma \cdot (\text{PWMPER} - 3) + 1 \\ \gamma_1^{\text{pwm}} = \gamma_1 \cdot (\text{PWMPER} - 3) + 1 \\ \gamma_\Sigma^{\text{pwm}} = \gamma_\Sigma \cdot (\text{PWMPER} - 3) + 2\,. \end{cases} \qquad (3.30)$$

3.4. Векторная ШИМ с шестью секторами

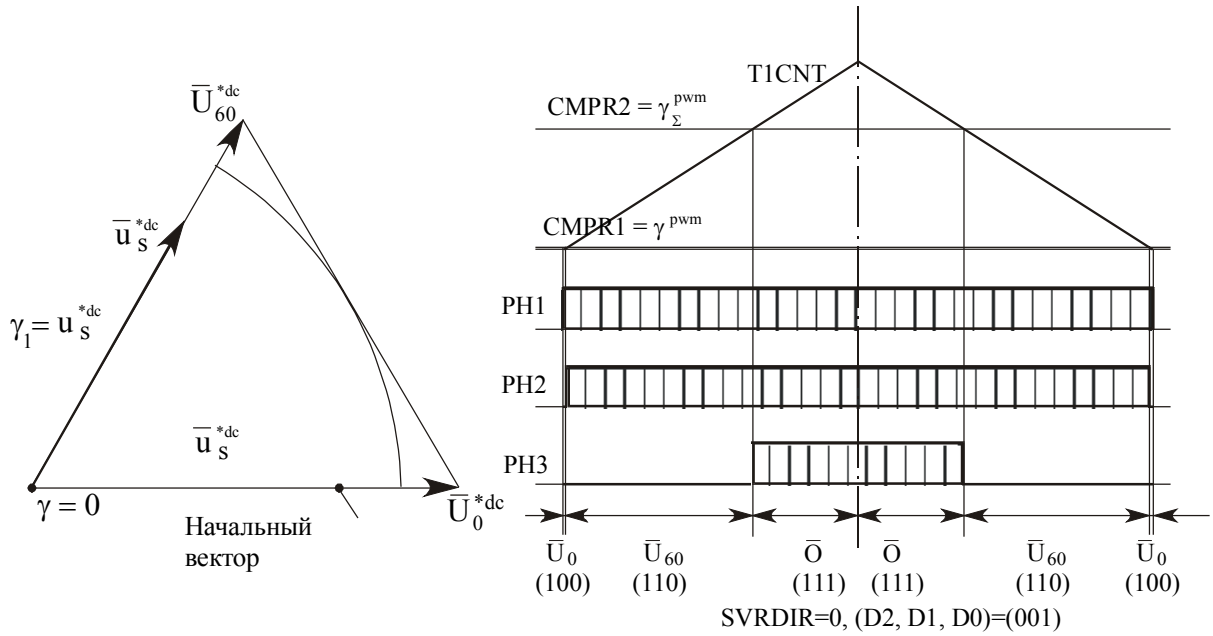
Наиболее простым вариантом векторной ШИМ является *векторная ШИМ с шестью секторами* [9].

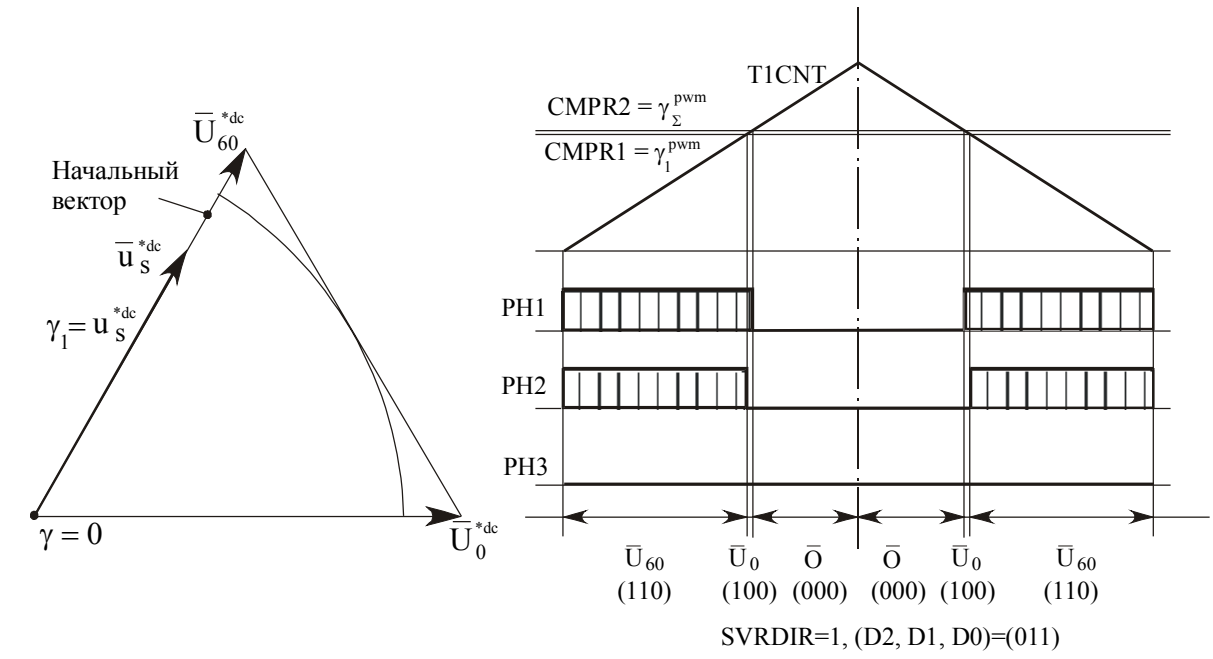
Принцип работы векторной ШИМ с шестью секторами заключается в том, что внутри каждого из шести секторов, образованных базовыми векторами (см. рис. 3.2), начальный вектор и направление обхода сектора остаются постоянными. Но, поскольку один и тот же вектор может быть сформирован двумя способами, для каждого сектора имеется возможность выбрать наилучший по определённым соображениям вариант. На рис. 3.8 (*а – г*) показаны варианты формирования нескольких векторов выходного напряжения инвертора в секторах "0" и "1" и на границе этих секторов.


$\bar{U}_{60}^{*dc}$
$\bar{u}_s^{*dc}$
γ_1
γ
Начальный вектор
$\bar{U}_0^{*dc}$
T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ^{pwm}
PH1
PH2
PH3
$\bar{U}_0$ (100)
$\bar{U}_{60}$ (110)
$\bar{O}$ (111)
$\bar{O}$ (111)
$\bar{U}_{60}$ (110)
$\bar{U}_0$ (100)
SVRDIR=0, (D2, D1, D0)=(001)

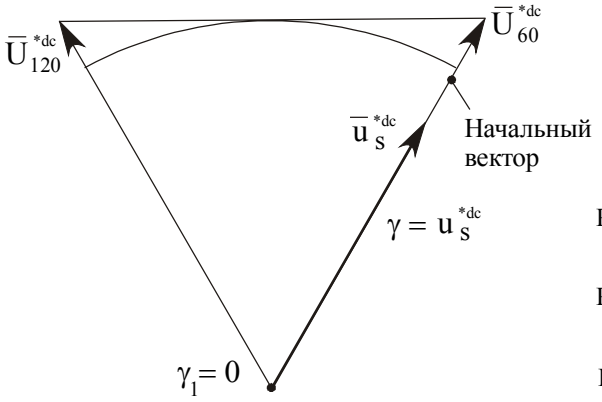

$\bar{U}_{60}^{*dc}$
Начальный вектор
$\bar{u}_s^{*dc}$
γ_1
γ
$\bar{U}_0^{*dc}$
T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ_1^{pwm}
PH1
PH2
PH3
$\bar{U}_{60}$ (110)
$\bar{U}_0$ (100)
$\bar{O}$ (000)
$\bar{O}$ (000)
$\bar{U}_0$ (100)
$\bar{U}_{60}$ (110)
SVRDIR=1, (D2, D1, D0)=(011)

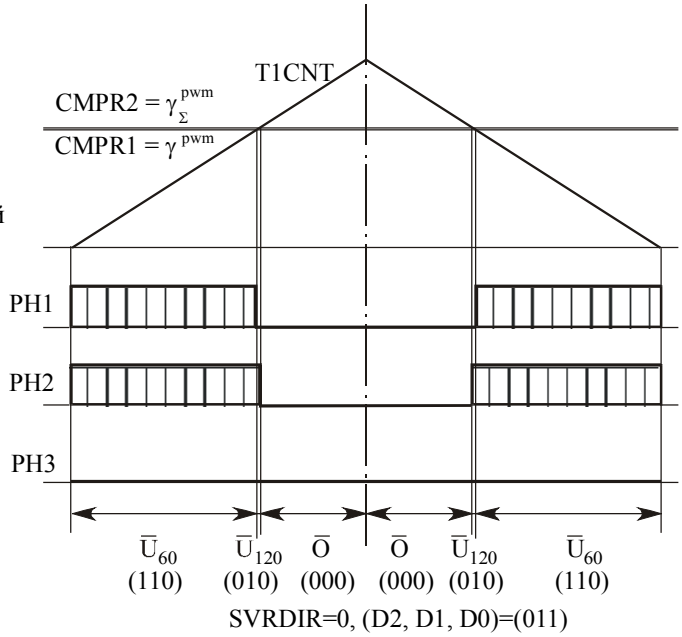
a)

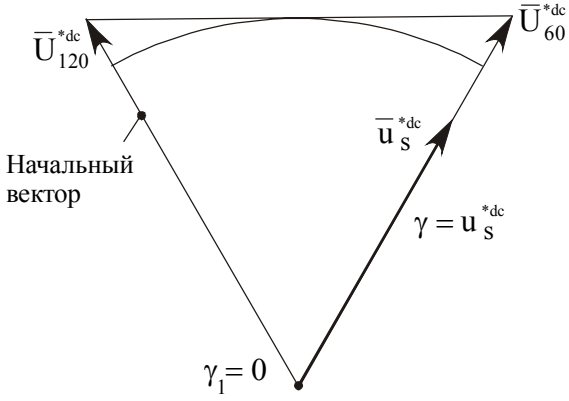

$\overline{U}_{60}^{*dc}$
$\overline{u}_s^{*dc}$
$\gamma_1 = u_s^{*dc}$
$\overline{u}_s^{*dc}$
$\gamma = 0$
Начальный вектор
$\overline{U}_0^{*dc}$
T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ^{pwm}
PH1
PH2
PH3
$\overline{U}_0$ (100)
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{O}$ (111)
$\overline{O}$ (111)
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{U}_0$ (100)
SVRDIR=0, (D2, D1, D0)=(001)

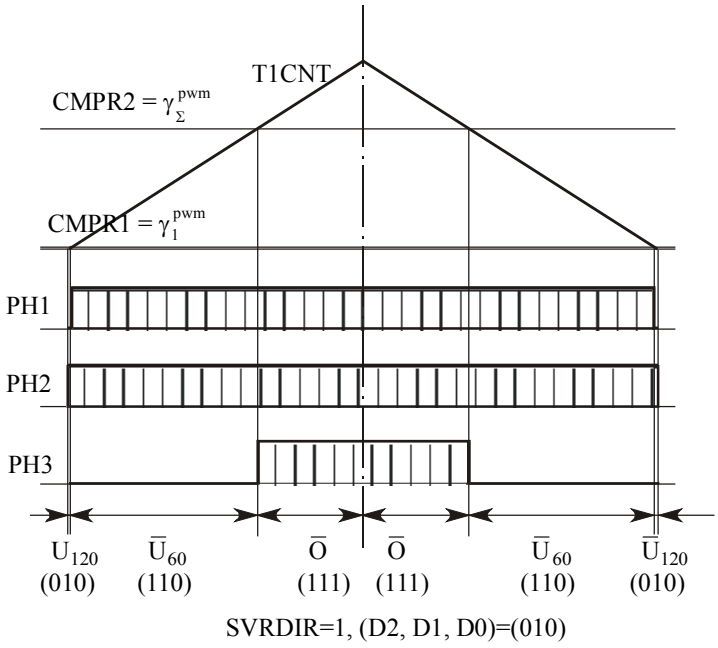

$\overline{U}_{60}^{*dc}$
Начальный вектор
$\overline{u}_s^{*dc}$
$\gamma_1 = u_s^{*dc}$
$\gamma = 0$
$\overline{U}_0^{*dc}$
T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ_1^{pwm}
PH1
PH2
PH3
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{U}_0$ (100)
$\overline{O}$ (000)
$\overline{O}$ (000)
$\overline{U}_0$ (100)
$\overline{U}_{60}$ (110)
SVRDIR=1, (D2, D1, D0)=(011)

б)

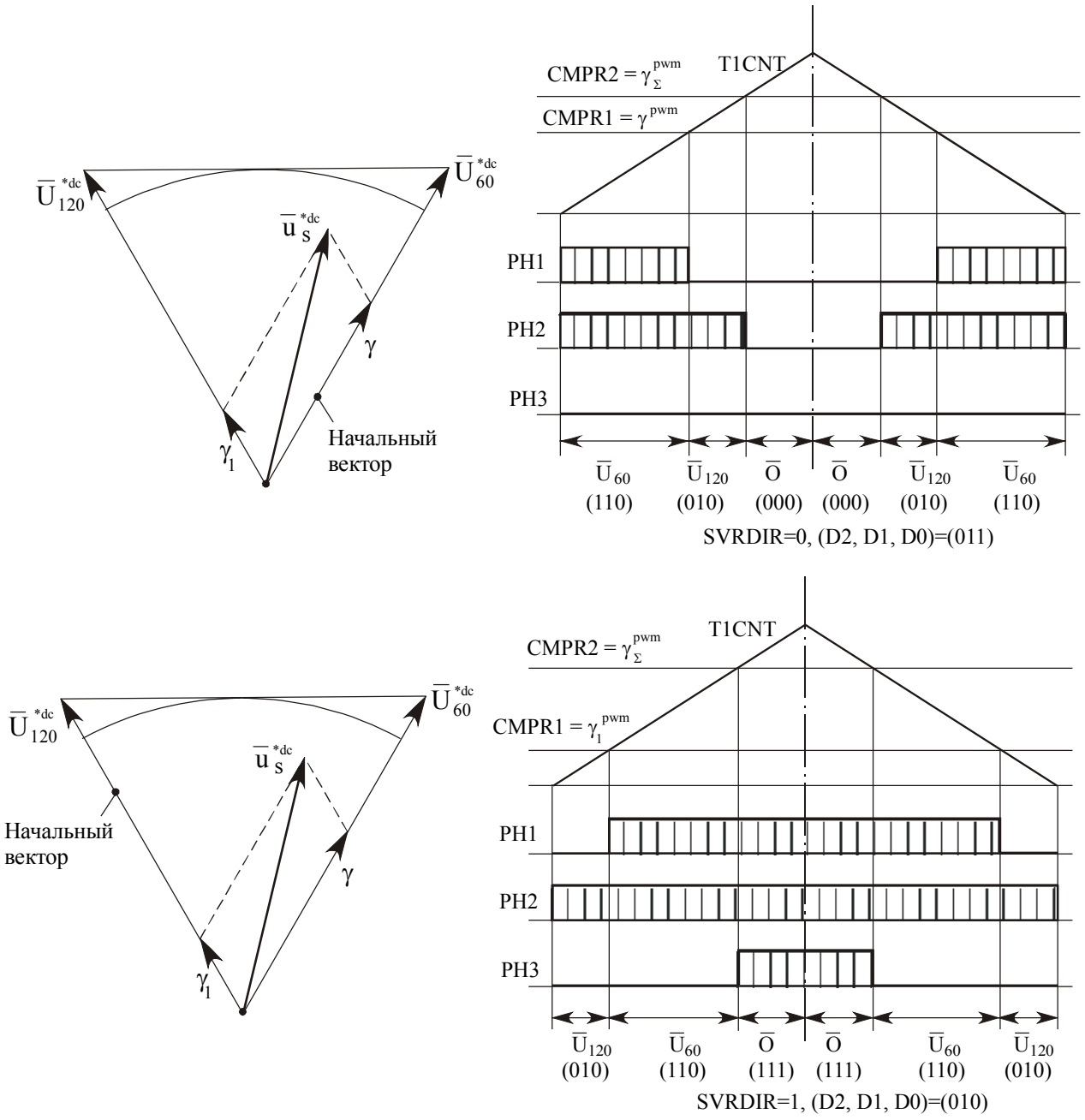

$\overline{U}_{120}^{*dc}$
$\overline{U}_{60}^{*dc}$
$\overline{u}_s^{*dc}$
Начальный вектор
$\gamma = u_s^{*dc}$
$\gamma_1 = 0$


T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ^{pwm}
PH1
PH2
PH3
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{U}_{120}$ (010)
$\overline{O}$ (000)
$\overline{O}$ (000)
$\overline{U}_{120}$ (010)
$\overline{U}_{60}$ (110)
SVRDIR=0, (D2, D1, D0)=(011)


$\overline{U}_{120}^{*dc}$
$\overline{U}_{60}^{*dc}$
$\overline{u}_s^{*dc}$
Начальный вектор
$\gamma = u_s^{*dc}$
$\gamma_1 = 0$


T1CNT
CMPR2 = γ_Σ^{pwm}
CMPR1 = γ_1^{pwm}
PH1
PH2
PH3
U_{120} (010)
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{O}$ (111)
$\overline{O}$ (111)
$\overline{U}_{60}$ (110)
$\overline{U}_{120}$ (010)
SVRDIR=1, (D2, D1, D0)=(010)

в)



г)

Рис. 3.8. Варианты формирования векторов
выходного напряжения инвертора

а – выходной вектор лежит в нулевом секторе; *б* – выходной вектор совпадает со вторым базовым вектором нулевого сектора; *в* – выходной вектор совпадает с первым базовым вектором первого сектора; *г* – выходной вектор лежит в первом секторе

Поясним принципиальное отличие в использовании того или иного нулевого вектора $\overline{O}$. Вектор $\overline{O}(000)$ формируется при открытом состоянии всех нижних ключей, и, если используется этот нулевой вектор, то один из нижних ключей открыт на всём периоде ШИМ, и одна из фаз двигателя постоянно подключена к нижней (отрицательной) шине звена постоянного тока. Говорят, что осуществляется *привязка к нижней шине*. Соответственно, вектор $\overline{O}(111)$ формируется при открытом состоянии всех верхних ключей, и при его использовании один из верхних ключей открыт на всём периоде ШИМ, и таким образом осуществляется *привязка к верхней шине*. Принципиально неважно, к какой шине осуществляется привязка, но иногда, например, при использовании так называемой "вудстрепной" (зависимой) схемы питания драйверов силовых ключей, требуется привязка к нижней шине.

Из анализа рис. 3.8 следует, что, если сохранять во всех секторах одинаковым направление обхода сектора и в качестве начального вектора для каждого сектора принимать базовый вектор $\overline{U}_k$, то:

а) в соседних секторах значения выходного сигнала в непереключаемом канале будет различно, т.е. будет осуществляться привязка то к нижней, то к верхней шине;

б) на стыках секторов скважности изменяются скачком.

Из рис. 3.8*б* и 3.8*в* следует, что на стыках секторов можно избежать скачкообразных изменений скважностей, а также обеспечить одинаковые уровни сигнала в непереключаемом канале (по всей окружности), если изменять направление обхода сектора от сектора к сектору и использовать один и тот же начальный вектор на пару соседних секторов.

Из этих соображений в качестве нулевого вектора на всей окружности предпочтительнее использовать вектор $\overline{O}(000)$, и осуществлять привязку к нижней шине. Этот вариант и выбирается в качестве предпочтительного для векторной ШИМ с шестью секторами.

На рис. 3.9 показаны направления обхода каждого сектора для векторной ШИМ с шестью секторами.

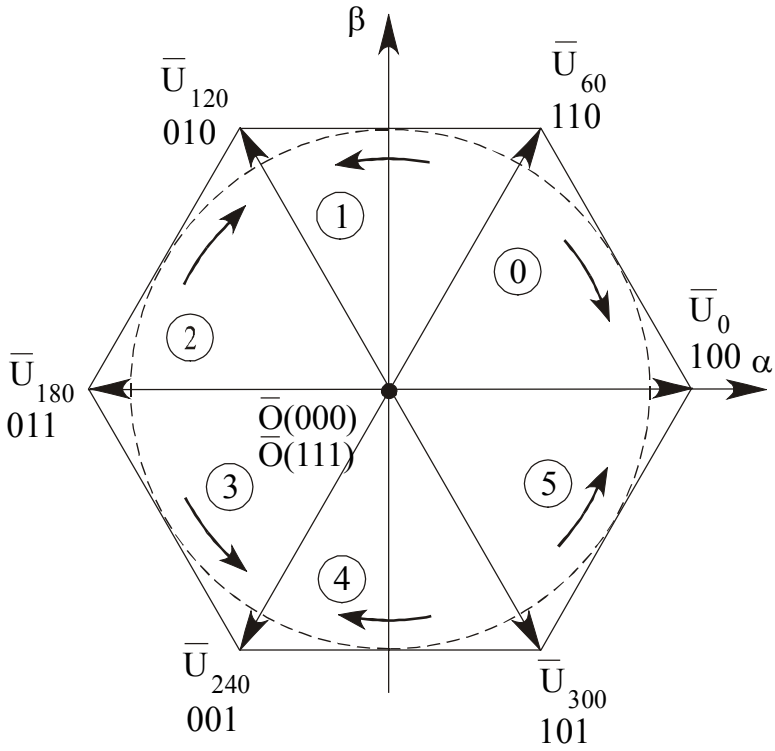


Рис. 3.9. Векторная ШИМ с шестью секторами

Начальные вектора и направления формирования вектора для каждого сектора при таком режиме работы приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Сектор	Начальный вектор	CMPR1	CMPR2
0	$\overline{U}_{60}$	γ_1^{pwm}	γ_Σ^{pwm}
1	U_{60}	γ^{pwm}	γ_Σ^{pwm}
2	U_{180}	γ_1^{pwm}	γ_Σ^{pwm}
3	U_{180}	γ^{pwm}	γ_Σ^{pwm}
4	U_{300}	γ_1^{pwm}	γ_Σ^{pwm}
5	U_{300}	γ^{pwm}	γ_Σ^{pwm}

3.5. Определение сектора и скважностей базовых векторов

Для реализации заданного вектора выходного напряжения инвертора требуется определить сектор, в котором этот вектор находится, и скважности соответствующих этому сектору базовых векторов (данный метод предложен к.т.н. Изосимовым Д.Б. (ИПУ РАН)).

Перепишем уравнение (3.5) в виде, нормированном относительно длины базового вектора:

$$\overline{u}_s^{*dc} = \gamma \cdot \overline{U}_k^{*dc} + \gamma_1 \cdot \overline{U}_{k+60}^{*dc}. \tag{3.31}$$

Перепишем его в матричной форме, спроецировав на плоскость (α,β):

$$\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix} = \gamma \begin{pmatrix} U_{k,\alpha}^{*dc} \\ U_{k,\beta}^{*dc} \end{pmatrix} + \gamma_1 \begin{pmatrix} U_{k+60,\alpha}^{*dc} \\ U_{k+60,\beta}^{*dc} \end{pmatrix},$$

или

$$\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{k,\alpha}^{*dc} & U_{k+60,\alpha}^{*dc} \\ U_{k,\beta}^{*dc} & U_{k+60,\beta}^{*dc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \gamma \\ \gamma_1 \end{pmatrix}. \tag{3.32}$$

Тогда

$$\begin{pmatrix} \gamma \\ \gamma_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{k,\alpha}^{*dc} & U_{k+60,\alpha}^{*dc} \\ U_{k,\beta}^{*dc} & U_{k+60,\beta}^{*dc} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix},$$

или

$$\begin{pmatrix} \gamma \\ \gamma_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{U_{k,\alpha}^{*dc} \cdot U_{k+60,\beta}^{*dc} - U_{k+60,\alpha}^{*dc} \cdot U_{k,\beta}^{*dc}} \cdot \begin{pmatrix} U_{k+60,\beta}^{*dc} & -U_{k+60,\alpha}^{*dc} \\ -U_{k,\beta}^{*dc} & U_{k,\alpha}^{*dc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}. \tag{3.33}$$

Для каждого сектора величины $U_{k,\alpha}^{*dc}; U_{k+60,\beta}^{*dc}; U_{k+60,\alpha}^{*dc}; U_{k,\beta}^{*dc}$ являются постоянными, поэтому формулу (3.33) можно расписать для каждого сектора. Результаты этой процедуры сведены в табл. 3.2.

Введём обозначения:

$$\begin{cases} \Lambda_1 = u_\alpha^{*dc} - \dfrac{u_\beta^{*dc}}{\sqrt{3}} \\ \Lambda_2 = \dfrac{2 \cdot u_\beta^{*dc}}{\sqrt{3}} \\ \Lambda_3 = u_\alpha^{*dc} + \dfrac{u_\beta^{*dc}}{\sqrt{3}}. \end{cases} \tag{3.34}$$

Тогда табл. 3.2 сводится к табл. 3.3.

Таблица 3.2

№ сектора	$\begin{pmatrix} U_{k,\alpha}^{*dc} \\ U_{k,\beta}^{*dc} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} U_{k+60,\alpha}^{*dc} \\ U_{k+60,\beta}^{*dc} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \gamma \\ \gamma_1 \end{pmatrix}$
0	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$
1	$\begin{pmatrix} 1/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 1/\sqrt{3} \\ -1 & 1/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$
2	$\begin{pmatrix} -1/2 \\ \sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 2/\sqrt{3} \\ -1 & -1/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$
3	$\begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & 1/\sqrt{3} \\ 0 & -2/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$
4	$\begin{pmatrix} -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1/2 \\ -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1/\sqrt{3} \\ 1 & -1/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$
5	$\begin{pmatrix} 1/2 \\ -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & -2/\sqrt{3} \\ 1 & 1/\sqrt{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_\alpha^{*dc} \\ u_\beta^{*dc} \end{pmatrix}$

Таблица 3.3

№ сектора	0	1	2	3	4	5
γ	Λ_1	Λ_3	Λ_2	$-\Lambda_1$	$-\Lambda_3$	$-\Lambda_2$
γ_1	Λ_2	$-\Lambda_1$	$-\Lambda_3$	$-\Lambda_2$	Λ_1	Λ_3

Учтём, что

$$\begin{cases} \gamma \geq 0 \\ \gamma_1 \geq 0 \end{cases} \tag{3.35}$$

и

$$\Lambda_3 = \Lambda_1 + \Lambda_2 . \tag{3.36}$$

Отметим также, что каждый базовый вектор необходимо однозначно отнести к определённому сектору, как показано в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Базовый вектор	$\overline{U}_0$	$\overline{U}_{60}$	$\overline{U}_{120}$	$\overline{U}_{180}$	$\overline{U}_{240}$	$\overline{U}_{300}$
№ сектора	0	1	2	3	4	5
Условие	$\Lambda_2 = 0$	$\Lambda_1 = 0$	$\Lambda_3 = 0$	$\Lambda_2 = 0$	$\Lambda_1 = 0$	$\Lambda_3 = 0$

С учётом (3.35), (3.36) и табл. 3.3 и 3.4 можно определить знаки Λ_i, i = 1,2,3 для каждого сектора (табл. 3.5).

Таблица 3.5

№ сектора	0	1	2	3	4	5
–	$\Lambda_1 > 0$	$\Lambda_3 > 0$	$\Lambda_2 > 0$	$\Lambda_1 < 0$	$\Lambda_3 < 0$	$\Lambda_2 < 0$
–	$\Lambda_2 \geq 0$	$\Lambda_1 \leq 0$	$\Lambda_3 \leq 0$	$\Lambda_2 \leq 0$	$\Lambda_1 \geq 0$	$\Lambda_3 \geq 0$
–	$\Lambda_3 > 0$	$\Lambda_2 > 0$	$\Lambda_1 < 0$	$\Lambda_3 < 0$	$\Lambda_2 < 0$	$\Lambda_1 > 0$

В соответствии с этим можно составить итоговую таблицу 3.6, согласно которой работает алгоритм определения сектора и скважностей базовых векторов по вычисленным значениям Λ_i.

Таблица 3.6

Λ_1	Λ_2	Λ_3	сектор	γ	γ_1
+	+, 0	+	0	Λ_1	Λ_2
+	+	–	невозможная комбинация		
+	–	+, 0	5	$-\Lambda_2$	Λ_3
+, 0	–	–	4	$-\Lambda_3$	Λ_1
–, 0	+	+	1	Λ_3	$-\Lambda_1$
–	+	–, 0	2	Λ_2	$-\Lambda_3$
–	–	+	невозможная комбинация		
–	–, 0	–	3	$-\Lambda_1$	$-\Lambda_2$

3.6. Ограничение вектора заданного напряжения

Инвертор имеет ограниченный запас по напряжению на ЗПТ, которое определяет предельный уровень выходного напряжения инвертора (см. 3.10). ПИ-регуляторы, которые обычно используются в контурах токов, могут выдавать в переходных процессах повышенное задание напряжения на инвертор, “пытаясь” форсировать процесс. Эту ситуацию необходимо отслеживать программно, поскольку естественное ограничение выходного напряжения инвертора недопустимо по двум причинам:

1) возникает неопределённость положения ограниченного вектора напряжения и величины его составляющих по осям (x,y);

2) если в блоке формирования вектора процессора уровни сравнения превышают максимальное значение опорного пилообразного сигнала таймера (т.е. одна из рассчитанных скважностей, либо их сумма превышает единицу), это приводит к неверной работе блока (см. 3.3.3).

Задача ограничения вектора заданного напряжения оказывается нетривиальной. Для решения этой задачи необходимо задаться каким-либо условием, например:

а) инвариантность фазы вектора (коллинеарное ограничение);

б) инвариантность составляющей u_x;

в) инвариантность составляющей u_y.

Ниже рассмотрены четыре варианта ограничения результирующего вектора напряжения.

3.6.1. Коллинеарное ограничение вектора на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения

Иллюстрация такого способа ограничения приведена на рис. 3.10.

Математическим условием выхода вектора за рассматриваемый предел является:

$$u_s^{*dc} \geq 0{,}866. \qquad (3.37)$$

Пусть ограничение производится домножением на некоторый коэффициент $k_{норм}$ (домножение вектора на постоянный коэффициент даёт коллинеарный вектор). Нетрудно показать, что составляющие напряжения u_α, u_β при этом также должны быть домножены на тот же коэффициент $k_{норм}$:

$$u_{s\,огр}^{*dc} = k_{норм} \cdot u_s^{*dc} = k_{норм} \cdot \sqrt{(u_\alpha^{*dc})^2 + (u_\beta^{*dc})^2} = \sqrt{k_{норм}^2 \cdot (u_\alpha^{*dc})^2 + k_{норм}^2 \cdot (u_\beta^{*dc})^2} =$$

$$= \sqrt{(u_{\alpha\,огр}^{*dc})^2 + (u_{\beta\,огр}^{*dc})^2} \quad ,$$

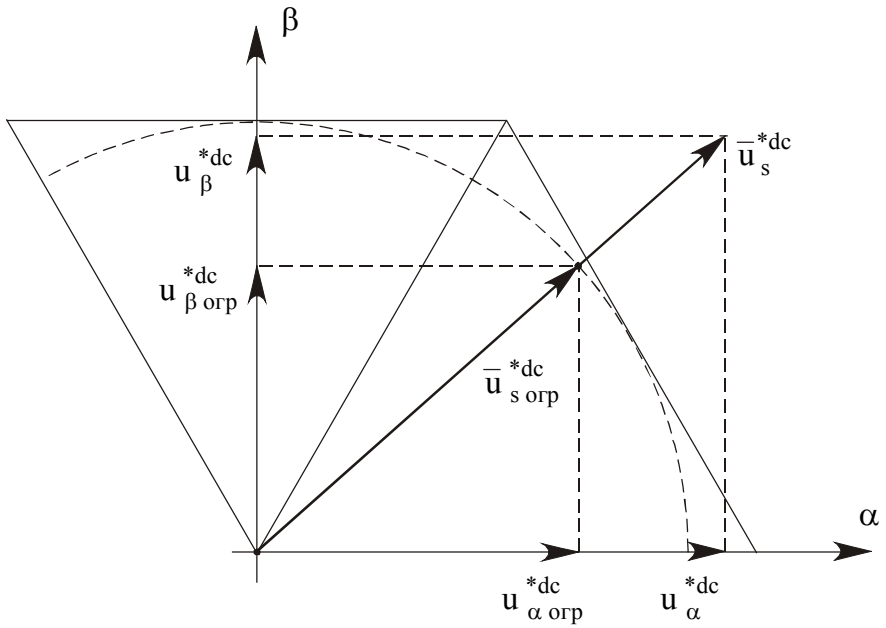


Рис. 3.10. Коллинеарное ограничение вектора напряжения на уровне максимальной амплитуды синусоидального сигнала

где

$$\begin{cases} u_{\alpha\ огр}^{*dc} = k_{норм} \cdot u_{\alpha}^{*dc} \\ u_{\beta\ огр}^{*dc} = k_{норм} \cdot u_{\beta}^{*dc} \end{cases}. \quad (3.38)$$

Коэффициент $k_{норм}$ определяется из условия принадлежности конца вектора напряжения вписанной окружности с относительным радиусом, равным 0,866: $u_{s\ огр}^{*dc} = k_{норм} \cdot u_{s}^{*dc} = 0{,}866$, откуда

$$k_{норм} = \frac{0{,}866}{u_{s}^{*dc}}. \quad (3.39)$$

Таким образом, можно сформулировать следующий алгоритм ограничения по заданному условию:

1) проверяется условие $u_{s}^{*dc} = \sqrt{(u_{\alpha}^{*dc})^2 + (u_{\beta}^{*dc})^2} \geq 0{,}866$;

2) если ограничение требуется, рассчитывается коэффициент $k_{норм}$ по формуле (3.39);

3) рассчитываются $u_{\alpha\ огр}^{*dc}$, $u_{\beta\ огр}^{*dc}$ согласно (3.38);

4) согласно найденным $u_{\alpha\ огр}^{*dc}$, $u_{\beta\ огр}^{*dc}$ рассчитываются скважности по приведённой в 3.5 методике.

Достоинством такого ограничения является постоянство амплитуды результирующего вектора напряжения (отсутствие пульсаций напряжения).

3.6.2. Коллинеарное ограничение вектора на предельном выходном уровне ПЧ

Иллюстрация такого ограничения приведена на рис. 3.11.

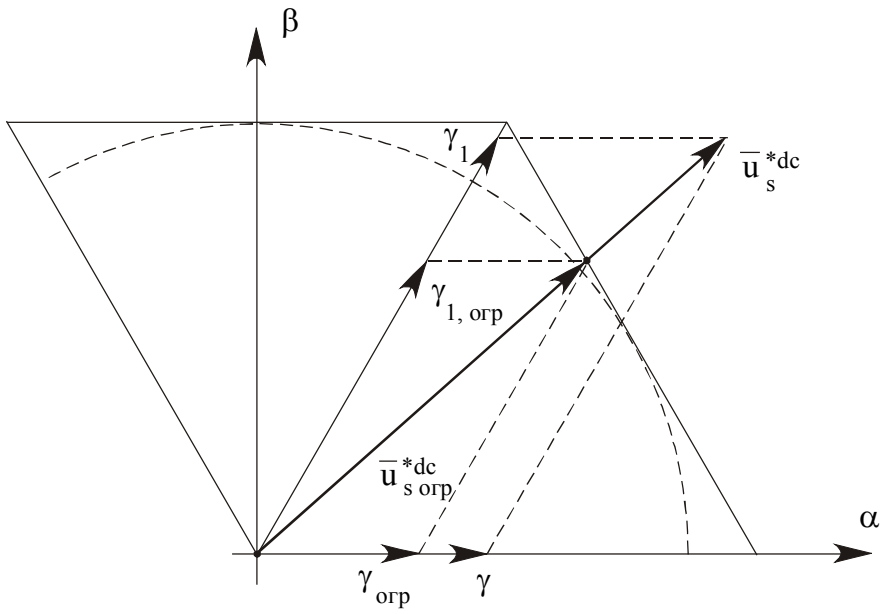


Рис. 3.11. Иллюстрация коллинеарного ограничения вектора
на предельном выходном уровне ПЧ

Как указывалось выше, предельный выходной уровень напряжения преобразователя частоты геометрически представляется шестиугольником, грани которого являются границами секторов и описываются (отдельно для каждого сектора) уравнением:

$$\gamma + \gamma_1 = 1. \tag{3.40}$$

Тогда можно записать условие выхода за границу сектора:

$$\gamma + \gamma_1 \geq 1. \tag{3.41}$$

Пусть нормирование производится домножением вектора на некоторый коэффициент $k_{норм}$. Его можно определить из условия принадлежности конца вектора напряжения границе сектора:

$$\gamma_{огр} + \gamma_{1\,огр} = k_{норм} \cdot (\gamma + \gamma_1) = 1. \tag{3.42}$$

Из этого уравнения следует, что:

$$\begin{cases} k_{норм} = \dfrac{1}{\gamma + \gamma_1} \\ \gamma_{огр} = k_{норм} \cdot \gamma = \dfrac{\gamma}{\gamma + \gamma_1} \\ \gamma_{1\,огр} = k_{норм} \cdot \gamma_1 = \dfrac{\gamma_1}{\gamma + \gamma_1} \end{cases} \tag{3.43}$$

Таким образом, можно сформулировать следующий алгоритм ограничения по заданному условию:

1) по известным u_{α}^{*dc}, u_{β}^{*dc} определяются скважности согласно методике, приведённой в 3.5;

2) проверяется условие $\gamma + \gamma_1 \geq 1$;

3) если ограничение требуется, рассчитывается коэффициент $k_{норм}$;

4) рассчитываются новые значения скважностей с учётом ограничения: $\gamma_{огр}$, $\gamma_{1\,огр}$.

Достоинством такого способа ограничения является получение дополнительных форсировок по напряжению за счет увеличения амплитуды вектора на некоторых участках значений его фазы.

3.6.3. Достоинства и недостатки коллинеарного ограничения

Рассмотрим достоинства и недостатки коллинеарного ограничения в целом.

Достоинства: составляющие $u_{x\,зад}^{*dc}$, $u_{y\,зад}^{*dc}$ ограничиваются пропорционально, при ограничении отсутствуют “скачки” той или другой составляющей.

Недостатки: при коллинеарном ограничении одновременно ограничиваются обе составляющие $u_{x\,зад}^{*dc}$ и $u_{y\,зад}^{*dc}$, при этом ограничение составляющей $u_{x\,зад}^{*dc}$ означает снижение потокосцепления ротора. Поэтому при принятом принципе управления

$$\psi_r^* = \text{const} \qquad (3.44)$$

использование такого ограничения не рекомендуется. Такое ограничение можно использовать, например, в разомкнутых системах управления АД.

3.6.4. Ограничение вектора на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения с сохранением величины составляющей u_x

Ввиду того, что в проектируемой системе управления используется принцип управления (3.44), предлагается при превышении вектором заданного напряжения предельного значения (выхода за границу шестиугольника, либо вписанной в него

окружности) отдавать приоритет составляющей $u^{*dc}_{x\,зад}$, т.к. эта составляющая, согласно математической модели, определяет величину потокосцепления ротора двигателя.

Прежде всего рассмотрим смысл понятия “сохранение величины составляющей u_x”. Эта составляющая сама по себе может выходить за пределы кругового годографа максимального синусоидального напряжения. В таких случаях необходимо производить первоначальное ограничение составляющей u_x на уровне

$$u^{*dc}_{x\,зад} \le 0{,}866, \qquad (3.45)$$

что соответствует круговому годографу максимального синусоидального напряжения.

Иллюстрация ограничения вектора напряжения на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения с сохранением величины составляющей u_x приведена на рис. 3.12.

Математическим выражением условия выхода вектора за указанный предел является:

$$u^{*dc}_{s} \ge 0{,}866. \qquad (3.46)$$

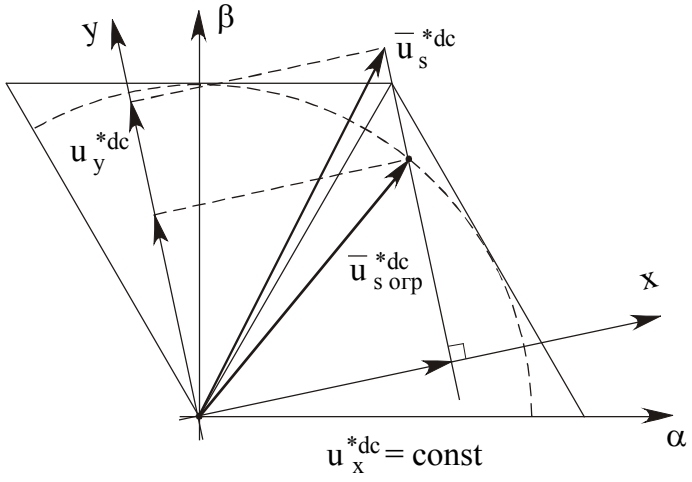


Рис. 3.12. Иллюстрация ограничения вектора на уровне максимальной амплитуды синусоидального напряжения с сохранением величины составляющей u_x

При выполнении этого условия необходимо ограничить вектор $\bar{u}_s^{*dc}$ на уровне $u_s^{*dc} = 0{,}866$. Т.к. ограничение производится из условия сохранения значения u_x, то следует рассчитывать значение u_y через заданное значение u_x:

$$u_{s\,огр}^{*dc} = \sqrt{(u_x^{*dc})^2 + (u_y^{*dc})^2} = 0{,}866; \qquad (3.47)$$

откуда

$$u_y^{*dc} = \sqrt{0{,}866^2 - (u_x^{*dc})^2}\,. \qquad (3.48)$$

Таким образом, можно сформулировать следующий алгоритм ограничения по заданному условию:

1) составляющая u_x всегда ограничивается на уровне $u_x^{*dc} = 0{,}866$;

2) проверяется условие $u_s^{*dc} \geq 0{,}866$;

3) если это условие выполняется, старое значение u_y^{*dc} отбрасывается и рассчитывается новое по формуле (3.48).

3.6.5. Ограничение вектора на предельном выходном уровне ПЧ с сохранением величины составляющей u_x

Иллюстрация такого ограничения приведена на рис. 3.13.

Как и в предыдущем случае, составляющая u_x сама по себе может выходить за пределы шестиугольного годографа максимального напряжения ПЧ. Величину u_x возможно предварительно ограничить также на уровне годографа максимального напряжения ПЧ. Укажем достоинства и недостатки такого ограничения u_x.

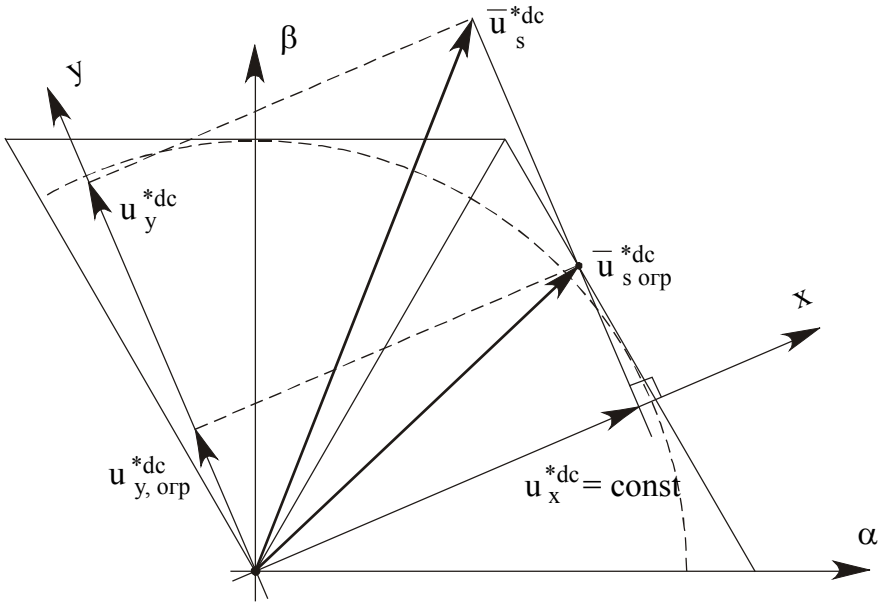


Рис. 3.13. Иллюстрация ограничения вектора напряжения на предельном выходном уровне ПЧ с сохранением величины составляющей u_x

Достоинства: максимально полное использование возможностей по форсировке напряжения u_x;

Недостатки:

а) пульсации поля машины (возможно, будут существенно сглажены ввиду собственной большой инерционности контура тока i_x);

б) как видно из рис. 3.14, при выполнении условия $u_x^{*dc} = 0{,}866, \Theta_{\Psi r} = (30 \pm 60n)°, n = 0,1,2...$ результирующий вектор $\bar{u}_s$ имеет бесконечное множество состояний (рис. 3.14), что затрудняет его программный расчёт в данной точке, а при условии ограниченности разрядной сетки процессора и точности процессорных вычислений – в окрестности этой точки. Опыт процессорной реализации приведённого ниже алгоритма показывает, что эта область – существенна. Поэтому необходимо стараться избегать данной точки (при предложенном алгоритме ограничения).

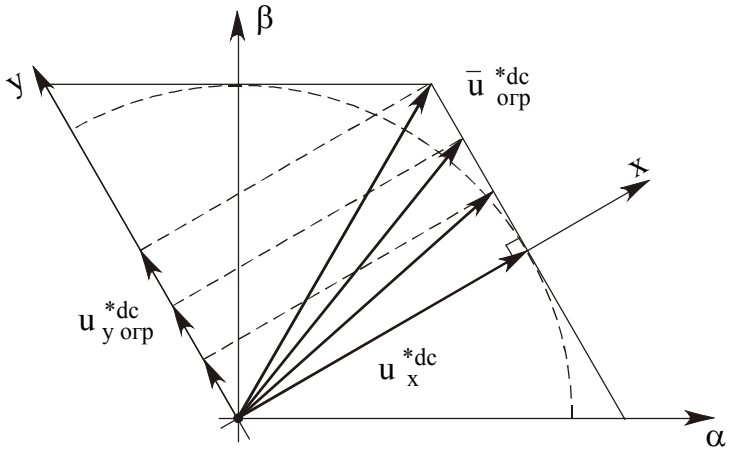


Рис. 3.14. Неоднозначность ограниченного вектора в центре сектора.

Практика процессорной реализации векторной ШИМ показывает, что уровень ограничения для составляющей u_x, можно принять равным $u_x^{*dc} = 0{,}860$.

Вывод уравнений ограничения

Как и для коллинеарного ограничения на предельном выходном уровне ПЧ, условие выхода за границу сектора:

$$\gamma + \gamma_1 \geq 1, \tag{3.49}$$

и ограничение проводится из условия

$$\gamma_{огр} + \gamma_{1\,огр} = 1. \tag{3.50}$$

Далее во всех уравнениях участвуют ограниченные значения скважностей, при этом для краткости нижние индексы “огр” у скважностей опускаются.

Выразим γ из (3.50):

$$\gamma = 1 - \gamma_1. \tag{3.51}$$

Подставим (3.51) в уравнение (3.31):

$$\bar{u}^{*dc}_{s\,огр} = \gamma \cdot \bar{U}^{*dc}_{k} + \gamma_1 \cdot \bar{U}^{*dc}_{k+60} = (1-\gamma_1) \cdot \bar{U}^{*dc}_{k} + \gamma_1 \cdot \bar{U}^{*dc}_{k+60}, \tag{3.52}$$

где $\bar{u}^{*dc}_{s\,огр}$ – вектор напряжения статора после ограничения.

Спроецируем уравнение (3.52) на плоскость (α,β):

$$\begin{cases} u^{*dc}_{\alpha\,огр} = (1-\gamma_1) \cdot U^{*dc}_{k,\alpha} + \gamma_1 \cdot U^{*dc}_{k+60,\alpha} \\ u^{*dc}_{\beta\,огр} = (1-\gamma_1) \cdot U^{*dc}_{k,\beta} + \gamma_1 \cdot U^{*dc}_{k+60,\beta} \end{cases} \tag{3.53}$$

Согласно уравнениям координатных преобразований из координат (α,β) в (x,y) (1.171) можно записать:

$$u^{*dc}_{огр,x} = u^{*dc}_{огр,\alpha} \cdot \cos\Theta_{\Psi r} + u^{*dc}_{огр,\beta} \cdot \sin\Theta_{\Psi r}. \qquad (3.54)$$

Учтём, что ограничение производится при условии $u^{*dc}_{x} = u^{*dc}_{огр,x}$, и подставим в (3.54) уравнения (3.53):

$$u^{*dc}_{x} = \left[(1-\gamma_1)\cdot U^{*dc}_{k,\alpha} + \gamma_1 \cdot U^{*dc}_{k+60,\alpha}\right]\cos\Theta_{\Psi r} + \left[(1-\gamma_1)\cdot U^{*dc}_{k,\beta} + \gamma_1 \cdot U^{*dc}_{k+60,\beta}\right]\sin\Theta_{\Psi r};$$

откуда:

$$\gamma_1 = \frac{u^{*dc}_{x} - \left[U^{*dc}_{k,\alpha}\cdot\cos\Theta_{\Psi r} + U^{*dc}_{k,\beta}\cdot\sin\Theta_{\Psi r}\right]}{(U^{*dc}_{k+60,\alpha} - U^{*dc}_{k,\alpha})\cdot\cos\Theta_{\Psi r} + (U^{*dc}_{k+60,\beta} - U^{*dc}_{k,\beta})\cdot\sin\Theta_{\Psi r}}. \qquad (3.55)$$

Обозначим:

$$\begin{cases} \xi_0 = \cos\Theta_{\Psi r} \\ \xi_1 = \dfrac{1}{2}\cdot\cos\Theta_{\Psi r} \\ \xi_2 = \dfrac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sin\Theta_{\Psi r} \end{cases} \qquad (3.56)$$

Для каждого сектора величины $U^{*dc}_{k,\alpha}; U^{*dc}_{k+60,\beta}; U^{*dc}_{k+60,\alpha}; U^{*dc}_{k,\beta}$ являются постоянными, поэтому формулу (3.56) можно расписать для каждого сектора. Результаты этой процедуры сведены в табл. 3.7.

Геометрическая иллюстрация процедуры ограничения приведена на рис. 3.13. Процедуру ограничения можно интерпретировать следующим образом: к концу вектора $\overline{U}^{*dc}_{x}$ восстанавливается перпендикуляр и ищется пересечение этого перпендикуляра с границей текущего сектора. Заранее неизвестно, в каком секторе окажется ограниченный вектор напряжения. Геометрически можно показать, что он может лежать либо в секторе k, в котором лежит неограниченный вектор напряжения, либо в секторе (k-1), либо в секторе (k+1). Уравнение (3.52), как было показано в 3.1, является параметрическим уравнением прямой с параметром γ_1, проходящей через две точки, соответствующие концам базовых векторов $\overline{U}^{*dc}_{k}$ и $\overline{U}^{*dc}_{k+60}$, образующих границы сектора k. При этом точке конца вектора $\overline{U}^{*dc}_{k+60}$ соответствует $\gamma_1 = 1$, а точке конца вектора $\overline{U}^{*dc}_{k}$ – $\gamma_1 = 0$. Отсюда можно сделать вывод, что точки,

$\overline{U}_k^{*dc} - \gamma_1 = 0$. Отсюда можно сделать вывод, что точки, соответствующие $\gamma_1 > 1$, лежат в секторе (k+1), а точки, соответствующие $\gamma_1 < 0$, лежат в секторе (k-1).

Таблица 3.7

Сектор (k)	$U_{k,\alpha}^{*dc}$	$U_{k,\beta}^{*dc}$	$U_{k+60,\alpha}^{*dc}$	$U_{k+60,\beta}^{*dc}$	γ_1	
0	1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \cos\Theta_{\Psi r}}{-\frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \xi_0}{-\xi_1 + \xi_2}$
1	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}{-\cos\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \xi_1 - \xi_2}{-\xi_0}$
2	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	0	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}{-\frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \xi_1 - \xi_2}{-\xi_1 - \xi_2}$
3	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \cos\Theta_{\Psi r}}{\frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \xi_0}{\xi_1 - \xi_2}$
4	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}{\cos\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} + \xi_1 + \xi_2}{\xi_0}$
5	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	0	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}{\frac{1}{2}\cos\Theta_{\Psi r} + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\Theta_{\Psi r}}$	$\gamma_1 = \frac{U_x^{*dc} - \xi_1 + \xi_2}{\xi_1 + \xi_2}$

Поэтому предлагается следующий алгоритм процедуры ограничения по данному условию:

1) составляющая u_x всегда ограничивается на уровне $u_x^{*dc} = 0{,}860$;

2) рассчитываются согласно методике 3.5 сектор, где лежит не ограниченный вектор напряжения, и скважности базовых векторов γ, γ_1;

3) проверяется условие $\gamma + \gamma_1 \geq 1$;

4) если оно выполняется, то:

5) сектор k принимается за текущий сектор;

6) для текущего сектора рассчитывается скважность $\gamma_{1,огр}$ (согласно табл. 3.6);

7) если $\gamma_{1,огр}$ оказывается меньше нуля, за текущий сектор принимается сектор (k-1), в котором и рассчитывается окончательное $\gamma_{1,огр}$;

8) если $\gamma_{1,огр}$ оказывается больше 1, за текущий сектор принимается сектор (k+1), в котором и рассчитывается окончательное $\gamma_{1,огр}$.

Именно этот алгоритм и реализуется в разрабатываемой системе.

3.6.6. Достоинства и недостатки ограничения с сохранением величины составляющей u_x

Рассмотрим достоинства и недостатки методов ограничения с сохранением постоянства составляющей u_x.

Достоинства.

Поле машины всегда постоянно и синусоидально

Недостатки.

Пульсации, “скачки” и обращения в 0 напряжения u_y, а, следовательно, и момента двигателя. Проиллюстрируем причины пульсаций составляющей u_y.

Очевидно, что при синусоидальном ограничении $\overline{u}_s$ и синусоидальном ограничении u_x напряжение u_y обращается в 0 при предельном значении напряжения $u_x^{*dc} = 0{,}866$. Физически это означает, что всё допустимое напряжение инвертора расходуется только на создание составляющей u_x.

При предельном ограничении $\overline{u}_s$ и ограничении u_x на уровне $u_x^{*dc} = 0{,}860$ напряжение u_y обращается в 0 в области середин секторов, что проиллюстрировано на рис. 3.15.

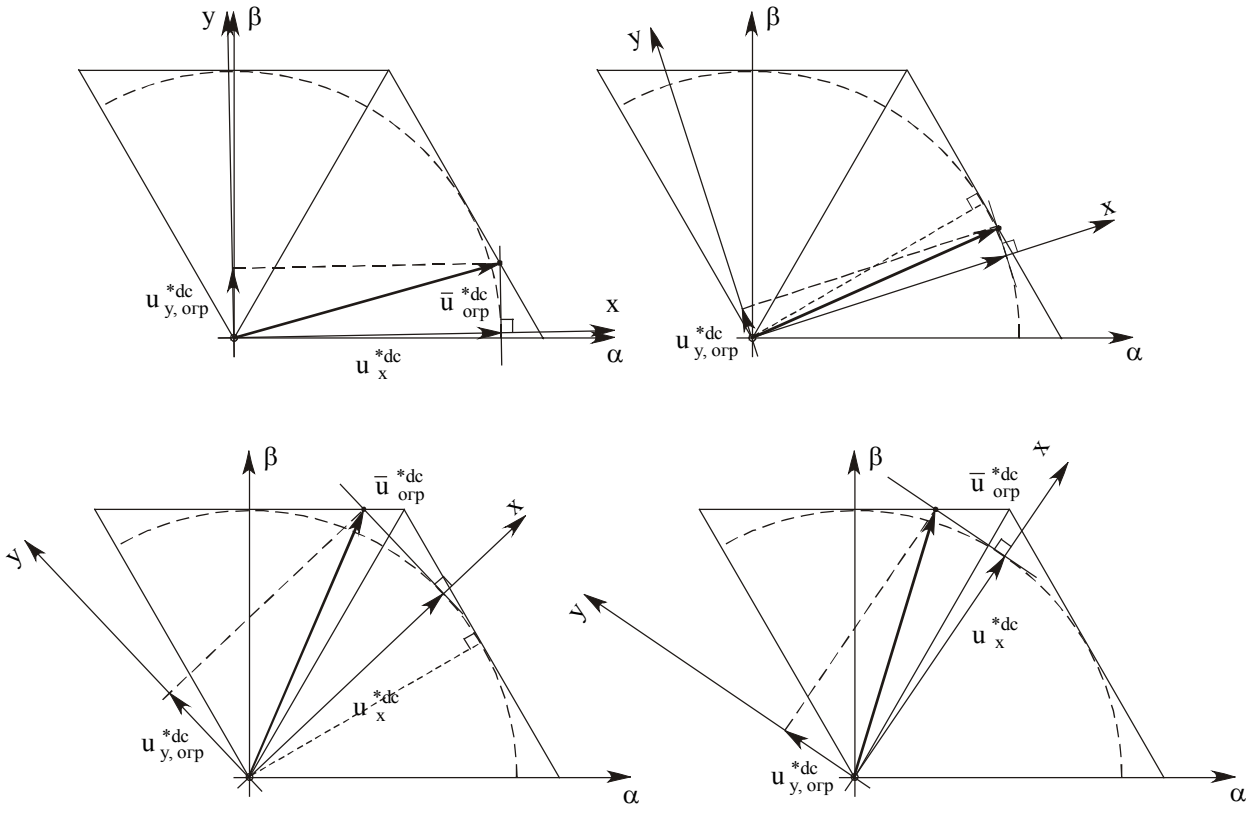


Рис. 3.15. Пульсации напряжения u_y при предельном ограничении результирующего вектора и синусоидальном ограничении u_x

3.7. Снижение влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора

Серьёзной проблемой инвертора с векторной ШИМ является проблема негативного влияния мёртвого времени на его выходное напряжение. Мёртвое время вызывает искажение вектора выходного напряжения инвертора по амплитуде и фазе. Это является критичным фактором в современных системах векторного управления, где требуется точное поддержание таких величин, как ток, момент, потокосцепление, что, в конечном счёте, сводится к точному поддержанию напряжения.

3.7.1. Аналитическая оценка влияния мёртвого времени

Влияние, оказываемое на вектор выходного напряжения наличием мёртвого времени, можно оценить аналитически. Для определённости зададимся фиксированными

значениями амплитуды и фазы вектора выходного напряжения, и его проекций на оси (x,y):

$$\begin{cases} \Theta_{\text{зад}} = 15^\circ \\ u^*_{\text{m зад}} = u^*_{\text{x зад}} = 0{,}1 \\ u^*_{\text{y зад}} = 0\,. \end{cases} \tag{3.57}$$

Также потребуются следующие данные:

– период несущей частоты ШИМ

$$T_{\text{ШИМ}} = 200 \text{ мкс}\,, \tag{3.58}$$

что соответствует несущей частоте ШИМ 5 кГц).

Длительность мёртвого времени:

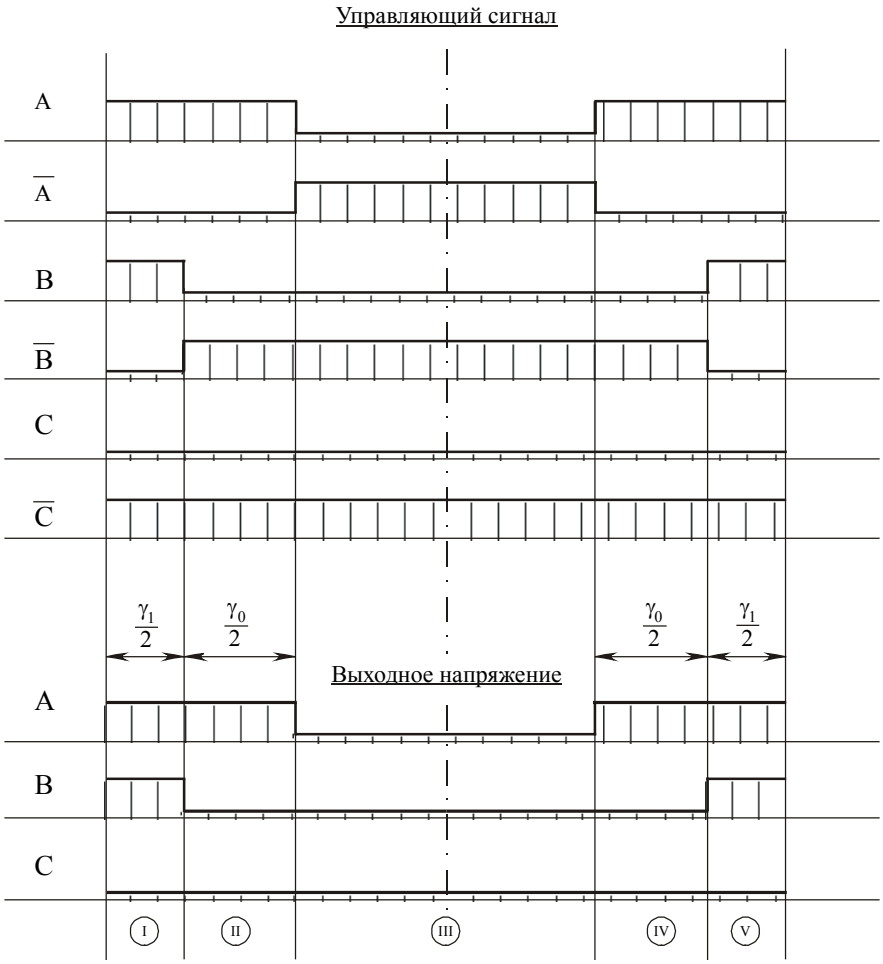
$$t_{dt} = 3{,}2 \text{ мкс}\,. \tag{3.59}$$

В дальнейшем будем пользоваться более наглядной безразмерной величиной *скважности мёртвого времени* :

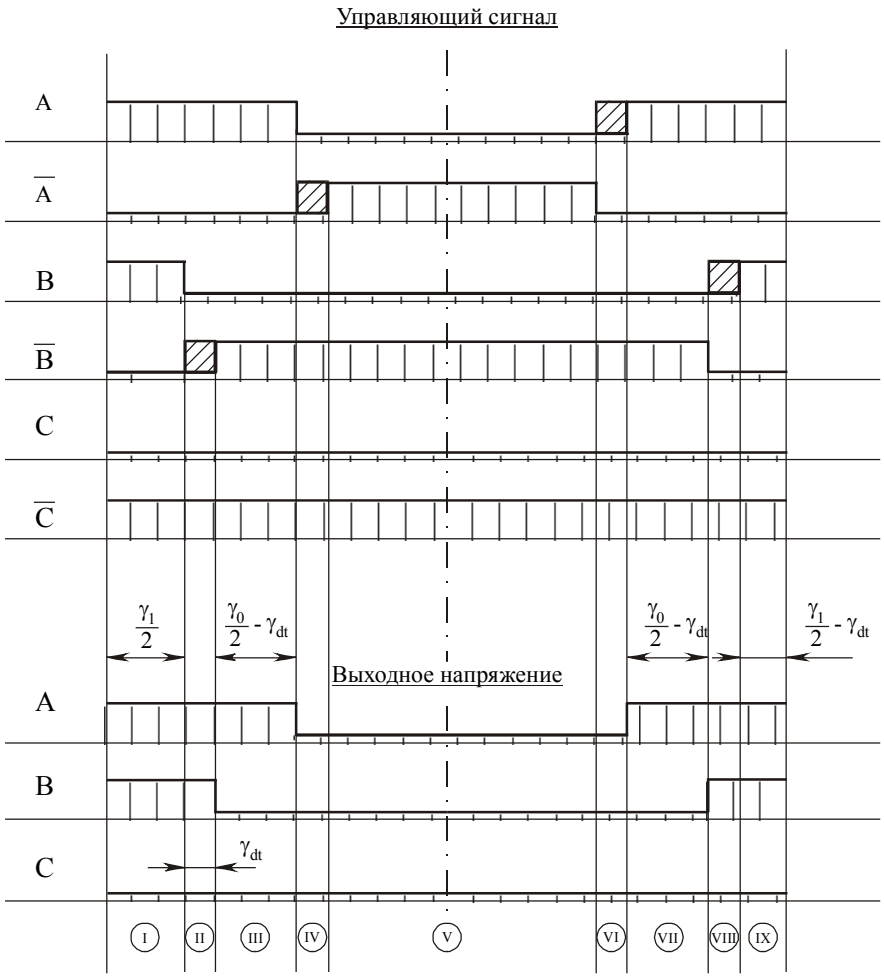
$$\gamma_{dt} = \frac{t_{dt}}{T_{\text{ШИМ}}}\,. \tag{3.60}$$

В данном случае скважность мёртвого времени равна:

$$\gamma_{dt} = 0{,}016\,. \tag{3.61}$$


Управляющий сигнал
A
$\overline{A}$
B
$\overline{B}$
C
$\overline{C}$
$\frac{\gamma_1}{2}$
$\frac{\gamma_0}{2}$
$\frac{\gamma_0}{2}$
$\frac{\gamma_1}{2}$
Выходное напряжение
A
B
C
I
II
III
IV
V

a)



б)

Рис. 3.16. Диаграммы управляющих сигналов и выходных фазных напряжений инвертора на периоде ШИМ

а – при отсутствии мёртвого времени; *б* – при наличии мертвого времени

На рис. 3.16(*а,б*) представлены диаграммы управляющих сигналов и выходного напряжения инвертора для идеального случая, когда мёртвое время в управляющем сигнале отсутствует (*а*), и при наличии мёртвого времени (*б*). При построении этих диаграмм принимались во внимание следующие обстоятельства и допущения:

– выходное напряжение инвертора достаточно для того, чтобы энергии, запасённой в индуктивностях обмоток на периоде проводимости ключей, хватало для поддержания постоянства фазных токов на периоде ШИМ (непрерывность фазных токов);

– в статическом режиме при $\Theta_{зад} = 15°$ для токов фаз двигателя выполняется условие:

$$\begin{cases} i_a > 0 \\ i_b < 0 \\ i_c < 0 ; \end{cases} \qquad (3.62)$$

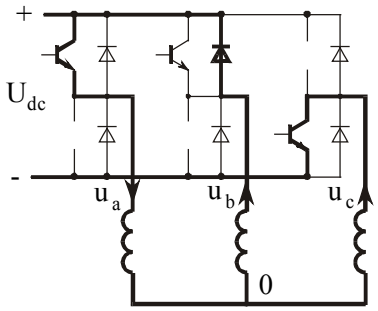
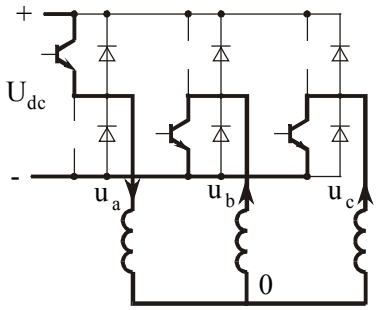
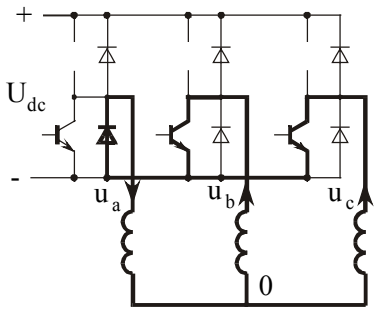
Отрезок времени	Схема	Напряжения фаз	Относительные напряжения фаз
I V		$\begin{cases} u_a = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \\ u_b = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \\ u_c = -\frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} \\ u_b^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} \\ u_c^{*dc} = -\frac{\gamma_1}{2} \end{cases}$
II IV		$\begin{cases} u_a = \frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_0}{2} \\ u_b = -\frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_0}{2} \\ u_c = -\frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_0}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_0}{2} \\ u_b^{*dc} = -\frac{\gamma_0}{4} \\ u_c^{*dc} = -\frac{\gamma_0}{4} \end{cases}$
III		$\begin{cases} u_a = 0 \\ u_b = 0 \\ u_c = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = 0 \\ u_b^{*dc} = 0 \\ u_c^{*dc} = 0 \end{cases}$

Рис. 3.17. Различные состояния инвертора и соответствующие фазные напряжения на периоде ШИМ при отсутствии мёртвого времени

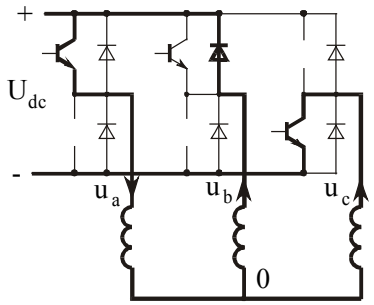
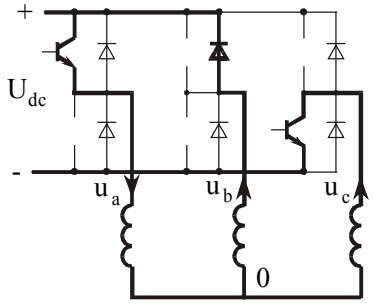
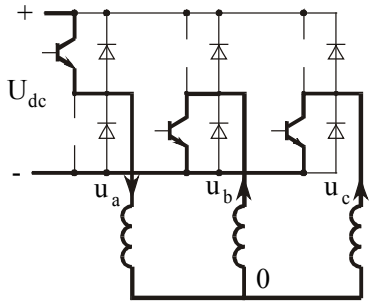
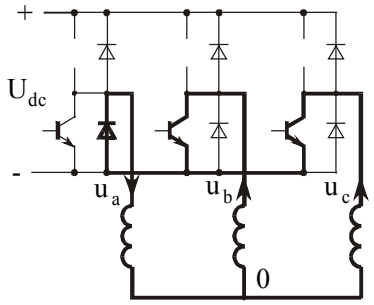
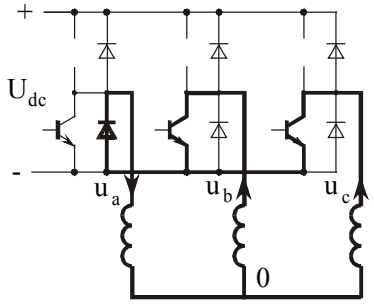
Отрезок времени	Схема	Напряжения фаз	Относительные напряжения фаз
I		$\begin{cases} u_a = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \\ u_b = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \\ u_c = -\frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\frac{\gamma_1}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} \\ u_b^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} \\ u_c^{*dc} = -\frac{\gamma_1}{2} \end{cases}$
II VIII		$\begin{cases} u_a = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\gamma_{dt} \\ u_b = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot\gamma_{dt} \\ u_c = -\frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot\gamma_{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_{dt}}{2} \\ u_b^{*dc} = \frac{\gamma_{dt}}{2} \\ u_c^{*dc} = -\gamma_{dt} \end{cases}$
III VII		$\begin{cases} u_a = \frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_0}{2} - \gamma_{dt}) \\ u_b = -\frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_0}{2} - \gamma_{dt}) \\ u_c = -\frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_0}{2} - \gamma_{dt}) \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_0}{2} - \gamma_{dt} \\ u_b^{*dc} = -\frac{\gamma_0}{4} + \frac{\gamma_{dt}}{2} \\ u_c^{*dc} = -\frac{\gamma_0}{4} + \frac{\gamma_{dt}}{2} \end{cases}$
IV V VI		$\begin{cases} u_a = 0 \\ u_b = 0 \\ u_c = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = 0 \\ u_b^{*dc} = 0 \\ u_c^{*dc} = 0 \end{cases}$
IX		$\begin{cases} u_a = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_1}{2} - \gamma_{dt}) \\ u_b = \frac{1}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_1}{2} - \gamma_{dt}) \\ u_c = -\frac{2}{3}\cdot U_{dc}\cdot(\frac{\gamma_1}{2} - \gamma_{dt}) \end{cases}$	$\begin{cases} u_a^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} - \frac{\gamma_{dt}}{2} \\ u_b^{*dc} = \frac{\gamma_1}{4} - \frac{\gamma_{dt}}{2} \\ u_c^{*dc} = -\frac{\gamma_1}{2} + \gamma_{dt} \end{cases}$

Рис. 3.18. Различные состояния инвертора и соответствующие фазные напряжения на периоде ШИМ при наличии мёртвого времени

Рассчитаем выходное напряжение инвертора при отсутствии мёртвого времени. Покажем, что оно равно заданному. Для этого потребуется записать выражения для относительных значений напряжений фаз для каждого из указанных на рис. 3.16*а* интервалов времени (I – V), а затем просуммировать их. На рис. 3.16 показаны соответствующие каждому из этих интервалов состояния инвертора и приведены выражения для абсолютных и относительных значений фазных напряжений. На этом рисунке тёмными линиями показан контур протекания тока, нарисованные транзисторы открыты управляющим сигналом, ненарисованные – закрыты.

Просуммировав относительные фазные напряжения для интервалов (I – V) получим:

$$\begin{cases} u_a^{*dc} = \dfrac{\gamma_1}{2} + \gamma_0 \\ u_b^{*dc} = \dfrac{\gamma_1}{2} - \dfrac{\gamma_0}{2} \\ u_c^{*dc} = -\gamma_1 - \dfrac{\gamma_0}{2}. \end{cases} \tag{3.63}$$

Воспользовавшись формулами фазных преобразований (1.41) приведём эти напряжения к осям (α,β):

$$\begin{cases} u_\alpha^{*dc} = \dfrac{\gamma_1}{2} + \gamma_0 \\ u_\beta^{*dc} = \dfrac{\sqrt{3}\cdot\gamma_1}{2}. \end{cases} \tag{3.64}$$

Рассчитаем скважности. Скважности рассчитываются по формулам (3.17), но, поскольку заданы напряжения в координатах (x,y), то сначала потребуется перейти к новому базису согласно (3.26). Примем, что

$$U_{dc}^0 = 1 \tag{3.65}$$

и подставим (3.26) в (3.17), учитывая, что заданный вектор находится в нулевом секторе. Получим:

$$\begin{cases} \gamma_0 = u_s^* \cdot \sin\left(60° - \Theta_{зад}\right) \\ \gamma_1 = u_s^* \cdot \sin\Theta_{зад}. \end{cases} \tag{3.66}$$

Подставим в (3.66) числовые значения:

$$\begin{cases}\gamma_0 = 0{,}0707 \\ \gamma_1 = 0{,}0259\,.\end{cases} \tag{3.67}$$

По формулам (3.64) рассчитаем u_α^{*dc} и u_β^{*dc}:

$$\begin{cases}u_\alpha^{*dc} = 0{,}084 \\ u_\beta^{*dc} = 0{,}022\,.\end{cases} \tag{3.68}$$

Согласно (3.26) и с учётом (3.65) перейдём к u_α^*, u_β^*:

$$\begin{cases}u_\alpha^* = 0{,}097 \\ u_\beta^* = 0{,}025\,.\end{cases} \tag{3.69}$$

Воспользовавшись формулами координатных преобразований [1] переведём эти напряжения из системы координат (α,β) в систему координат (x,y). Получим:

$$\begin{cases}u_x^* = 0{,}100 \\ u_y^* = 0\,.\end{cases} \tag{3.70}$$

Таким образом, при отсутствии мертвого времени выходное напряжение инвертора равно заданному (3.57). Это подтверждает справедливость предложенной методики.

Аналогично произведём расчёт для случая, когда мёртвое время присутствует в управляющем сигнале. Запишем выражения для относительных значений напряжений фаз для каждого из указанных на рис. 3.16*б* интервалов времени (I – IX), а затем просуммируем их. На рис. 3.18 показаны соответствующие каждому из этих интервалов состояния инвертора и приведены выражения для абсолютных и относительных значений фазных напряжений. Просуммировав относительные фазные напряжения для интервалов (I – IX) получим:

$$\begin{cases}u_a^{*dc} = \gamma_0 + \dfrac{\gamma_1}{2} - \dfrac{3}{2}\cdot\gamma_{dt} \\ u_b^{*dc} = -\dfrac{\gamma_0}{2} + \dfrac{\gamma_1}{2} + \dfrac{3}{2}\cdot\gamma_{dt} \\ u_c^{*dc} = -\gamma_1 - \dfrac{\gamma_0}{2}\,.\end{cases} \tag{3.71}$$

Воспользовавшись формулами фазных преобразований (1.41) приведём эти напряжения к осям (α,β):

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{*dc} = \gamma_0 + \dfrac{\gamma_1}{2} - \dfrac{3}{2} \cdot \gamma_{dt} \\ u_{\beta}^{*dc} = \dfrac{\sqrt{3}}{2} \cdot \gamma_1 + \dfrac{\sqrt{3}}{2} \cdot \gamma_{dt} \end{cases}. \tag{3.72}$$

Скважности рассчитываются по формулам (3.66). Далее по аналогии с предыдущим случаем:

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{*dc} = 0{,}060 \\ u_{\beta}^{*dc} = 0{,}036 \end{cases}; \tag{3.73}$$

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{*} = 0{,}070 \\ u_{\beta}^{*} = 0{,}042 \end{cases}; \tag{3.74}$$

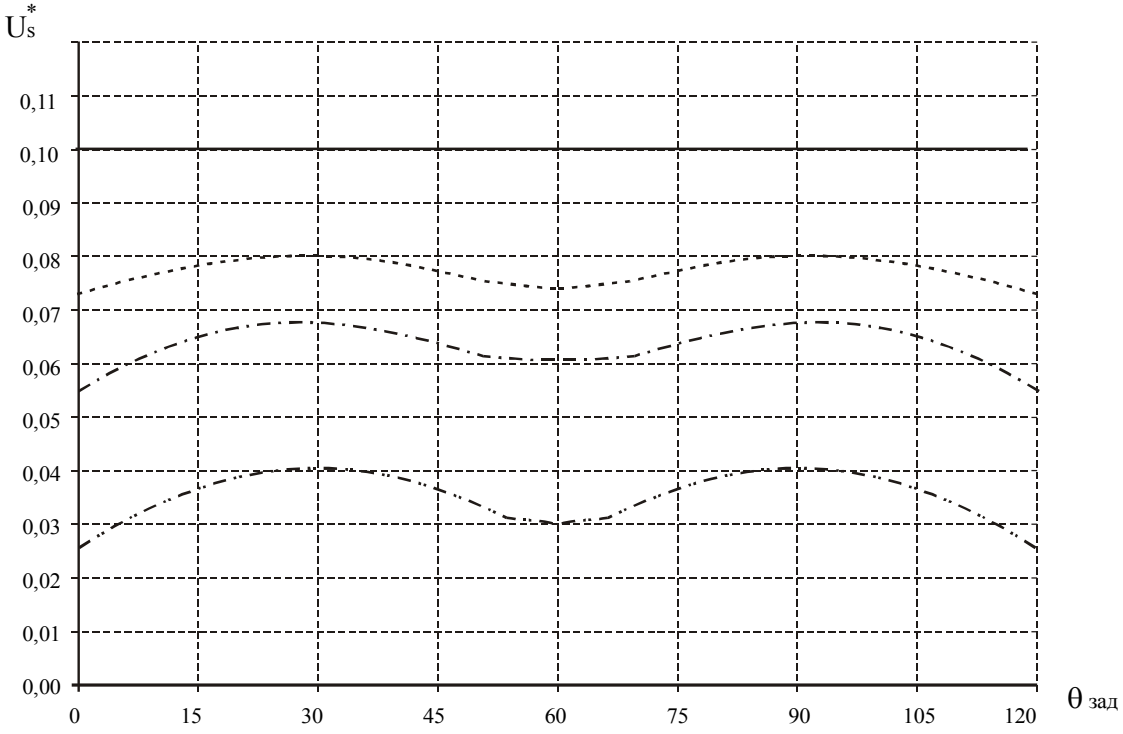
$$\begin{cases} u_{x}^{*} = 0{,}078 \\ u_{y}^{*} = 0{,}022 \end{cases}. \tag{3.75}$$

Откуда амплитуда и фаза выходного вектора равны:

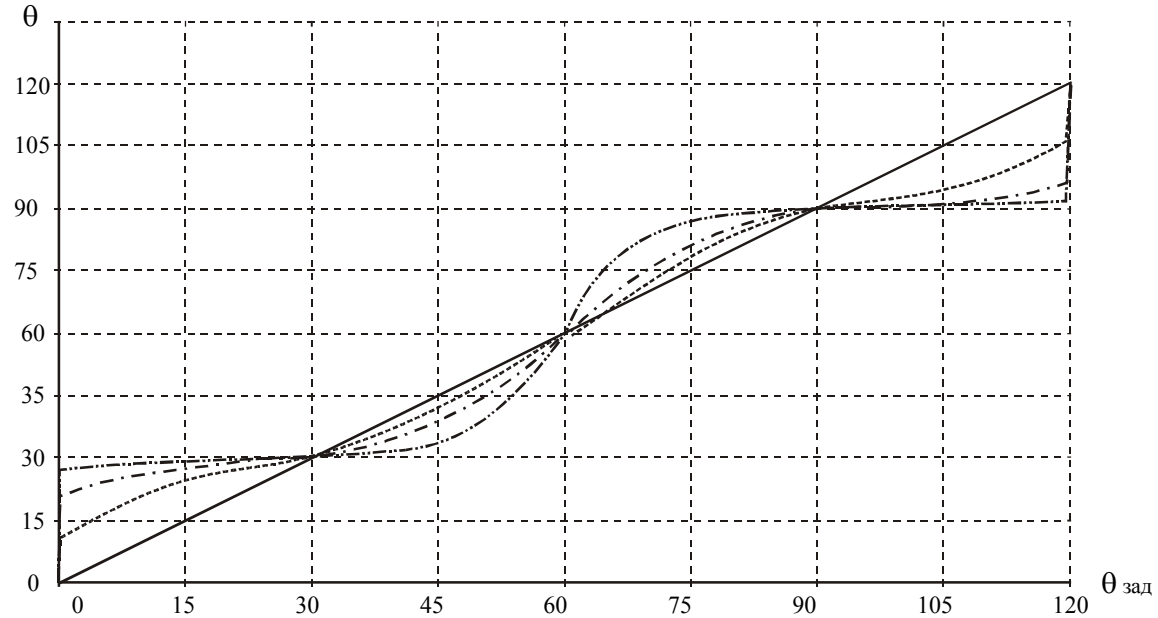
$$\begin{cases} u_{s}^{*} = 0{,}081 \\ \Theta = 30{,}9^{\circ} \end{cases}. \tag{3.76}$$

Сравнивая (3.75), (3.76) и (3.57) можно видеть, что выходной вектор напряжения инвертора претерпевает амплитудные и фазовые искажения по отношению к заданному вектору.

Вывод аналитических зависимостей $u_s^*\left(\Theta_{зад}\right)$ и $\Theta\left(\Theta_{зад}\right)$ навряд ли возможен, поскольку диаграммы выходного напряжения инвертора на периоде ШИМ при изменении угла $\Theta_{зад}$ и напряжения u_s^* претерпевают качественные изменения, и эти зависимости носят существенно нелинейный характер. Поэтому ограничимся иллюстрацией аналитической оценки влияния мёртвого времени в одной точке.



а)



б)

- при отсутствии мёртвого времени ($U_s^* = U_{зад}^* = 0{,}10$)
- fшим = 10 кГц, t_{dt} = 6,0 мкс
- fшим = 10 кГц, t_{dt} = 3,2 мкс
- fшим = 5 кГц, t_{dt} = 3,2 мкс

Рис. 3.19. Изменение выходной амплитуды (*а*) и фазы (*б*) из-за наличия мёртвого времени для векторной ШИМ с шестью секторами

3.7.2. Экспериментальная оценка влияния мёртвого времени

На рис. 3.19*а,б* приведены экспериментально полученные зависимости выходного напряжения инвертора с векторной ШИМ от заданного при различных несущих частотах ШИМ и значении мёртвого времени для векторной ШИМ с шестью секторами. Эксперименты проводились при условиях:

1) $f_{ШИМ} = 10$ кГц, $t_{dt} = 6{,}0$ мкс, ($\gamma_{dt} = 0{,}060$);

2) $f_{ШИМ} = 10$ кГц, $t_{dt} = 3{,}2$ мкс, ($\gamma_{dt} = 0{,}032$);

3) $f_{ШИМ} = 10$ кГц, $t_{dt} = 3{,}2$ мкс, ($\gamma_{dt} = 0{,}016$).

Заданное напряжение во всех случаях равно:

$$\begin{cases} u^*_{m\,зад} = u^*_{x\,зад} = 0{,}1 \\ u^*_{y\,зад} = 0\,. \end{cases}$$

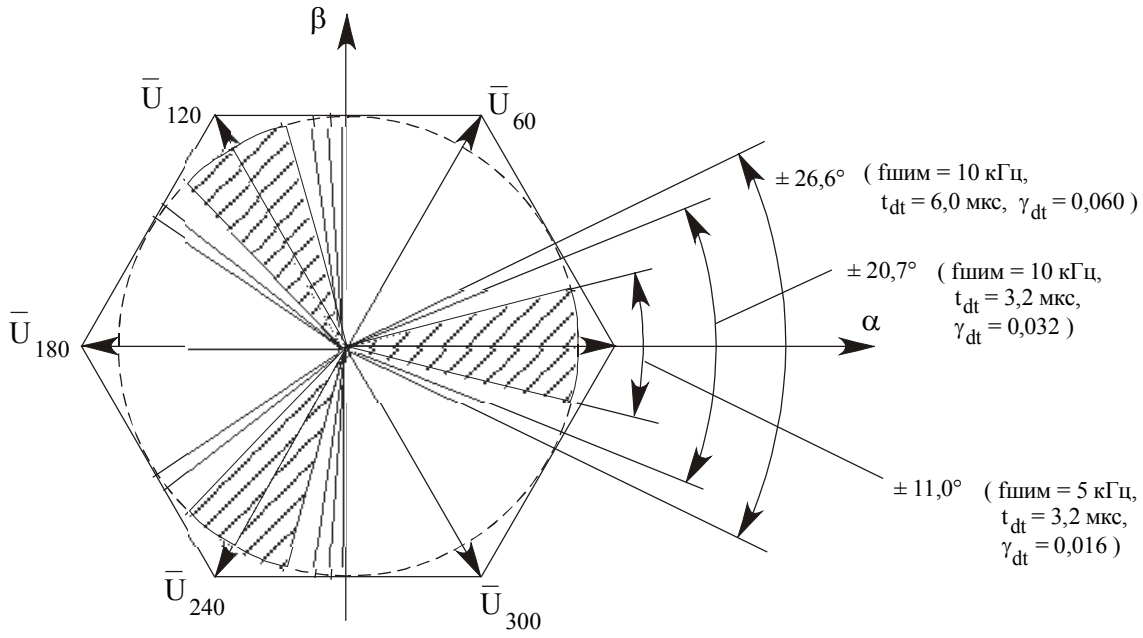


Рис. 3.20. Зоны фазовой нечувствительности при различных значениях скважности мёртвого времени

3.7.3. Зоны фазовой нечувствительности

Из рис. 3.19*б* следует важное заключение: в окрестностях углов $\Theta_{зад} = 0°$, 120°, 240° существует зона, которую можно назвать *зоной фазовой нечувствительности*, которая увеличивается при увеличении скважности мёртвого времени. Это проиллю-

стрировано на рис. 3.20. Зоны фазовой нечувствительности – это зоны, в которых заданный вектор выходного напряжения находиться принципиально не может.

Объясняется это тем, что при таких углах активные управляющие импульсы одной из фаз, открывающие силовые ключи, будучи достаточно узкими, "съедаются" мёртвым временем и вырождаются в нуль, причём остаются нулевыми в некоторой окрестности указанных углов (пока длительность импульса не станет больше мёртвого времени).

В электроприводах, которые не содержат контуров регулирования тока, эффект фазных зон нечувствительности заметен лишь на малых скоростях и проявляется в неравномерном вращении, "дёргании" ротора. Но современные системы управления электроприводами переменного тока, в частности, системы векторного управления, имеют контура регулирования токов намагничивания и активного тока (или, иначе говоря, систему регулирования момента) с введением пропорционально – интегрального закона регулирования. Подобные зоны нечувствительности в контурах с интегральным законом регулирования создают релейный эффект и вызывают возникновение автоколебаний. Поэтому векторная ШИМ, построенная по рассмотренному выше принципу, оказывается неприменимой для таких систем. Ниже рассматриваются методы, позволяющие исключить это негативное явление. Следует также отметить, что в упомянутых системах с контуром момента (с контурами регулирования токов) и интегральным законом регулирования уменьшение амплитуды выходного напряжения из-за наличия мёртвого времени не является критическим фактором, так как оно полностью компенсируется регулятором.

3.7.4. Способы снижения влияния мёртвого времени

Как видно из рис. 3.19, есть два очевидных пути снижения влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора:

1) снижение несущей частоты ШИМ;

2) уменьшение длительности мёртвого времени.

Оба этих способа ведут к снижению скважности мёртвого времени.

Следует отметить, что снижение частоты ШИМ и длительности мёртвого времени возможно только до известного предела. Снижать частоту можно лишь до тех пор,

пока дискретность контура регулирования не начнёт влиять на качество его работы. Мёртвое время можно снижать лишь до некоторого минимального значения, которое определяется характеристиками силового модуля инвертора. Самые современные и качественные силовые модули (например "Mitsubishi", применяемые в ПЧ "Универсал" [23]), требуют наличия мёртвого времени не менее 3 мкс. Снижение частоты и мёртвого времени в допустимых пределах не дают приемлемых результатов, к тому же принципиально не исключают зон фазовой нечувствительности (как видно из рис. 3.19). Поэтому требуются дополнительные меры.

Наиболее очевидным способом борьбы с влиянием мёртвого времени является программная коррекция величины заданных скважностей. Алгоритм коррекции сводится к тому, что в зависимости от знака фазного тока к рассчитанным скважностям добавляется, или из них вычитается величина скважности мёртвого времени. Этот способ достаточно сложен, громоздок, требует заметного увеличения процессорного времени на расчёт скважностей ШИМ, и при его реализации возникают некоторые сложности, которые затрудняют его практическое применение, а именно:

1) алгоритм коррекции использует знак тока. При этом в области малых токов, где знак тока может "шуметь", этот шум приводит к сбоям и неустойчивой работе системы;

2) алгоритм коррекции использует предположение, что на участках мёртвого времени ток в фазах непрерывен. Однако в зоне малых токов может возникать эффект прерывистого тока, и тогда происходит "перекомпенсация" мёртвого времени, которая только усугубляет искажения выходного напряжения;

3) в зоне малых токов иногда произвести подобную коррекцию оказывается принципиально невозможно, когда из импульса малой длительности, которая может оказаться даже меньше самого мёртвого времени, это мёртвое время ещё требуется вычесть.

Невысокая целесообразность применения метода программной коррекции была подтверждена экспериментально.

Качественные результаты даёт применение новых алгоритмов работы векторной ШИМ.

3.7.5. Векторная ШИМ на базе синусоидальной центрированной ШИМ

Одной из причин наличия существенных фазных искажений выходного напряжения инвертора является "несимметрия" мёртвого времени по фазам ввиду его отсутствия в третьей фазе. Можно устранить данное явление, если выполнить векторную ШИМ на базе синусоидальной центрированной ШИМ [6]. При этом в процессорах TMS320x24x приходится задействовать все три регистра сравнения [8]. Значения, которыми инициализируются данные регистры в данном режиме работы модуля ШИМ, сведены в табл. 3.7.

Таблица 3.7

Сектор	Начальный вектор	CMPR1	CMPR2	CMPR3
0	$\overline{U}_{60}$	γ_{Σ}^{pwm}	γ_{1}^{pwm}	PWMPER-1
1	$\overline{U}_{60}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}	PWMPER-1
2	$\overline{U}_{180}$	PWMPER-1	γ_{Σ}^{pwm}	γ_{1}^{pwm}
3	$\overline{U}_{180}$	PWMPER-1	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
4	$\overline{U}_{300}$	γ_{1}^{pwm}	PWMPER-1	γ_{Σ}^{pwm}
5	$\overline{U}_{300}$	γ_{Σ}^{pwm}	PWMPER-1	γ^{pwm}

Результаты экспериментального определения амплитуды и фазы выходного напряжения инвертора приведены на рис. 3.22.

Данный метод позволяет улучшить отработку заданной фазы. Среди его недостатков можно отметить следующее:

– уменьшается амплитуда выходного напряжения за счет введения дополнительных интервалов мёртвого времени;

– исключается возможность снижения потерь на переключение в ключах;

– программист не может использовать встроенные возможности микроконтроллеров, упрощающие программирование векторной ШИМ. Блок формирования вектора (см. 3.3.1) отключен.

3.7.6. Векторная ШИМ с 12 секторами

Рассмотрев рис. 3.19*б* можно сделать вывод, что при переходе через базовый вектор ($\Theta_{зад} = 60^o$) фазовая погрешность принципиально обращается в нуль. Если, например, на $\Theta_{зад} = 0^o$ также ввести базовый вектор, то зона фазовой нечувствительности исчезнет, и, более того, погрешность воспроизведения заданного угла в этой точке обратится в нуль. На рис. 3.22 показаны результаты экспериментального исследования этого метода ШИМ. Он позволяет заметно сгладить погрешность фазы и поднять амплитуду. Это объясняется тем, что, в отличие от предыдущего случая, здесь при формировании любого вектора получается так, что скважности активного сигнала превышают скважность мёртвого времени, за счет чего его влияние заметно снижается. А эффекты вырождения полезного импульса в нуль вообще исключаются.

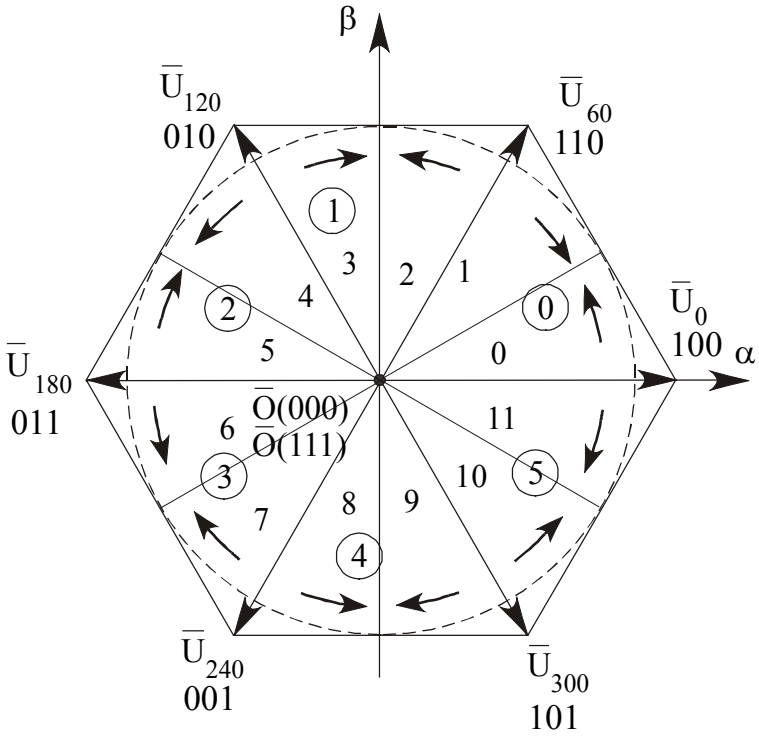


Рис. 3.21. Векторная ШИМ с двенадцатью секторами

В этом случае в качестве начального вектора используются все шесть базовых векторов, а смена начального вектора происходит посередине сектора. Таким образом, получается всего 12 рабочих секторов с разным алгоритмом перебора базовых векторов. На рис. 3.21 показана комплексная плоскость, разбитая на 12 секторов, и

направления обхода каждого сектора для векторной ШИМ с двенадцатью секторами. Значения, которыми инициализируются регистры сравнения в данном режиме работы модуля ШИМ, сведены в табл. 3.8.

Таблица 3.8

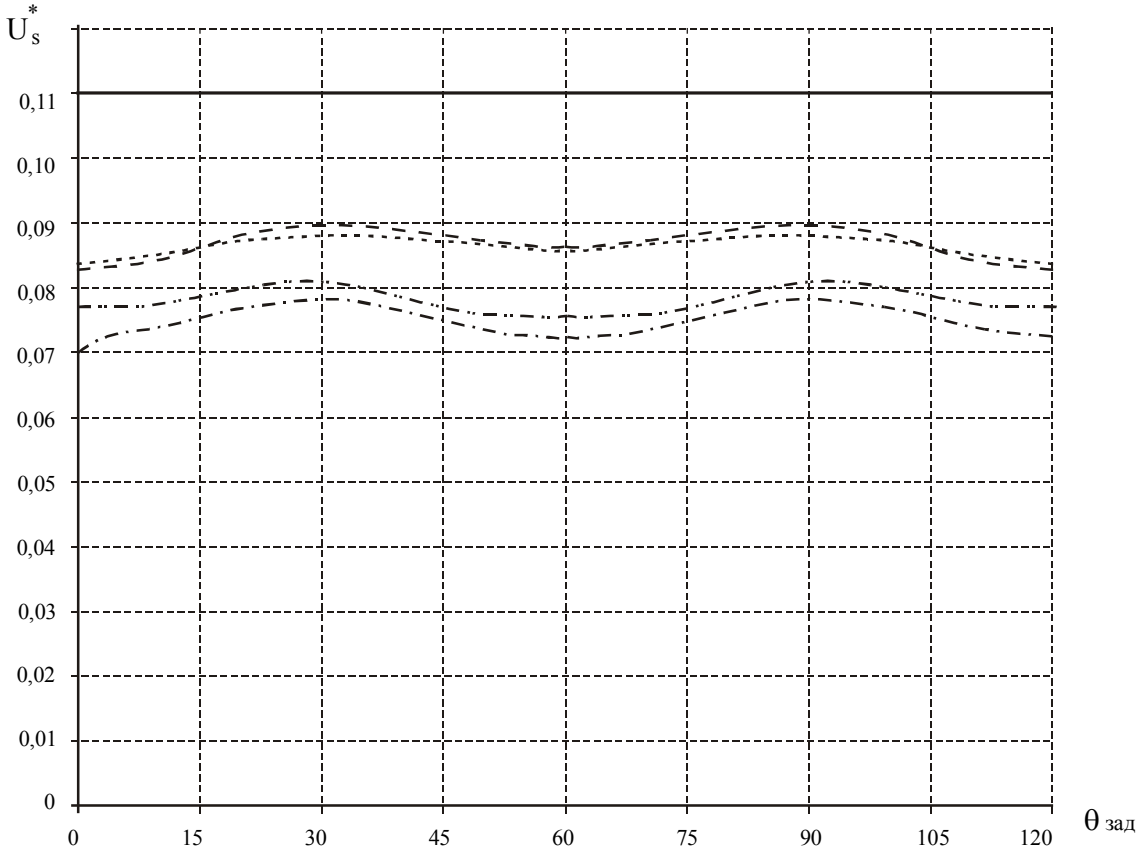
Сектор	Полусек-тор	Начальный вектор	CMPR1	CMPR2
0	0	$\overline{U}_0$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	1	$\overline{U}_{60}$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
1	2	$\overline{U}_{60}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	3	$\overline{U}_{120}$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
2	4	$\overline{U}_{120}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	5	$\overline{U}_{180}$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
3	6	$\overline{U}_{180}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	7	$\overline{U}_{240}$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
4	8	$\overline{U}_{240}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	9	$\overline{U}_{300}$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
5	10	$\overline{U}_{300}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	11	$\overline{U}_0$	γ_1^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}

Наряду с улучшенной отработкой заданной фазы при использовании этого метода увеличивается амплитуда выходного напряжения, уменьшаются искажения амплитуды. По сравнению с векторной ШИМ с шестью секторами этот метод более сложен в реализации. Кроме того, в этом случае при переходе из сектора в сектор привязка осуществляется то к нижней шине, то к верхней, что исключает применение "вудстрепного" питания драйверов силовых ключей.

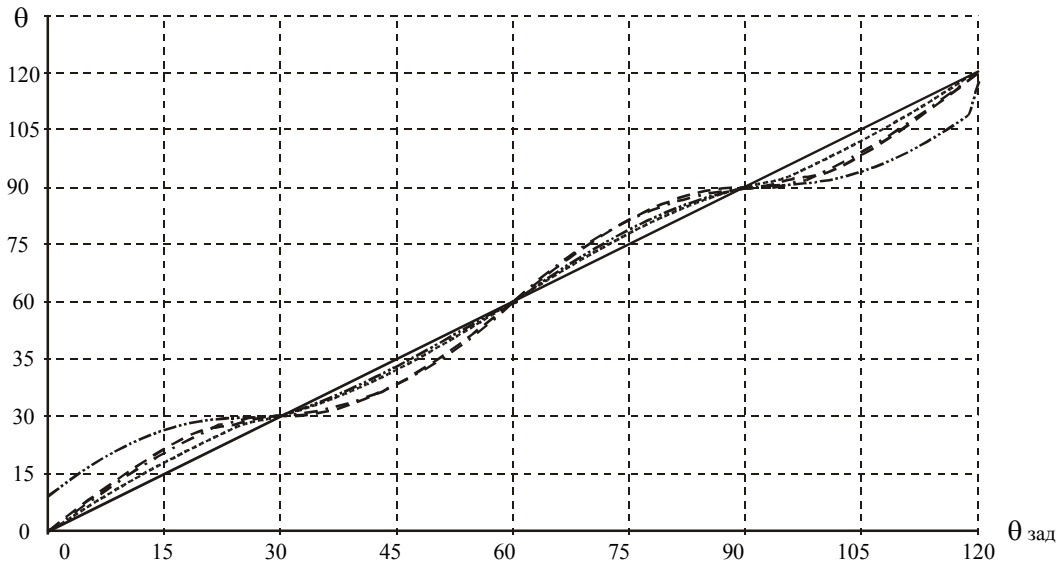
Тем не менее данный метод можно считать наиболее оптимальным для применения в замкнутых системах регулирования момента для приводов переменного тока.

Таблица 3.9

Сектор	Полусектор	Начальный вектор	CMPR1	CMPR2	CMPR3
0	0	$\overline{U}_0$	1	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	1	$\overline{U}_{60}$	γ_{Σ}^{pwm}	γ_1^{pwm}	PWMPER-1
1	2	$\overline{U}_{60}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}	PWMPER-1
	3	$\overline{U}_{120}$	γ_1^{pwm}	1	γ_{Σ}^{pwm}
2	4	$\overline{U}_{120}$	γ_{Σ}^{pwm}	1	γ^{pwm}
	5	$\overline{U}_{180}$	PWMPER-1	γ_{Σ}^{pwm}	γ_1^{pwm}
3	6	$\overline{U}_{180}$	PWMPER-1	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}
	7	$\overline{U}_{240}$	γ_{Σ}^{pwm}	γ_1^{pwm}	1
4	8	$\overline{U}_{240}$	γ^{pwm}	γ_{Σ}^{pwm}	1
	9	$\overline{U}_{300}$	γ_1^{pwm}	PWMPER-1	γ_{Σ}^{pwm}
5	10	$\overline{U}_{300}$	γ_{Σ}^{pwm}	PWMPER-1	γ^{pwm}
	11	$\overline{U}_0$	1	γ_{Σ}^{pwm}	γ_1^{pwm}



а)



б)

- при отсутствии мёртвого времени ($U_s^* = U_{зад}^* = 0,11$)
- векторная ШИМ, 6 секторов
- векторная ШИМ на базе синусоидальной, 6 секторов
- векторная ШИМ, 12 секторов
- векторная ШИМ на базе синусоидальной, 12 секторов

Рис. 3.22. Изменение выходной амплитуды (*а*) и фазы (*б*) из-за наличия мёртвого времени для различных методов реализации векторной ШИМ

3.7.7. Векторная ШИМ с 12 секторами на базе синусоидальной центрированной ШИМ

В заключение можно также рассмотреть возможность реализации векторной ШИМ с 12 секторами на базе стандартной центрированной ШИМ. К сожалению, искусственное введение мёртвого времени в третью фазу не даёт никакого выигрыша. Практические результаты исследования этого метода также приведены на рис. 3.24. Значения, которыми инициализируются регистры сравнения в данном режиме работы модуля ШИМ, сведены в табл. 3.9.

В сравнении с методами, рассмотренными выше, данный метод не имеет никаких преимуществ. При этом он сложен в реализации, так как подразумевает использование 12 секторов, и не позволяет использовать аппаратные средства процессора для формирования векторной ШИМ, а предполагает отключение блока формирования вектора. Все три регистра сравнения загружаются вручную, при этом алгоритм их загрузки, как видно из табл. 3.9, достаточно громоздок. Сравнивая его с предыдущим методом, можно сделать вывод, что в случае с 12-ю секторами переход к центрированной ШИМ нецелесообразен.

3.7.8. Сравнение различных алгоритмов векторной ШИМ по критерию влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора

На рис. 3.22 *а,б* представлены результаты экспериментального исследования различных алгоритмов векторной ШИМ на предмет влияния мёртвого времени на выходное напряжение инвертора. Очевидно, что минимальные искажения выходного напряжения по амплитуде и фазе обеспечивает векторная ШИМ с 12-ю секторами.

3.8. Результаты и выводы

1. На сегодняшний день наиболее целесообразным методом ШИМ является метод векторной ШИМ. По сравнению с традиционной синусоидальной ШИМ она позволяет увеличить на 15% выходное напряжение инвертора и снизить потери в ключах. Кроме того, DSP-микроконтроллеры Texas Instruments имеют аппаратную поддержку векторной ШИМ.

2. Для традиционной векторной ШИМ с шестью секторами возможны различные варианты формирования выходного напряжения ШИМ при изменении угла положения вектора напряжения от 0 до 360°. Эти варианты рассмотрены и выбран наиболее целесообразный.

3. Рассмотрен оригинальный, быстрый и удобный алгоритм расчёта номера сектора, в котором находится заданный вектор напряжения инвертора, и скважностей базовых векторов.

4. Поскольку запас по напряжению на ЗПТ ограничен, на выходе инвертора может возникать естественное ограничение напряжения. Это ограничение неконтролируемо, что в замкнутых системах управления двигателями неприемлемо. Поэтому требуется производить программное ограничение заданного напряжения. Проанализированы различные алгоритмы такого ограничения и выбран наиболее целесообразный и физически обоснованный.

5. На выходное напряжение инвертора с векторной ШИМ существенное негативное влияние оказывает наличие мёртвого времени. Традиционная векторная ШИМ с шестью секторами оказывается неприменимой для качественных систем управления двигателями. Наиболее негативным проявлением мёртвого времени оказываются зоны фазовой нечувствительности в области базовых векторов – это зоны принципиальной нереализуемости заданного вектора напряжения. Предложена методика аналитической оценки влияния мёртвого времени, которая подтверждена экспериментально. Дан анализ различных способов компенсации этого влияния.

6. Предложен оригинальный алгоритм векторной ШИМ с 12-ю секторами, которая позволяет качественно снизить влияние мёртвого времени и исключить зоны фазовой нечувствительности. Применение такой ШИМ позволило снизить максимальную погрешность воспроизведения амплитуды с 26% до 15%, а погрешность воспроизведения фазы с 13° до 4° при несущей частоте ШИМ 5 кГц и длительности мёртвого времени 3,2 мкс.

7. В качестве оптимального варианта векторной ШИМ принимается векторная ШИМ с 12-ю секторами и ограничением выходного напряжения на предельном выходном уровне ПЧ.

Глава 4. Разработка модульного программного обеспечения СВУ АД

В настоящей главе даётся краткое описание программного обеспечения (ПО), разработанного для СВУ АД. Представлено обоснование организации разрабатываемого ПО по модульному принципу. Рассмотрена общая структура ПО, подробно рассмотрены блоки, реализующие характерные для СВУ задачи и потребовавшие разработки оригинальных алгоритмов.

4.1. Использование модульного принципа организации ПО СВУ АД

При разработке ПО СВУ АД применён модульный принцип. Это означает, что всё ПО разбито на множество программных модулей, каждый из которых представляет собой функционально законченную часть программы. Можно выделить достоинства такого способа разработки ПО:

1) модульная структура ПО обеспечивает принцип разработки ПО "снизу вверх";

2) каждый программный модуль пишется и отлаживается индивидуально;

3) модуль представляет собой программный блок с чётко определённым набором входных и выходных переменных и параметров, выполняющий некий набор функций;

4) модуль может многократно использоваться в пределах одной программы;

5) модуль может использоваться при разработке иных программ;

6) модульная структура облегчает читабельность программы;

7) модуль как часть программы легко заменяем.

Смысл выделения части программы в отдельный модуль, как правило, заключается в том, что этот модуль выполняет некие универсальные функции и представляет ценность не только для решении текущей задачи, но и может быть использован при разработке других программ. Таким образом, в результате разработки ПО помимо собственно программного продукта для текущей задачи появляется ещё *библиотека программных модулей*.

Крупные, универсальные блоки программы с чётко определённым набором входных и выходных переменных выделяются в объектные модули (модули, распространяемые в машинном коде). Объектный модуль содержит в себе набор подпрограмм, а также данные, хранящиеся в ПЗУ (например, интерполяционные таблицы).

На рис. 4.1 представлена структура ПО, реализующего СВУ АД, в виде взаимосвязи между отдельными программными модулями. На этой структуре объектные модули отмечены утолщёнными рамками. Модули, которые нецелесообразно выделять в объектные – это модули малого объёма, или модули, не являющиеся универсальными, специфичные лишь для настоящего ПО. Специфические модули выделяются в макросы (на структуре показаны в тонкими рамками), а универсальные модули малого объёма выделяются в макрофункции (на структуре показаны пунктирными рамками). Название "макрофункции" говорит само за себя – как правило это небольшие макросы с параметрами, реализующие какие-либо простые математические функции, требующие нескольких команд процессора.

Необходимо отметить, что вся система векторного управления асинхронным приводом полностью разработана и экспериментально отлажена. В качестве базового средства для разработки использовался контроллер МК9.1, впоследствии разработанное ПО было перенесено и на контроллер МК11.3 (см. гл. 2).

Структура ПО, представленная на рис. 4.1, соответствует требованиям базовой структуры СВУ АД, представленной на рис. 1.40.

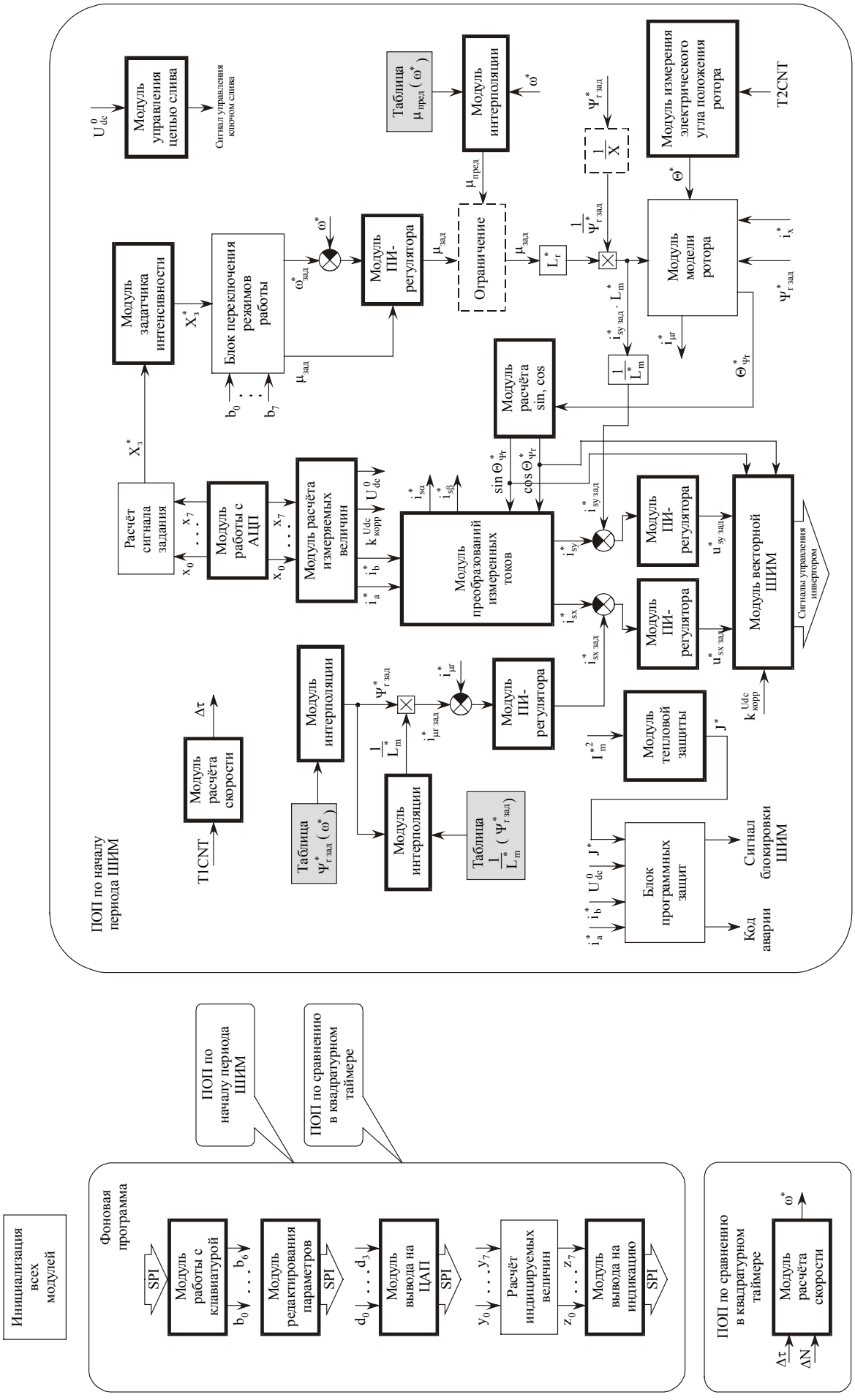


Рис. 4.1. Структура ПО СВУ АД

Одной из целей, которые преследовались при разработке ПО, а также при создании математической модели двигателя и структуры системы управления в о.е., было создание универсального ПО, которое позволяло бы, после оперативной перенастройки параметров, без изменения программного кода, работать с любым общепромышленным асинхронным двигателем. Для этого требуется выбрать форматы представления переменных и параметров системы таким образом, чтобы они подходили под двигатели любой мощности. Для этой цели были проанализированы параметры двигателей всего ряда мощностей серии 4А [27], а также параметры системы управления для каждого из этих двигателей. Эта задача ещё не решена полностью, поскольку оказалось, что 16-разрядного представления чисел недостаточно, чтобы охватить весь диапазон некоторых параметров с требуемой точностью. Результаты расчётов приведены в табл. П2.1. Расчёт производился по формулам, сведённым в табл. П1.1.

Пояснения к структуре ПО СВУ АД

Далее поясняется назначение каждого из блоков структуры ПО СВУ АД (рис. 4.1).

– *Инициализация всех модулей* – поочерёдный вызов процедур инициализации каждого программного модуля. Каждый модуль, как правило, имеет свою процедуру инициализации, внутри которой производится запись начальных значений в переменные модуля, а также инициализация (настройка) соответствующих аппаратных блоков процессора.

– *Модуль работы с клавиатурой* – модуль обработки сигналов с кнопок пульта оперативного управления ПУ9.1, подключаемого к контроллеру по SPI - интерфейсу.

– *Модуль редактирования параметров* – модуль, который обеспечивает настройку параметров системы управления с пульта ПУ9.1 и запись изменённых параметров в энергонезависимое ОЗУ, имеющееся на плате контроллера (см. гл. 2).

– *Модуль вывода на ЦАП* – модуль, который осуществляет вывод заданных переменных на внешнюю плату ЦАП, которая подключена по SPI-интерфейсу в случае контроллера МК9.1 (в контроллере МК11.3 эта плата подключается к шинам адреса и данных).

– *Расчёт индицируемых величин* – макрос, в котором осуществляется приведение переменных, выводимых на индикацию, к виду, пригодному для индикации (умножение переменных, представленных в о.е. на масштабирующие значения, а также фильтрация).

– *Модуль вывода на индикацию* – модуль, который поддерживает отображение переменных на светодиодном индикаторе пульта управления ПУ9.1.

– *Модуль расчёта скорости* – модуль содержит две подпрограммы: одна служит для расчёта времени $\Delta\tau$ и вызывается в процедуре обработки прерывания (ПОП) по началу периода ШИМ, другая собственно вычисляет скорость, и вызывается в ПОП по сравнению в квадратурном таймере (см. 4.4).

– *Модуль работы с АЦП* – производит запуск и последующий опрос всех каналов АЦП и формирует таблицу результатов.

– *Расчёт сигнала задания* – макрос, в котором по результатам работы АЦП производится формирование цифрового сигнала задания, поступающего на АЦП в виде напряжения с потенциометра пульта управления ПУ9.1.

– *Модуль расчёта измеряемых величин* – модуль, в котором по результатам работы АЦП производится расчёт измеряемых переменных системы: i_a^*, i_b^*, U_{dc}^0, а также $k_{корр}^{Udc}$.

– *Модуль преобразований измеренных токов* – модуль, в котором по измеренным токам i_a^*, i_b^* рассчитываются токи i_α^*, i_β^*, i_x^*, i_y^*.

– *Модуль расчёта sin, cos* – модуль, в котором рассчитываются функции sin и cos заданного угла положения вектора потокосцепления ротора.

– *Модуль модели ротора* – макрос, в котором производится расчёт тока намагничивания ротора $i_{\mu r}^*$ и фазы вектора потокосцепления ротора $\Theta_{\Psi r}^*$.

– *Модуль измерения электрического положения ротора* – модуль, в котором по сигналу с квадратурного датчика положения производится расчёт электрического угла положения ротора (см. 4.3).

– *Модуль ПИ - регулятора* – реализует цифровой ПИ - регулятор (см. 4.5).

– *Модуль векторной ШИМ* – по заданным напряжениям $u^*_{sx\ зад}$ и $u^*_{sy\ зад}$ формирует сигналы прямого цифрового управления ключами инвертора (см. 4.2).

– *Модуль интерполяции* – модуль линейной интерполяции по таблице опорных точек.

– *Модуль тепловой защиты* – модуль, рассчитывающий интегральное значение квадрата тока статора двигателя.

– *Блок программных защит* – макрос, реализующий следующие защиты:

- максимально токовую;
- от перенапряжения на ЗПТ;
- время-токовую.

– *Блок переключения режимов работы* – макрос, в котором по сигналам с пульта управления задаётся режим работы привода: задания скорости или задания момента.

– *Модуль задатчика интенсивности* – реализует S-образный задатчик интенсивности.

– *Модуль управления цепью слива* – обеспечивает "слив" энергии, накапливающейся на ЗПТ в тормозных режимах, поддерживая напряжение на ЗПТ по релейному алгоритму.

4.2.Модуль векторной ШИМ

Назначение

Модуль векторной ШИМ предназначен для управления встроенным ШИМ-генератором процессора TMS320F241 с целью формирования требуемого вектора выходного напряжения инвертора.

Входные и выходные переменные и параметры

Входные переменные:

– заданное напряжение по оси "x" – $u^*_{sx\ зад}$;

– заданное напряжение по оси "y" – $u^*_{sy\ зад}$;

– синус угла положения оси "x" относительно оси "α" (фазы вектора потокосцепления ротора $\overline{\psi}_r^*$ в координатах (α,β)) – $\sin\Theta_{\psi r}^*$;

– косинус угла положения оси "x" относительно оси "α" – $\cos\Theta_{\psi r}^*$;

– коэффициент коррекции по напряжению ЗПТ – $k_{корр}^{Udc}$

Выходные переменные:

– модуль инициализирует регистры управления блока векторной ШИМ процессора;

– признак ограничения заданного напряжения.

Параметры:

– период ШИМ – PWMPER

Разработка алгоритма

По результатам гл. 3 в качестве оптимального варианта векторной ШИМ принимается векторная ШИМ с 12-ю секторами и ограничением выходного напряжения на предельном выходном уровне ПЧ с охранением составляющей $u_{sx\ зад}^*$.

На рис. 4.2 представлена блок-схема верхнего уровня модуля векторной ШИМ.

В блоке коррекции производится коррекция заданных напряжений $u_{sx\ зад}^*$ и $u_{sy\ зад}^*$ по напряжению на звене постоянного тока, согласно передаточной функции звена коррекции (3.26):

$$\begin{cases} u_{sx\ зад}^{*dc} = u_{sx\ зад}^* \cdot \dfrac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_{корр}^{Udc} \\ u_{sy\ зад}^{*dc} = u_{sy\ зад}^* \cdot \dfrac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_{корр}^{Udc}. \end{cases} \qquad (4.1)$$

В блоке предварительного ограничения производится простое ограничение заданных напряжений по модулю по условиям:

$$\begin{cases} \left| u_{sx\ зад}^{dc*} \right| \le 0{,}860 \\ \left| u_{sy\ зад}^{dc*} \right| \le 1{,}0. \end{cases} \qquad (4.2)$$

Необходимость такого ограничения напряжения $u_{sx\ зад}^{dc*}$ была показана в 3.6.5, а необходимость ограничения напряжения $u_{sy\ зад}^{dc*}$ очевидна – оно ограничивается на уровне длины базового вектора, больше которого выходное напряжение не может быть ни при каких условиях.

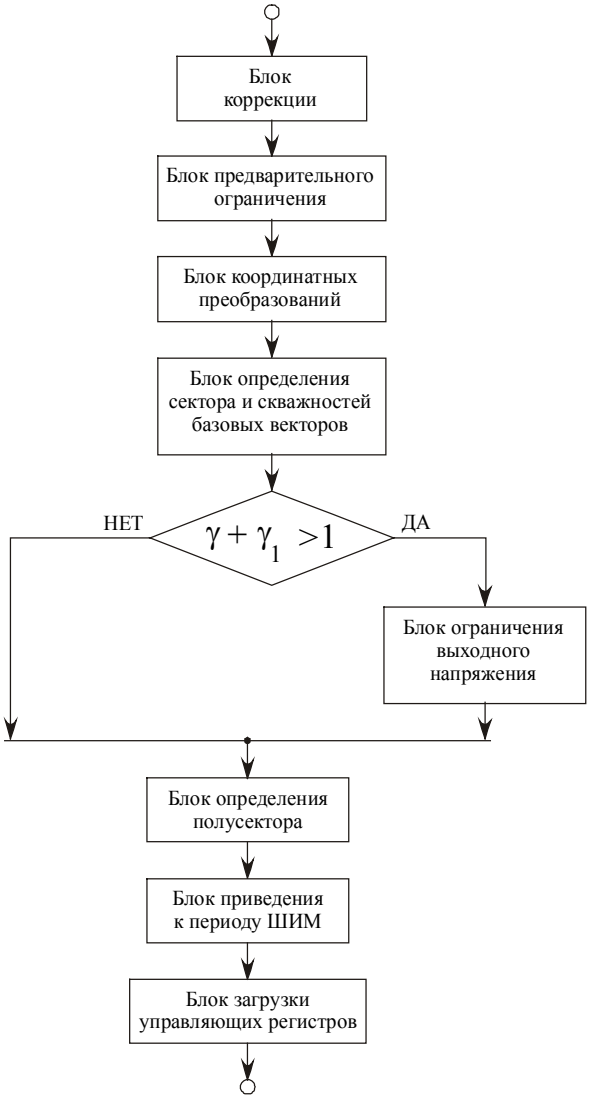


Рис. 4.2. Модуль векторной ШИМ. Блок-схема верхнего уровня

В блоке координатных преобразований производятся стандартные координатные преобразования заданных напряжений с целью перевода их из координат (x,y) в координаты (α,β) согласно следующим формулам [1]:

$$\begin{cases} u^{*dc}_{s\alpha\ зад} = u^{*dc}_{sx\ зад}\cos\Theta^{*}_{\Psi r} - u^{*dc}_{sy\ зад}\sin\Theta^{*}_{\Psi r} \\ u^{*dc}_{s\beta\ зад} = u^{*dc}_{sx\ зад}\sin\Theta^{*}_{\Psi r} + u^{*dc}_{sy\ зад}\cos\Theta^{*}_{\Psi r} \end{cases} \qquad (4.3)$$

Блок-схема блоков коррекции, предварительного ограничения и координатных преобразований представлена на рис. 4.3.

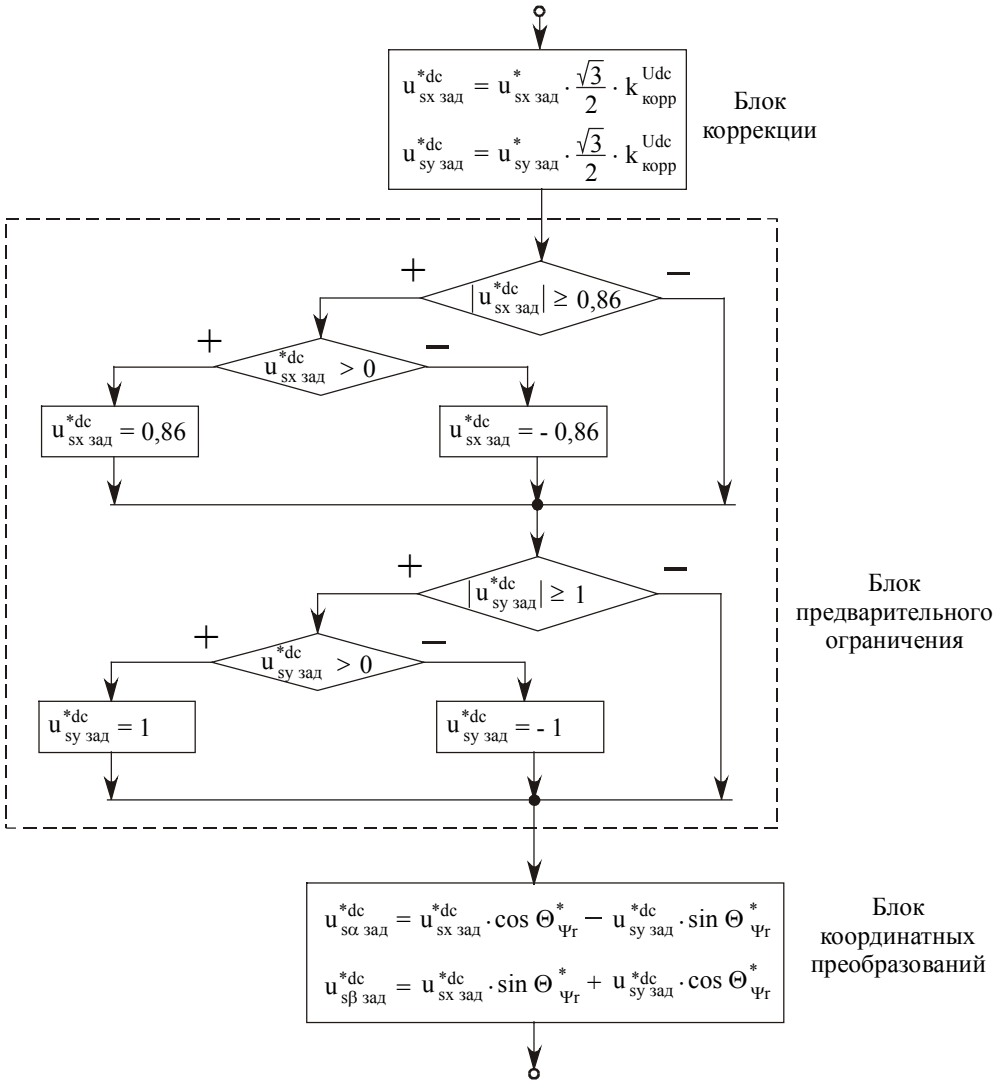


Рис. 4.3. Блок-схема блоков коррекции, предварительного ограничения и координатных преобразований

Работа блока определения сектора и скважностей базовых векторов описывается табл. 3.6. Блок-схема этого блока представлена на рис. 4.4.

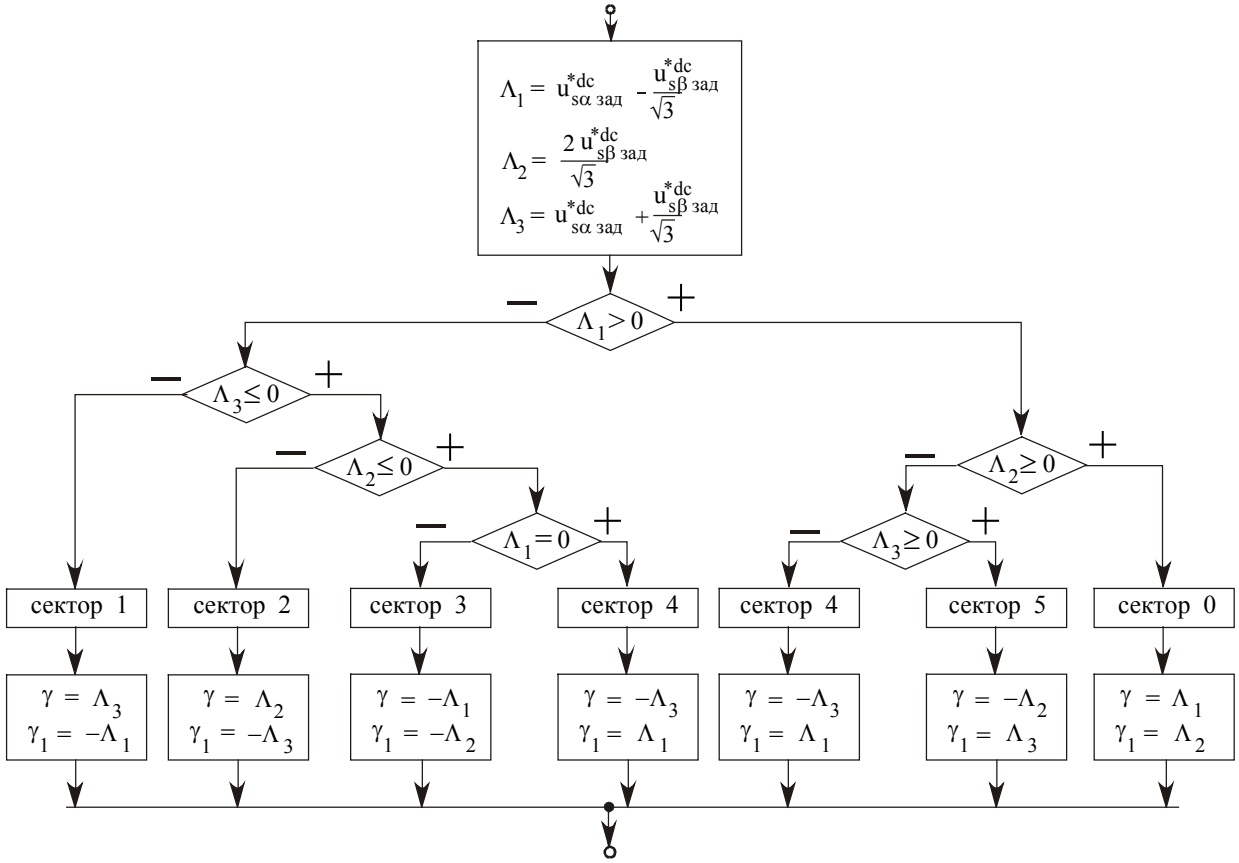


Рис. 4.4. Блок-схема блока определения модуля и скважностей базовых векторов

Алгоритм работы блока ограничения описан в 3.6.5. Блок-схема этого блока представлена на рис. 4.5.

Номер полусектора определяется по номеру сектора следующим образом:

– если $\gamma \ge \gamma_1$, то полусектор чётный, и его номер определяется как $N_{ПС} = 2 \cdot N_C$

– если $\gamma < \gamma_1$, то полусектор нечётный, и его номер определяется как $N_{ПС} = 2 \cdot N_C + 1$

где N_C – номер текущего сектора, $N_{ПС}$ – номер полусектора.

Работа блока приведения к периоду ШИМ описывается формулами (3.30).

Алгоритм загрузки регистров управления менеджера событий представлен в табл. 3.8.

Блок-схема алгоритма работы блоков определения полусектора, приведения к периоду ШИМ и загрузки управляющих регистров представлена на рис. 4.6.

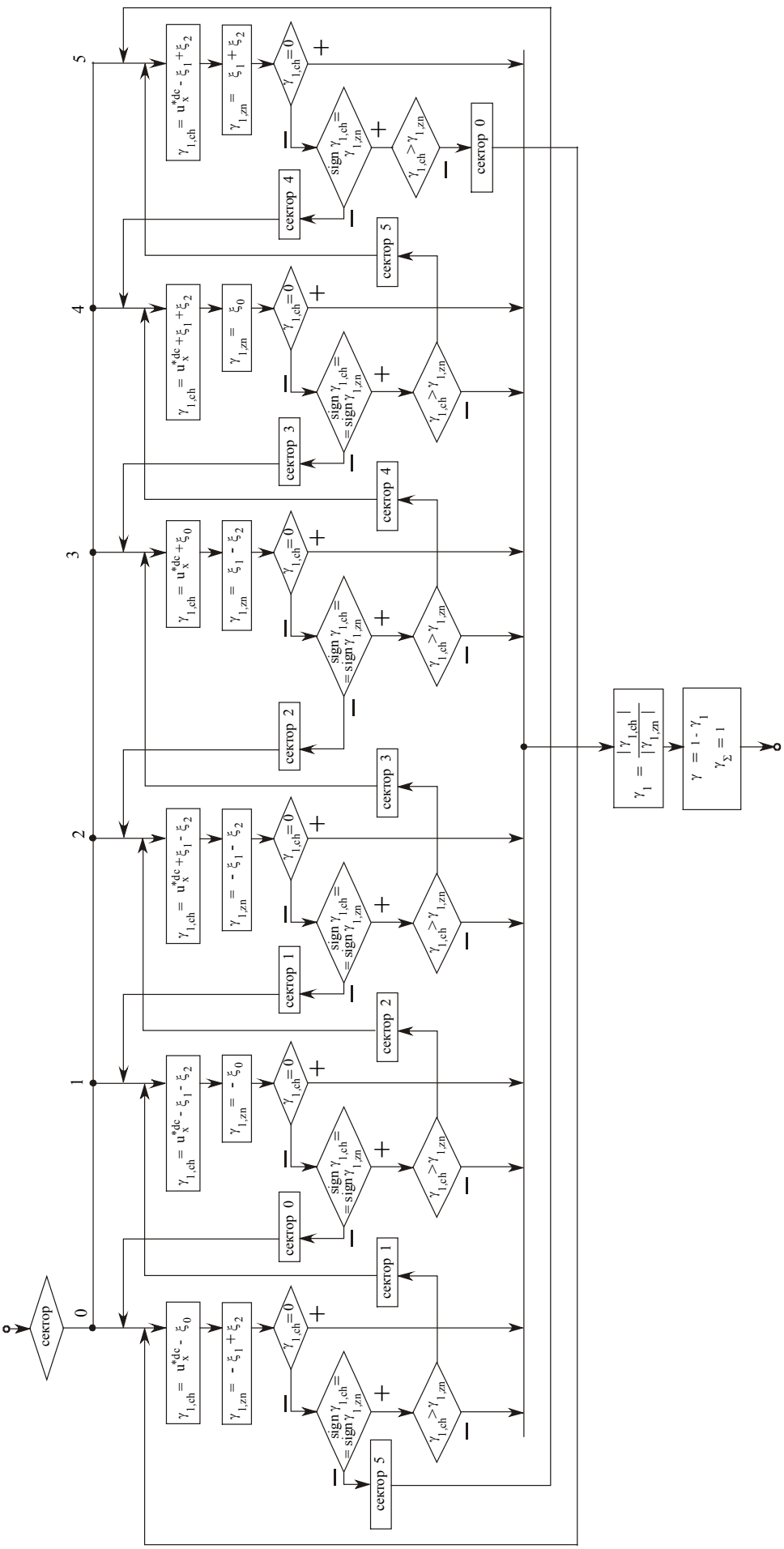


Рис. 4.5. Блок-схема блока ограничения заданного вектора напряжения

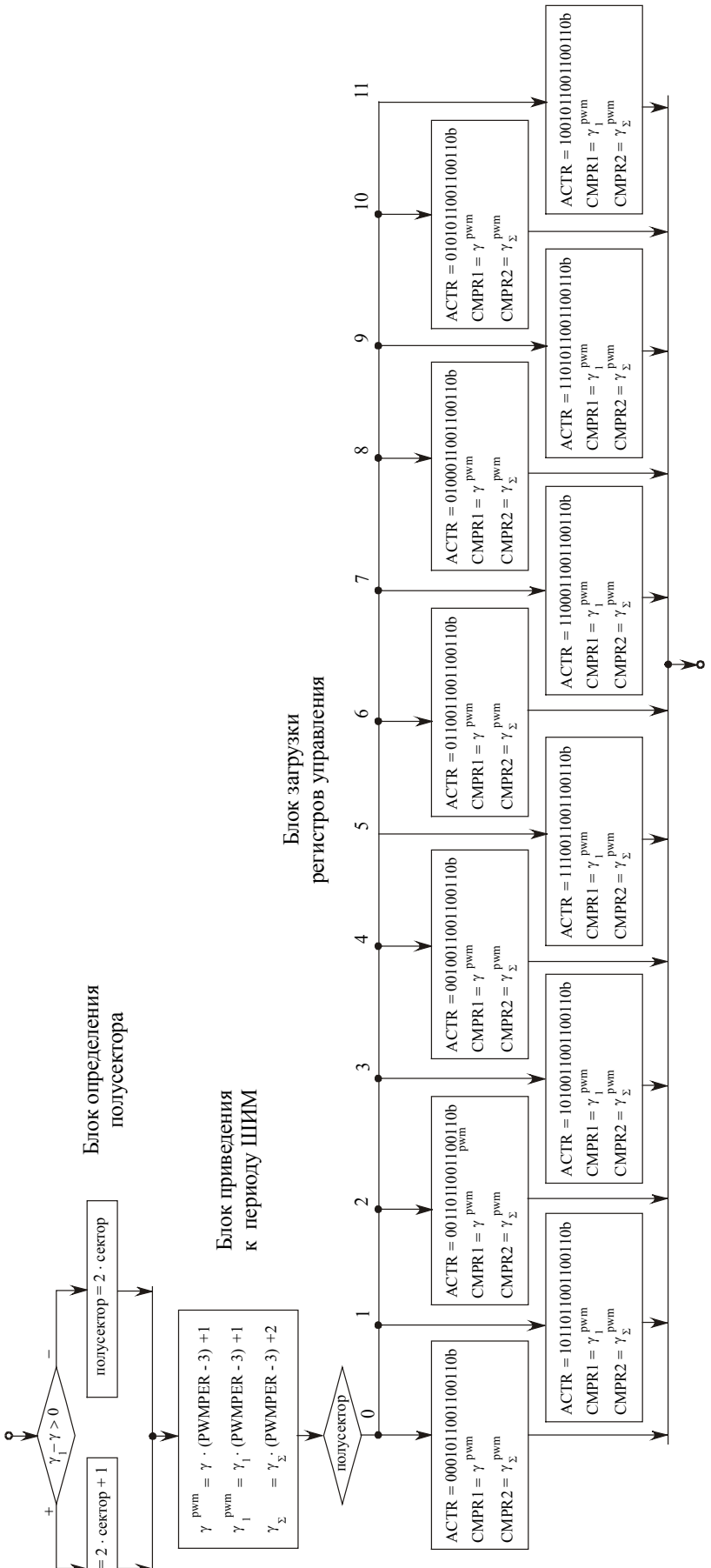


Рис. 4.6. Блок-схема блоков определения полусектора, приведения к периоду ШИМ и загрузки управляющих регистров

4.3. Модуль определения электрического угла положения ротора

Назначение

Модуль предназначен для вычисления электрического угла положения ротора по сигналу с квадратурного импульсного датчика положения ротора.

Входные и выходные переменные и параметры

Входные переменные:

– состояние таймера T2, работающего в квадратурном режиме

Выходные переменные:

– электрический угол положения ротора $\Theta^{*}_{эл}$

Параметры:

– число меток ИДП на механический оборот – M

– число пар полюсов двигателя – p

– коэффициент перевода числа меток в относительное значение угла – k_{Θ}

– коэффициент масштабирования – k_{shift}

Электрический угол положения ротора двигателя определяется при помощи ИДП, импульсы с которого поступают на таймер T2, работающий в квадратурном режиме. Благодаря встроенному в процессор блоку квадратурной обработки направление счёта таймера автоматически определяется направлением вращения ротора. При этом данные хранятся в 16-разрядном регистре T2CNT, который заполняется от 0 до 65535, затем автоматически сбрасывается и вновь заполняется. На практике необходимо знать положение ротора на электрическом обороте. Для этого используется программный таймер EL_POS. Если ИДП имеет m меток на электрический оборот, то нужно, чтобы программный таймер считал от 0 до m, затем автоматически сбрасывался и снова заполнялся. Эта ситуация проиллюстрирована на рис. 4.7.

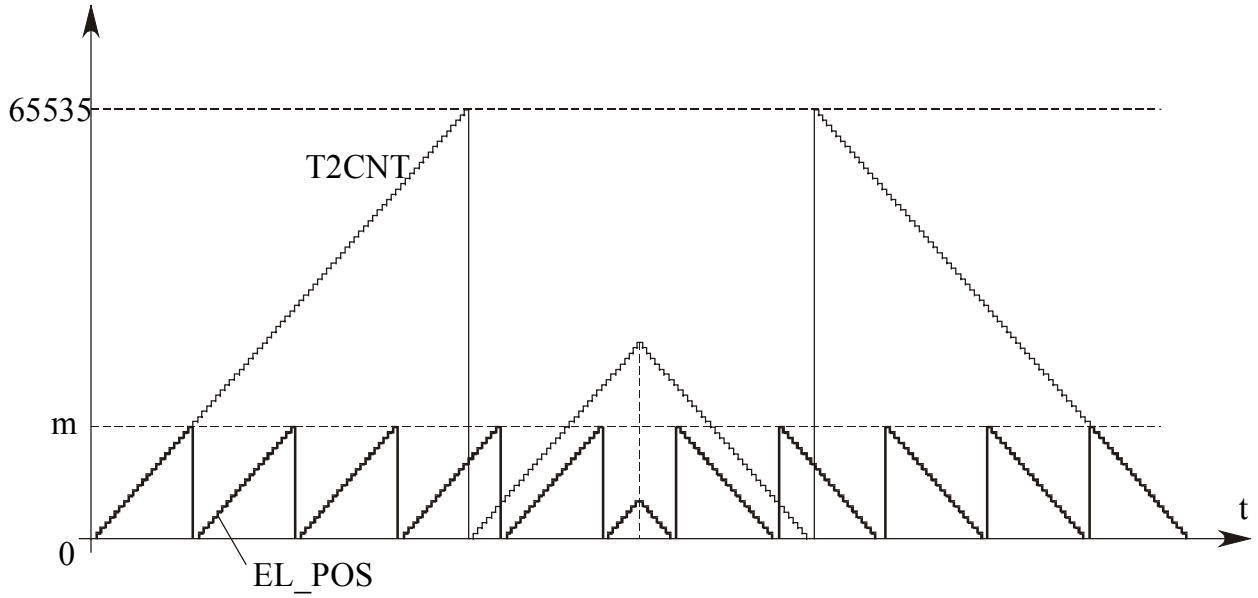


Рис. 4.7. Принцип определения положения ротора на электрическом обороте

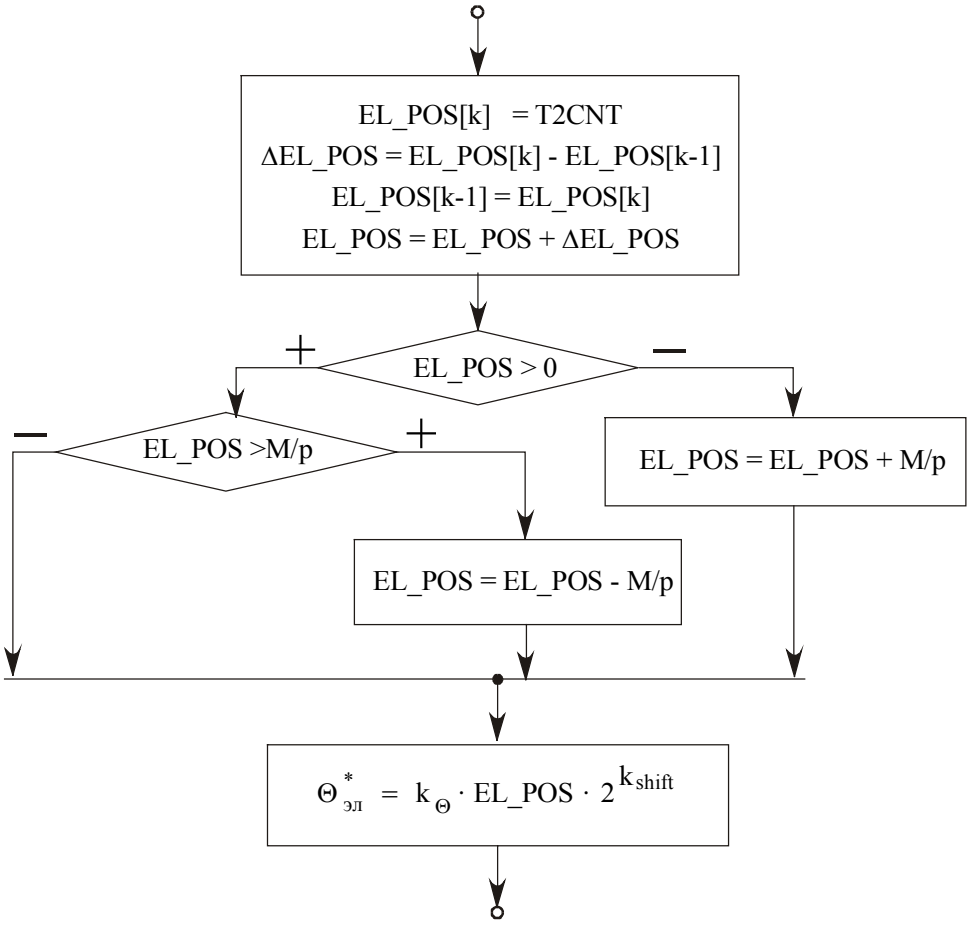


Рис. 4.4. Блок-схема работы модуля определения электрического угла положения ротора

Блок-схема процедуры определения электрического угла положения ротора представлена на рис. 4.4 [24].

4.4. Модуль определения электрической скорости

Назначение

Модуль предназначен для вычисления электрической скорости ротора по сигналу с квадратурного импульсного датчика положения ротора.

Входные и выходные переменные и параметры

Входные переменные:

– состояние таймера T2, работающего в квадратурном режиме

– состояние таймера T1 – базового для модуля ШИМ

Выходные переменные:

– электрическая скорость ротора $\omega^*_{эл}$

Параметры:

– число меток ИДП на механический оборот – M

– число пар полюсов двигателя – p

– период ШИМ – PWMPER

Угловую скорость вращения ротора двигателя (в о.е.) можно рассчитать по следующей формуле:

$$\omega^*_{эл} = p_п \cdot \Theta_б \cdot \frac{d\varphi^*}{d\tau} \approx k_\omega \cdot \frac{\Delta N}{\Delta\tau} \qquad (4.4)$$

где ΔN – приращение угла поворота ротора в дискретах квадратурного таймера;

$\Delta\tau$ – приращение времени в дискретах таймера отсчёта времени;

k_ω – некоторый коэффициент, включающий число пар полюсов, базовый угол и перевод в о.е.

Принцип высокоточного измерения скорости заключается в следующем: к содержимому регистра сравнения квадратурного таймера добавляется или вычитается (в зависимости от направления вращения ротора) число ΔN. Соответственно, при повороте ротора в соответствующую сторону на ΔN меток, возникает прерывание по сравнению в таймере T2, и в процедуре обработки этого прерывания определяется время $\Delta\tau$ и рассчитывается угловая скорость ротора. При этом можно считать, что угол положения ротора известен с высокой степенью точности (т.к. скорость рассчитывается точно по фронту очередного импульса – по прерыванию), а точное знание $\Delta\tau$ достигается за счет того, что $\Delta\tau$ всегда получается не менее 1000, таким образом погрешность в определении скорости не превышает 0,1%.

Т.к. время вычисляется по таймеру T1, который является базовым для модуля векторной ШИМ, и работает в режиме циклического реверсивного счёта, то требуется специальная функция, позволяющая по текущему состоянию T1 и направлению его счёта это время вычислять. Для этого в модуль измерения скорости входит специальная функция, которая вызывается в начале каждого периода ШИМ и отсчитывает число полных периодов ШИМ.

Для расширения диапазона измерения скорости он разбивается на несколько более мелких диапазонов (всего в данной реализации программы может быть 16 диапазонов), которые различаются значением ΔN, и в каждом из которых при одинаковых значениях $\Delta\tau$ измеряются различные значения скорости.

Модуль позволяет измерять скорость при наличии датчика 5000 меток/эл.об. от 0,4 рад/с до 20000 рад/с с точностью 0,1%

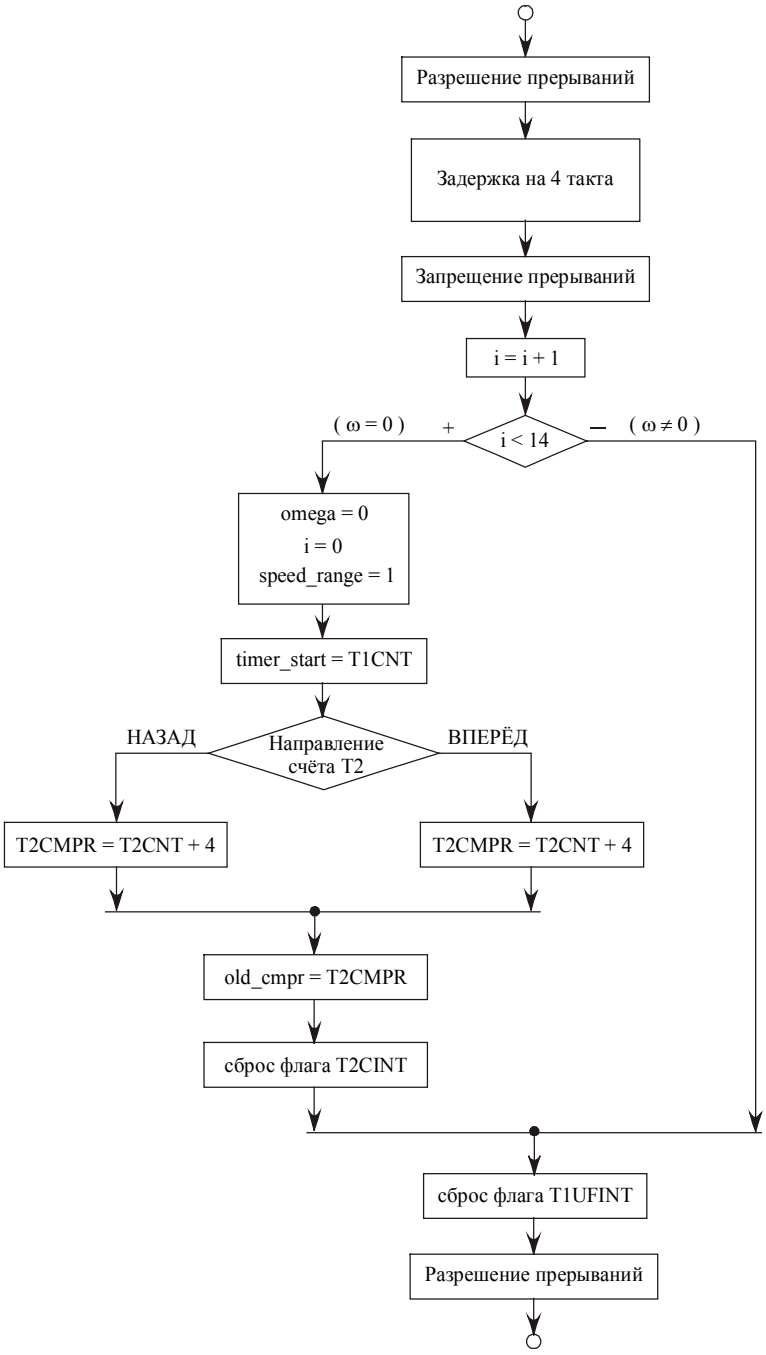


Рис. 4.9. Блок-схема процедуры подсчёта целых периодов ШИМ

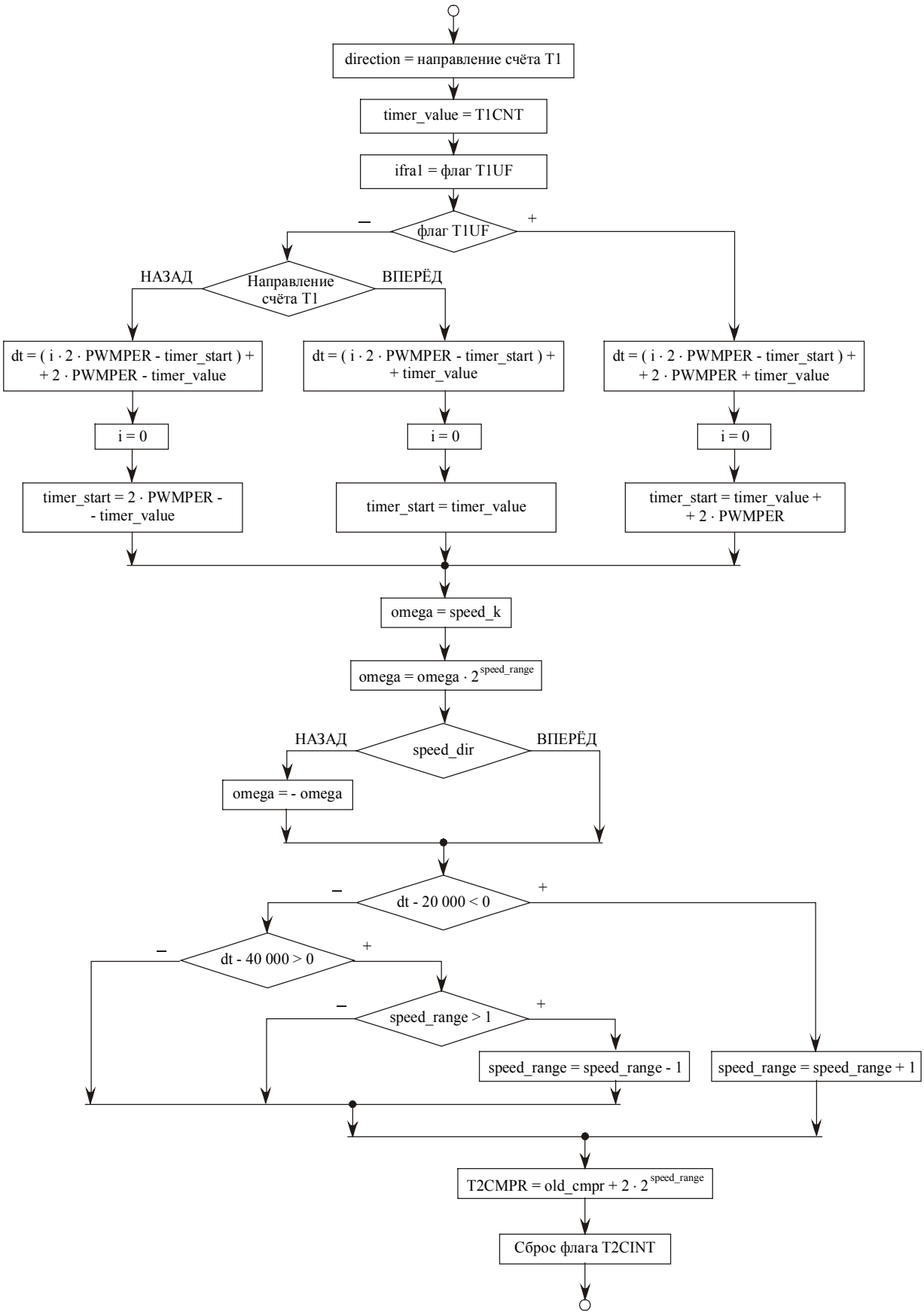


Рис. 4.10. Блок-схема процедуры расчёта скорости

4.5. Модуль ПИ-регулятора

Назначение

Модуль представляет собой цифровой ПИ-регулятор с раздельным заданием коэффициентов пропорциональной и интегральной части

Входные и выходные переменные и параметры

Входные переменные:

– ошибка регулирования – e

Выходные переменные:

– выходной сигнал регулятора – $X_{вых}$

Параметры:

– коэффициент пропорциональной части – $K_П$

– коэффициент интегральной части – $K_И$

– уровень ограничения – X_{max}

Структурная схема ПИ-регулятора представлена на рис. 4.11.

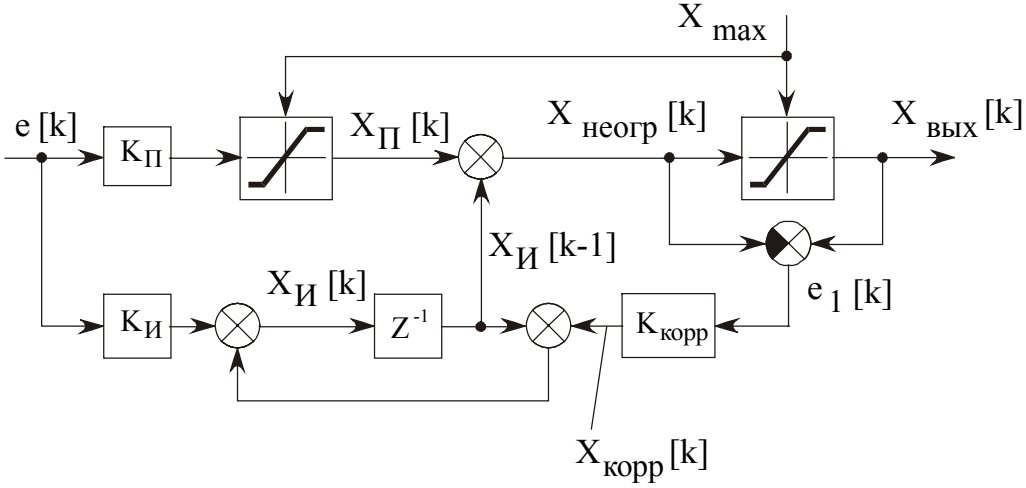


Рис. 4.11. Структурная схема ПИ - регулятора

На рис. 4.11 обозначено:

– $X_{П}$ – величина пропорциональной составляющей;

– $X_{И}$ – величина интегральной составляющей;

– $X_{неогр}$ – неограниченное выходное значение;

– e_1 – величина ограничения выходного сигнала;

– $X_{корр}$ – сигнал коррекции;

– $K_{корр}$ – коэффициент коррекции.

Работу регулятора можно описать разностными уравнениями [21, 25]:

$$\begin{cases} X_{П}[k] = K_{П} \cdot e[k], \left|X_{П}[k]\right| \le X_{max} \\ X_{неогр}[k] = X_{П}[k] + X_{И}[k-1] \\ X_{вых}[k] = X_{неогр}[k], \left|X_{вых}[k]\right| \le X_{max} \\ e_1[k] = X_{вых}[k] - X_{неогр}[k] \\ X_{корр}[k] = K_{корр} \cdot e_1[k] \\ X_{И}[k] = K_{И} \cdot e[k] + X_{И}[k-1] + X_{корр}[k]. \end{cases} \quad (4.5)$$

В данном регуляторе выполняется динамическое ограничение интегральной составляющей [9]. Динамическое ограничение заключается в том, что величина интегральной составляющей ограничивается путём вычитания из неё величины сигнала коррекции $X_{корр}$. Согласно [9] значение коэффициента коррекции должно быть равно:

$$K_{корр} = \frac{K_{И}}{K_{П}}, \quad (4.6)$$

однако практика показывает, что нормальная работа регулятора обеспечивается и при

$$K_{корр} = 1. \quad (4.7)$$

4.6. Рекомендации по выбору ИДП

Выбор ИДП зависит от требований, предъявляемых к электроприводу.

1) Если привод реверсивный, то требуется **квадратурный** ИДП. Для нереверсивного привода достаточно одноканального датчика.

2) В любом случае по датчику положения должен определяться электрический угол положения ротора. По мнению разработчиков системы по этому критерию число меток датчика должно быть не менее 360 на полюсное деление двигателя.

2) Число меток определяет точность регулирования скорости в области малых скоростей. Если датчик квадратурный и имеет число меток (насечек) на полюсное деление m, то минимальная электрическая скорость ω^*_{min}, измеряемая с точностью 0,1% посредством рассмотренной выше системы измерения, будет равна:

$$\omega^*_{min} = \frac{2\pi}{m} \cdot \frac{1}{65535 \cdot \tau_{CLK}}, \qquad (4.8)$$

где τ_{CLK} – относительная длительность такта процессора.

Максимальная электрическая скорость ω^*_{max} будет равна:

$$\omega^*_{max} = \frac{65535 \cdot \frac{2\pi}{4m}}{20000 \cdot \tau_{CLK}}. \qquad (4.9)$$

Как правило, это значение во много раз превышает номинальную скорость двигателя.

3) Если датчик одноканальный, то захват его меток осуществляется не квадратурным таймером, а модулями захвата. При этом минимальная скорость ω^*_{min} будет также рассчитываться по формуле (4.8), а максимальная скорость ω^*_{max} будет определяться числом меток Q, проследовавших за период ШИМ, и будет равна:

$$\omega^*_{max} = \frac{2\pi}{m} \cdot \frac{Q}{\tau_{ШИМ}}. \qquad (4.10)$$

4) Для скоростной системы число импульсов датчика m выбирается по минимальной и максимальной измеряемым скоростям.

5) Для моментного привода измерение малых скоростей не требуется, датчик служит лишь для определения электрического угла положения ротора и для органи-

зации ограничения по скорости. Исходя из этого число импульсов датчика выбирается исходя из максимальной измеряемой скорости, но не менее 360 импульсов на полюсное деление двигателя.

Покажем диапазон регулирования скорости, который обеспечивает разработанный модуль измерения скорости (см. 4.4). Максимальная измеряемая скорость во много раз превосходит номинальную скорость реального двигателя. На рис. 4.12 показан диапазон измерения (регулирования) скорости вниз от номинальной (с учётом того, что $\omega^*_{ном} = 1$) в зависимости от числа меток ИДП на эл. оборот m.

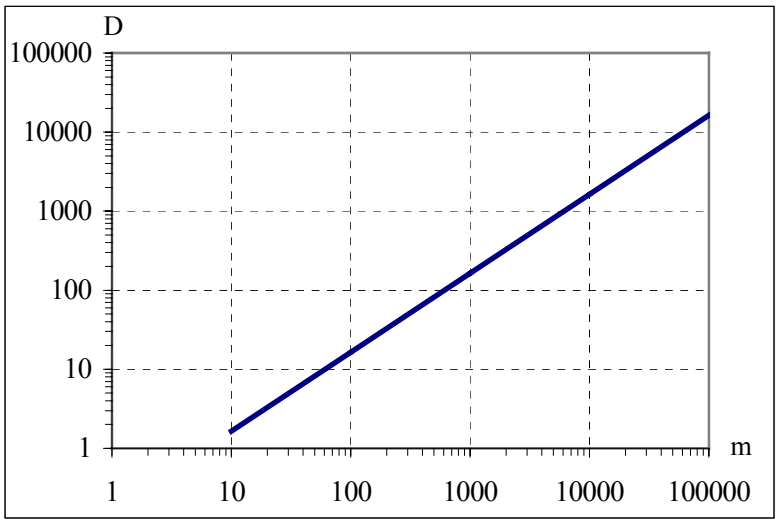


Рис. 4.12 Диапазон измерения скорости в зависимости от разрешения ИДП

4.7. Результаты и выводы

1. Разработано ПО, реализующее СВУ АД. Оно построено по модульному принципу, что позволяет сделать его легкоизменяемым, а также использовать полученную библиотеку программных модулей для разработки новых систем.

2. Рассмотрены алгоритмы работы программных модулей, характерных для СВУ: модуля векторной ШИМ, измерителя положения ротора, измерителя скорости и ПИ - регулятора.

3. Даны рекомендации по выбору ИДП в зависимости от требуемого диапазона измеряемых скоростей.

4. Разработанное ПО принято в качестве базового при серийном производстве ПЧ "Универсал" для асинхронных электроприводов с векторным управлением

Глава 5. Экспериментальные исследования опытно-промышленных образцов ПЧ с СВУ. Применения.

В настоящей главе описан процесс оптимизации системы в ходе экспериментальных исследований, переход от теоретической структуры к практической, принятой за базовую. Представлены результаты исследований базовой системы. Описано практическое применение разработанной системы для приёмных устройств кабельных линий.

5.1. Оптимизация базовой структуры системы векторного управления АД

Попытка прямой реализации теоретической структуры СВУ АД (рис. 1.23) не дала положительных результатов. Поэтому было принято решение о поэтапной реализации системы с постепенным усложнением структуры. Первая версия реализованной системы – это однозонная СВУ. Её структурная схема представлена на рис. 5.1. Отметим основные отличия этой структуры от базовой.

1) Заданное скольжение в модели ротора вычисляется не по реально измеренному току i^*_{sy}, а по заданному. Несмотря на то, что данная мера может рассматриваться как уход от классической векторной системы, она оказалась необходимой по следующей причине. В измеренном токе i^*_{sy} естественным образом присутствует шум. При попытке вычислять заданное скольжение по измеренному току i^*_{sy} заданная частота скольжения также начинает шуметь, что приводит к шуму скорости, а шум скорости вызывает усиление шума тока i^*_{sy}. Таким образом, в контуре скорости появляется возмущающий сигнал, способный вызвать устойчивые автоколебания, особенно при условии, что контур тока i^*_{sy} является быстродействующим. Поэтому принято следующее допущение:

$$i^*_{sy} \approx i^*_{sy\,зад}. \qquad (5.1)$$

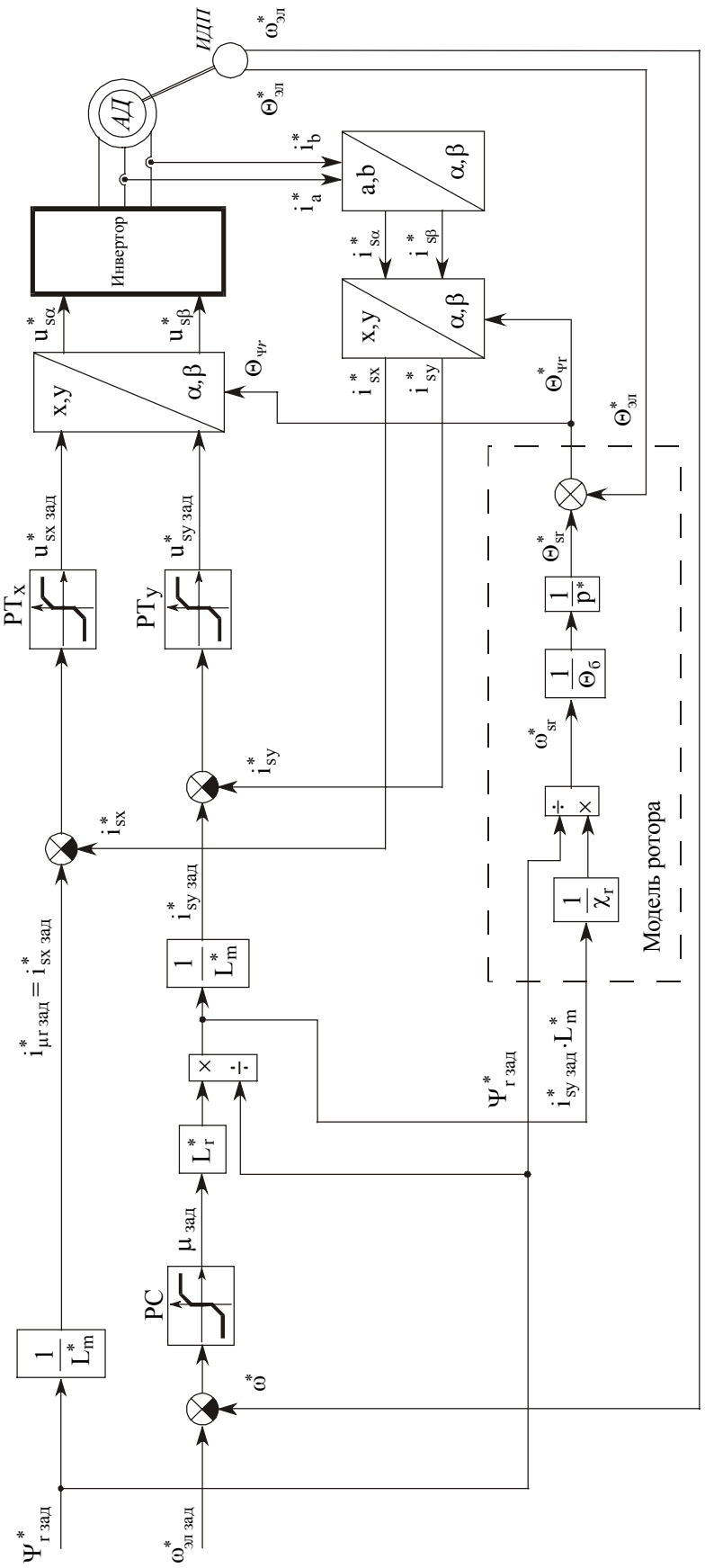


Рис. 5.1. Однозонная СВУ АД

2) С целью оптимизации математических вычислений несколько видоизменён блок модели ротора (вычислителя тока намагничивания ротора).

Вместо тока $i_{\mu r}^*$ с точки зрения математики удобнее использовать значения потокосцепления ротора ψ_r^*, но опять же не само потокосцепление, а его заданное значение $\psi_{r\,зад}^*$. Это условие математически выражается следующим образом:

$$\psi_r^* \approx \psi_{r\,зад}^* . \tag{5.2}$$

Второе уравнение модели ротора (1.165) с учётом допущений (5.1) и (5.2) следует переписать в виде:

$$\omega_{sr}^* = i_{sy\,зад}^* \cdot L_m^* \cdot \frac{1}{\chi_r} \cdot \frac{1}{\psi_{r\,зад}^*} \tag{5.3}$$

Заданное значение для тока i_{sy}^* рассчитывается исходя из (1.163) по выходному сигналу с регулятора скорости $\mu_{зад}$:

$$i_{sy\,зад}^* = \mu_{зад} \cdot \frac{L_r^*}{L_m^*} \cdot \frac{1}{\psi_{r\,зад}^*} . \tag{5.4}$$

3) Отсутствует контур тока намагничивания ротора;

4) Отсутствует блок компенсации ЭДС.

Как показали экспериментальные исследования, принятые допущения позволяют получить устойчивую работу системы, по качеству близкую к базовой системе.

В качестве следующей версии была реализована двухзонная система без контура регулирования потокосцепления ротора, структурная схема которой представлена на рис. 5.2.

Для того, чтобы СВУ могла работать во второй зоне – в зоне ослабления поля – в систему добавлено три нелинейных звена.

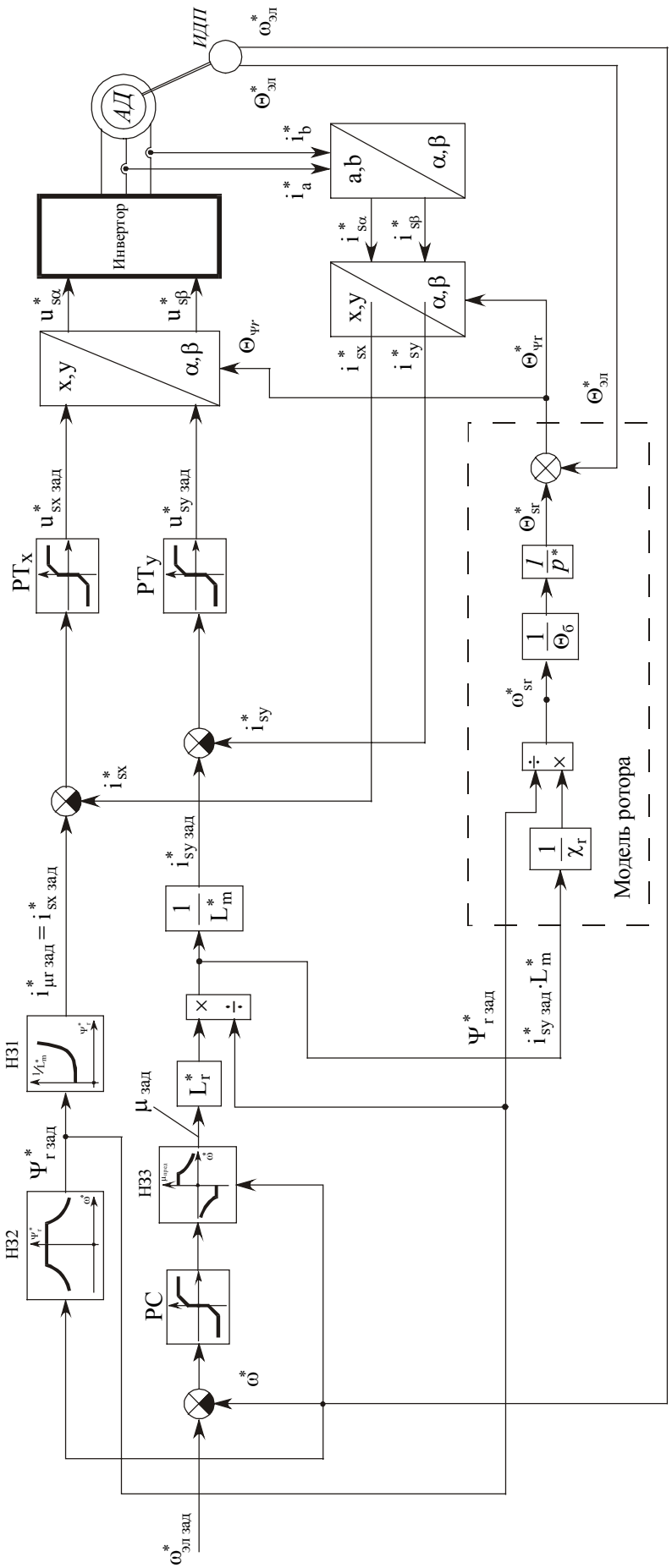
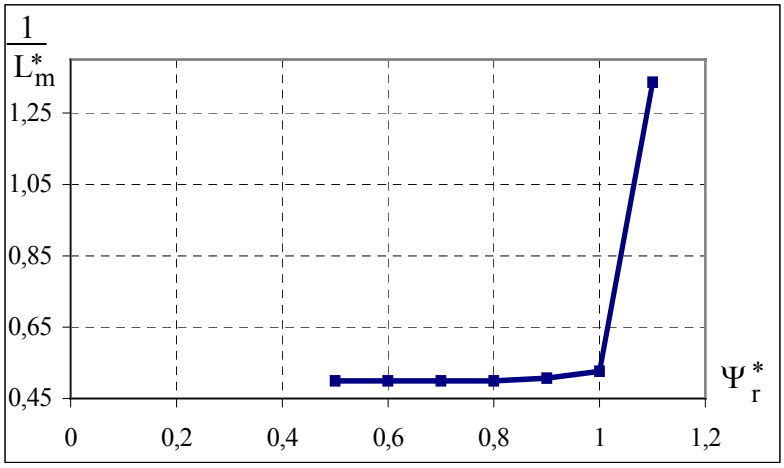


Рис. 5.2. Двухзонная СВУ АД без контура тока намагничивания

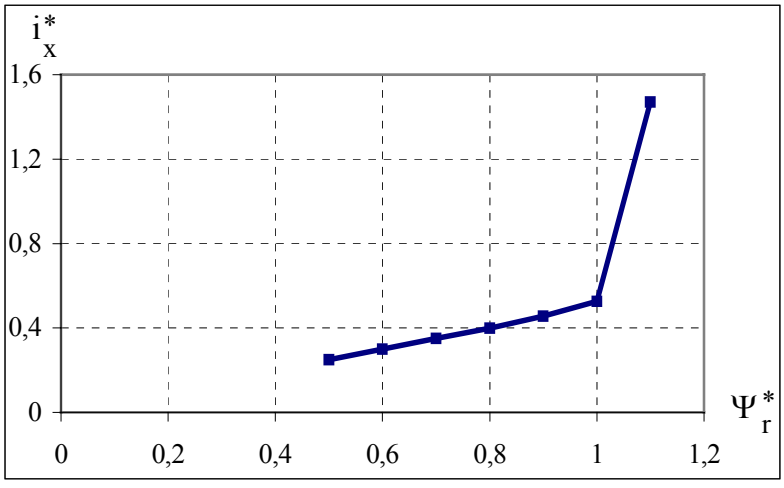
1. Нелинейное звено НЗ1

Представляет собой зависимость величины, обратной индуктивности намагничивания $\frac{1}{L_m^*}$ от величины потокосцепления ротора ψ_r^*:

$$\frac{1}{L_m^*} = f(\psi_r^*). \qquad (5.5)$$



а)



б)

Рис. 5.3. Экспериментальные зависимости $\frac{1}{L_m^*}(\psi_r^*)$ (*а*) и $i_x^*(\psi_r^*)$ (*б*)

Физический смысл этого нелинейного звена – отражение процесса насыщения магнитопровода (и соответственно снижения величины индуктивности намагничивания) при увеличении потокосцепления. Снятие этой кривой заключается в подборе коэффициента $\frac{1}{L_m^*}$ таким образом, чтобы выходной момент двигателя был пропорционален заданному потокосцеплению ротора. График этой зависимости, снятой экспериментально и заложенной в ПО для СВУ АД представлен на рис. 5.3*а*, а график соответствующей зависимости тока статора i_x^* (который в статике равен току намагничивания ротора $i_{\mu r}^*$) от потокосцепления ротора ψ_r^* представлен на рис. 5.3*б*.

2) Нелинейные звенья НЗ2 и НЗ3

Введение нелинейных звеньев НЗ2 и НЗ3 требуется ввиду наличия ограниченных возможностей реального привода по моменту, которое определяется ограничением по напряжению ЗПТ. Эти звенья строятся на основании ПМХ привода. Нелинейное звено НЗ2 представляет собой зависимость потокосцепления ротора ψ_r^* от частоты вращения ω^*. Это собственно характеристика ослабления поля в зависимости от текущей скорости двигателя.

$$\psi_{r\,зад}^* = f(\omega^*). \qquad (5.6)$$

Нелинейное звено НЗ3 – это зависимость предельного момента $\mu_{пред}$ от частоты вращения ω^*. Представляет собой кривую ограничения заданного момента в зоне ослабления поля в зависимости от текущей скорости.

$$\mu_{пред} = f(\omega^*). \qquad (5.7)$$

Для подтверждения правильности аналитического расчёта ПМХ были сняты экспериментальные ПМХ. Они представлены на рис. 5.4.

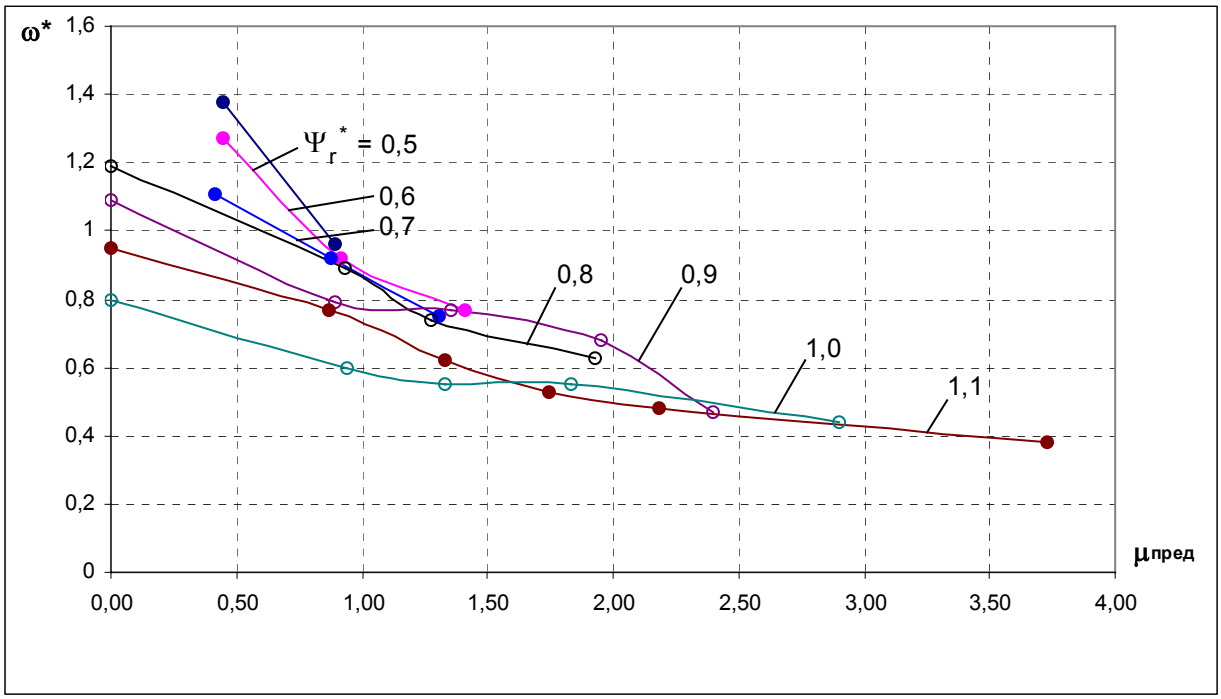


Рис. 5.4. Экспериментальные ПМХ АД 4А100L6У3

Снятие предельных характеристик производится следующим образом:

1) задаётся фиксированное значение потокосцепления ротора;

2) задаётся пусковой момент $\mu_{пуск}$;

3) производится пуск двигателя с постоянным моментом $\mu_{пуск}$ и определяется значение критической скорости $\omega^*_{кр}$, при котором наступает ограничение выходного напряжения инвертора. Модуль векторной ШИМ (см. 4.2) обеспечивает программное ограничение выходного значения напряжения и в момент наступления ограничения формирует специальный флаг, который и используется для определения критической скорости. Точка $\omega^*_{кр}(\mu_{пуск})$ – есть точка предельной механической характеристики при заданном потокосцеплении ротора.

Согласно имеющимся ПМХ можно определить вид кривой ослабления поля $\psi^*_{г\,зад} = f(\omega^*)$. При фиксированном значении скорости ω^* берётся такое значение потокосцепления ротора $\psi^*_г$, при котором обеспечивается максимальный момент. Построенная таким образом кривая, заложенная в ПО системы векторного управления в НЗ2, представлена на рис. 5.5.

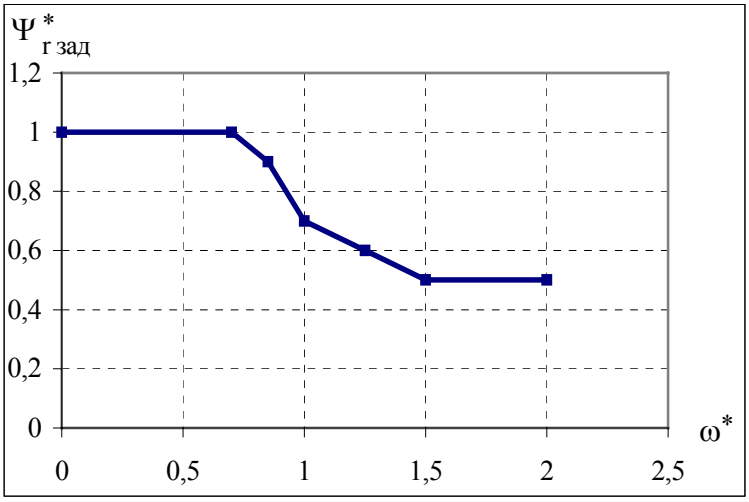


Рис. 5.5. Зависимость $\psi^*_{\text{r зад}}(\omega^*)$

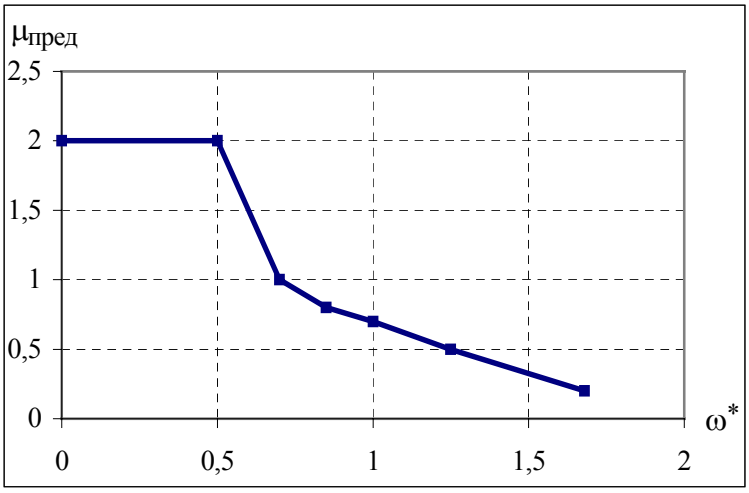


Рис. 5.6. Зависимость $\mu_{\text{пред}}(\omega^*)$

Как указывалось выше, в полноценной СВУ, где заданная скорость скольжения ротора ω^*_{sr} рассчитывается по измеренному току i^*_{sy}, при разгоне, при попадании на ПМХ, происходит нормальная работа на ПМХ, поскольку заданная скорость скольжения автоматически ограничивается при ограничении тока i^*_{sy}. В рассматриваемой же системе, где скорость скольжения задаётся через заданный ток $i^*_{sy\ зад}$, при попадании на ПМХ система становится неустойчивой и теряет работоспособность, поскольку, в отличие от предыдущего случая, заданное скольжение не ограничивается. Поэтому в системе требуется звено ограничения заданного тока $i^*_{sy\ зад}$ либо заданного

момента $\mu_{зад}$ в зависимости от скорости. Эти функции и выполняет звено НЗЗ. Кривая, заложенная в ПО СВУ в НЗЗ, представлена на рис. 5.6.

Окончательная версия реализованной СВУ – двухзонная система с контуром регулирования тока намагничивания ротора. Её структура представлена на рис. 5.7.

Единственным отличием этой системы от предыдущей является наличие контура регулирования тока намагничивания ротора. Как показывают эксперименты (см. 5.2), наличие этого контура не намного улучшает качество работы системы, а требуется, главным образом, для ускорения процесса установки поля двигателя при пуске. Время установки поля удаётся снизить от 400 мс до 30 мс (рис. 5.12*б*) за счет форсировки процесса током i_x^*. При этом при возникновении ПП в контуре $i_{\mu r}^*$ в контуре тока i_x^* происходят динамичные процессы, расходующие напряжение ЗПТ и несколько дестабилизирующие работу системы в целом. Поэтому для приводов с невысокими требованиями по динамике рекомендуется схема без контура тока намагничивания. Очевидно, что регулировать момент можно только при установленном поле. Поэтому на установку поля перед пуском даётся выдержка времени. Для этого в базовой версии СВУ (рис. 1.40) имеется блок временной задержки БВЗ.

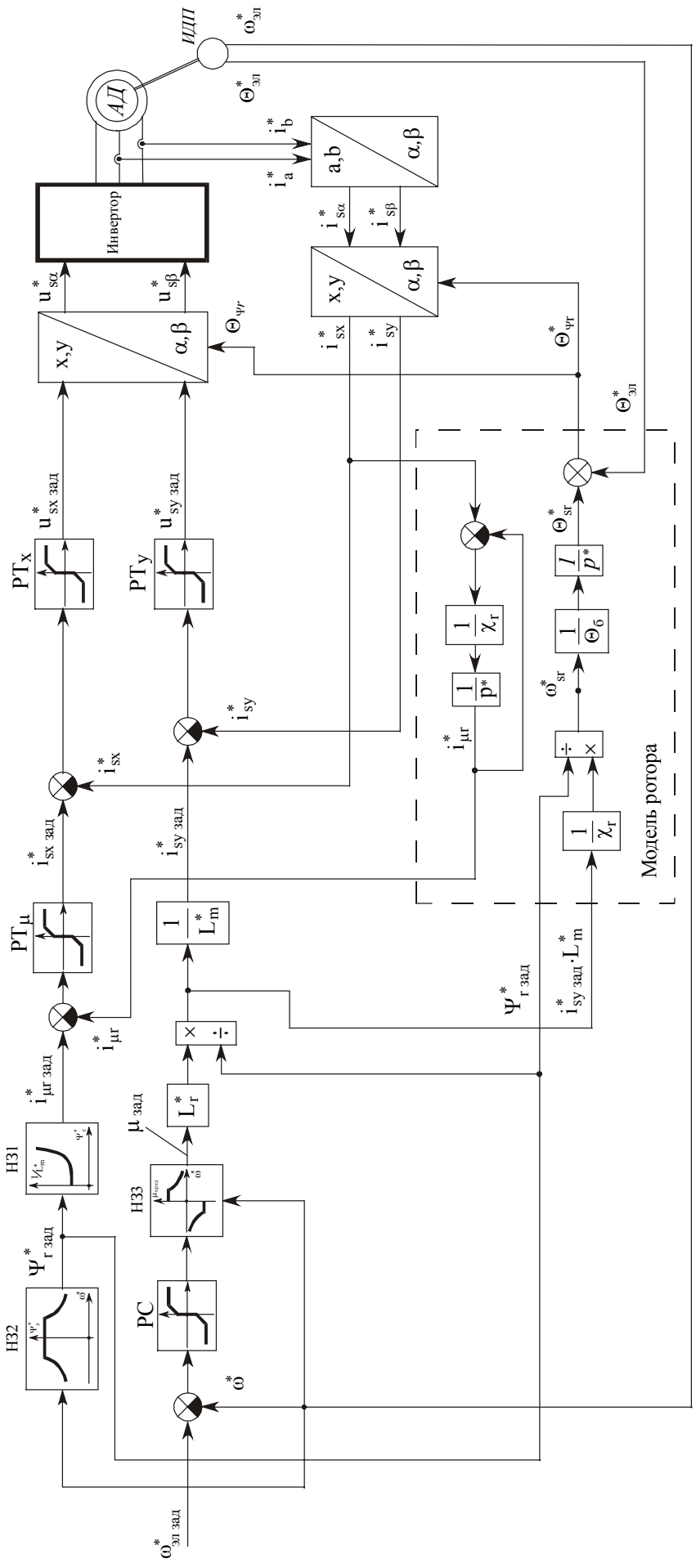


Рис. 5.7. Двухзонная СВУ АД с контуром тока $i^*_{\mu г}$

5.2. Экспериментальные исследования СВУ

5.2.1. Краткое описание экспериментального стенда

По результатам работы созданы опытно-промышленные образцы ПЧ "Универсал" мощностью 2,2 кВт ("Универсал - 2,2") и 15 кВт ("Универсал - 15") со встроенными управляющими контроллерами МК9.1, МК11.3 и системами векторного управления асинхронными приводами. Фотография опытного образца ПЧ "Универсал - 2,2" с системой векторного управления представлена на рис. 5.8. На передней панели этого преобразователя можно видеть пульт управления ПУ9.1, также разработанный в рамках работы по созданию систем векторного управления асинхронными приводами.

Рис. 5.8. Внешний вид преобразователя частоты "Универсал - 2,2"

Представленные в настоящей главе результаты экспериментальных исследований асинхронного привода с векторным управлением были получены на испытательном стенде, в состав которого входят следующие устройства:

– ПЧ "Универсал – 2,2" с управляющим контроллером МК 9.1.и пультом оперативного управления ПУ 9.1;

– исследуемый асинхронный электродвигатель 4А100L6У3 с установленным на валу импульсным датчиком положения ротора ВЕ-178 (833 метки/эл.об.);

– электронный осциллограф PCS64i;

– внешняя плата ЦАП;

– персональный компьютер.

Фотография внешнего вида части экспериментального стенда представлена на рис. 5.9.

Регистрация цифровых переменных программы становится возможной за счет применения специально спроектированной внешней платы ЦАП, которая подключается к контроллеру МК 9.1 по SPI-интерфейсу. Специально для этой цели на корпусе ПЧ предусмотрен дополнительный разъём (рис. 5.9). На плате имеется два двухканальных ЦАП, что позволяет одновременно выводить на регистрацию четыре цифровых переменных.

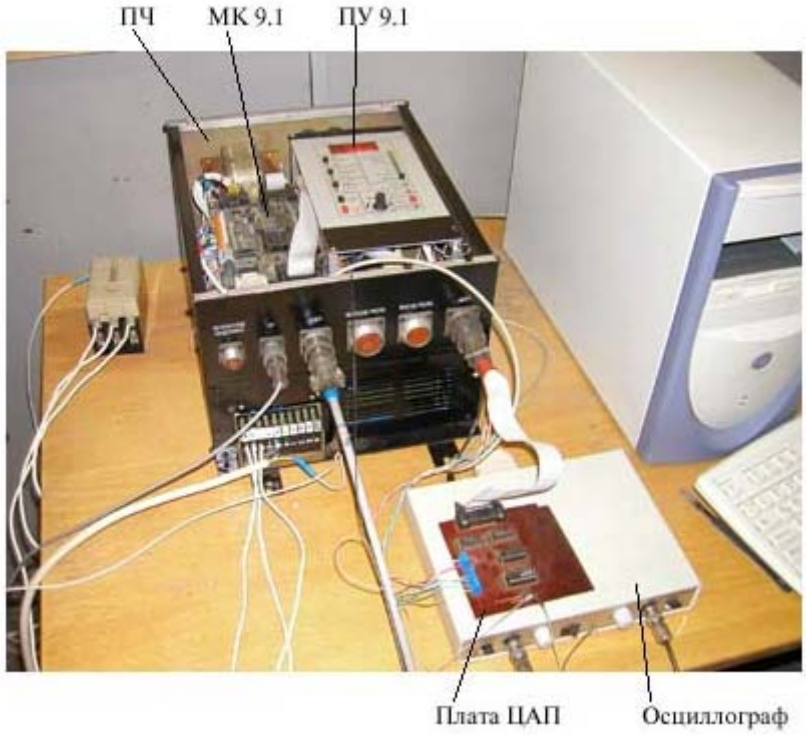


Рис. 5.9. Экспериментальное оборудование

Осциллограф PCS64i (производитель – фирма Velleman) – это цифровой двухканальный осциллограф, который в качестве устройства индикации использует монитор ПК. При этом он позволяет запоминать полученные изображения и сохранять их в файл в виде точечного рисунка. Он может работать в режиме обычного осциллографа, в режиме запоминания, и в режиме регистрации медленно изменяющегося сигнала. Режим запоминания используется для записи осциллограмм переходных процессов.

Пульт оперативного управления ПУ 9.1 разработан для применения совместно с контроллерами серии МК [11]. Он позволяет вводить команды оперативного управления привода с кнопок, а также выводить информацию о состоянии восьми переменных на пятизначный индикатор.

5.2.2. Результаты экспериментов

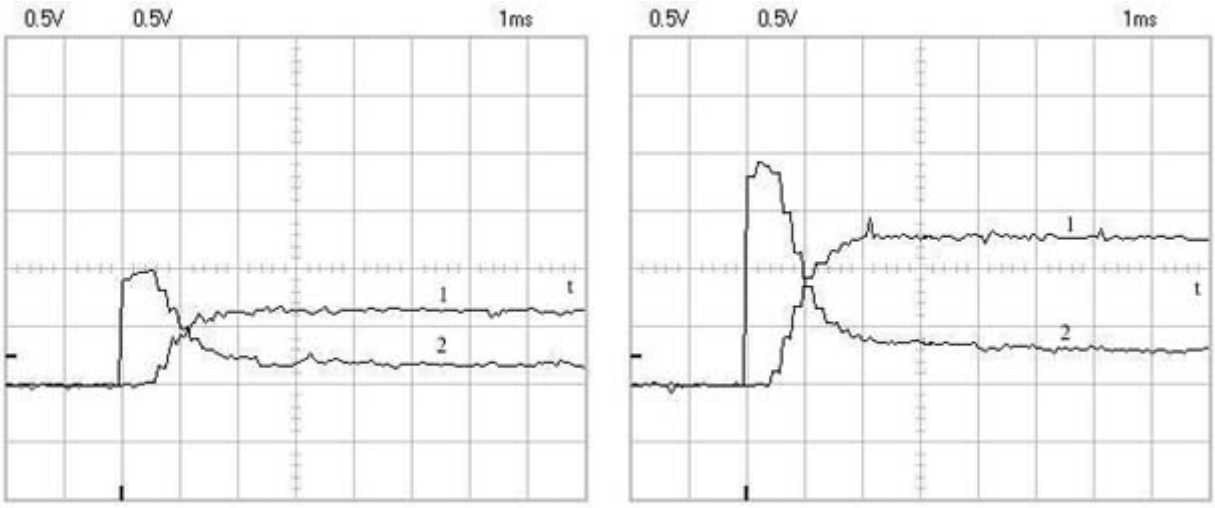
На всех приведённых осциллограммах в подрисуночных подписях указывается масштаб по горизонтали и вертикали в следующем виде:

– m_t – масштаб по оси времени (по горизонтали);

– m_1 – масштаб для диаграммы 1 (по вертикали) в единицах измеряемой величины (как правило, это о.е.) и в В/дел (чувствительность осциллографа);

– m_2 – масштаб для диаграммы 2 (по вертикали) в единицах измеряемой величины (как правило, это о.е.) и в В/дел (чувствительность осциллографа);

На рис. 5.10*а,б* представлены ПП в контуре тока i_x^*. На рисунках приведены диаграммы тока i_x^* (1) и заданного напряжения $u_{x\,зад}^*$ (2) при подаче скачка задания тока $i_{x\,зад}^* = 0{,}5$ (рис. 5.10*а*) и $i_{x\,зад}^* = 1{,}0$ (рис. 5.10*б*). Осциллограммы иллюстрируют качество настройки регулятора в контуре тока i_x^*, приближённое соответствие настройки теоретической, а также корректную работу контура при различных значениях заданного тока.



а) *б)*

Рис. 5.10. ПП в контуре тока i_x^* при $i_{x\,зад}^* = 0{,}5$ (*а*) и $i_{x\,зад}^* = 1{,}0$ (*б*)

$m_t = 1$ мс/дел; $m_1 = 0{,}40$ 1/дел (0,5 В/дел); $m_2 = 0{,}20$ 1/дел (0,5 В/дел)

На рис. 5.11*а – г* представлены ПП в контуре тока i_y^*. На рисунках приведены диаграммы тока i_y^* (1) и заданного напряжения $u_{x\,зад}^*$ (2) при подаче скачка задания тока $i_{y\,зад}^* = 1{,}0$ (рис. 5.11*а*), $i_{y\,зад}^* = 2{,}0$ (рис. 5.11*б*), $i_{y\,зад}^* = -1{,}0$ (рис. 5.11*в*) и $i_{y\,зад}^* = -2{,}0$ (рис. 5.11*г*). Осциллограммы иллюстрируют качество настройки регулятора в контуре тока i_y^*, приближённое соответствие настройки теоретической, а также корректную работу контура при различных значениях и знаках заданного тока.

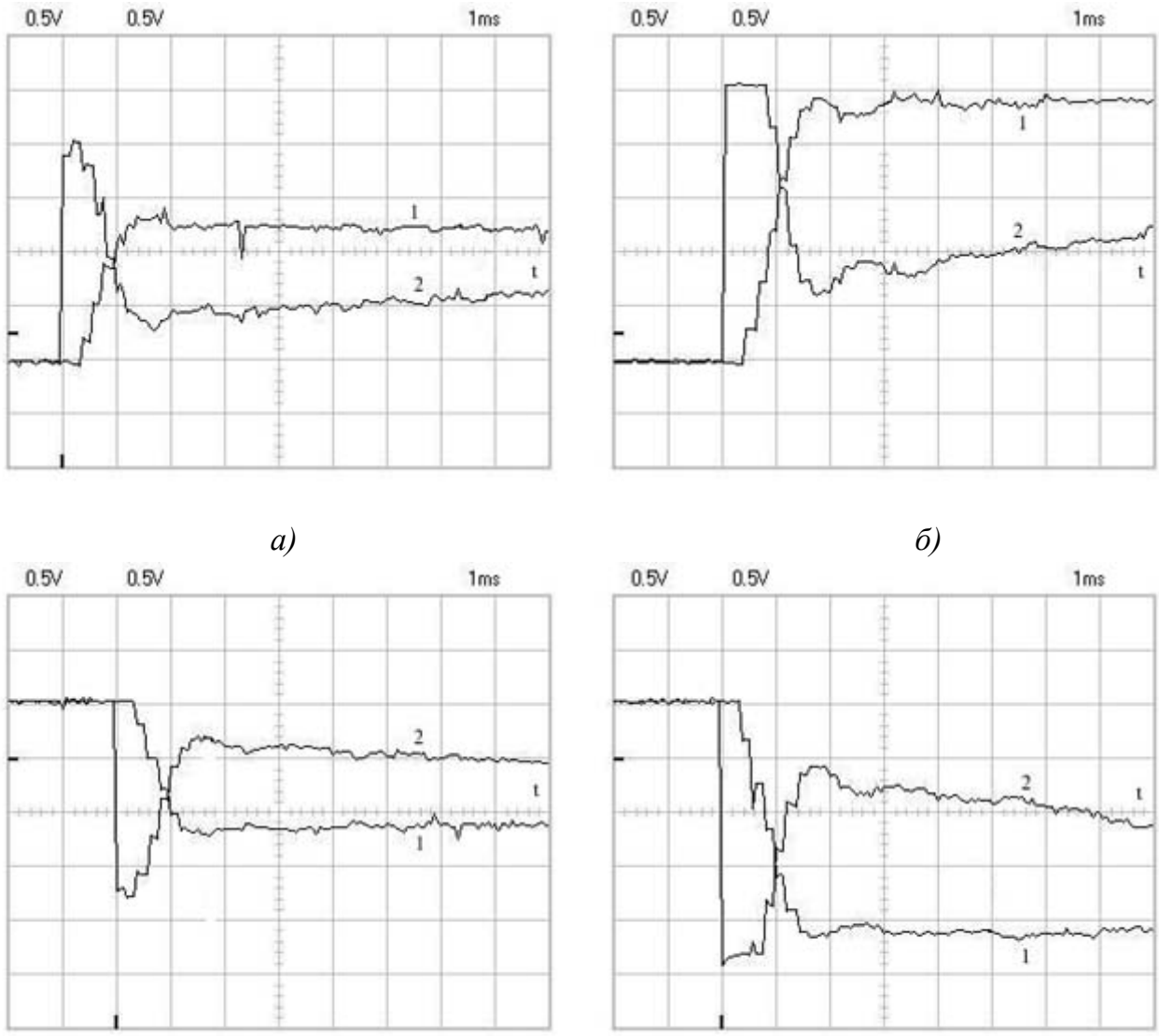


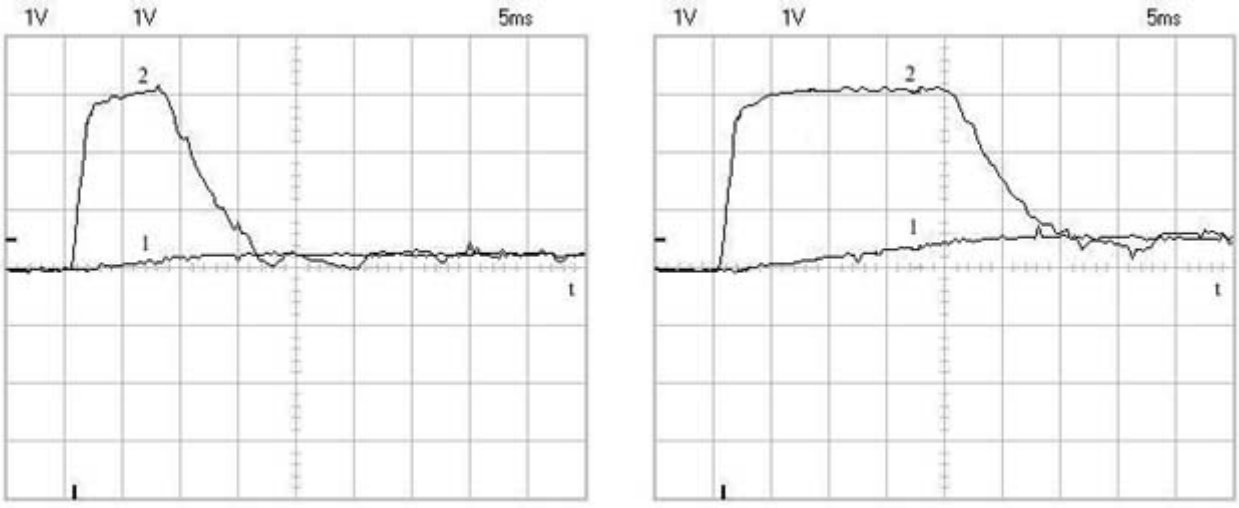
Рис. 5.11. ПП в контуре тока i_y^* при $i_{y\ зад}^* = 1{,}0$(*а*), $i_{y\ зад}^* = 2{,}0$(*б*),

$i_{y\ зад}^* = 1{,}0$(*в*), $i_{y\ зад}^* = 2{,}0$(*г*)

$m_t = 1$ мс/дел; $m_1 = 0{,}40$ 1/дел (0,5 В/дел); $m_2 = 0{,}20$ 1/дел (0,5 В/дел)

На рис. 5.12*а,б* представлены ПП в контуре тока $i_{\mu r}^*$. На рисунках приведены диаграммы тока $i_{\mu r}^*$ (1) и тока i_x^* (2) при подаче скачка задания тока $i_{\mu r\ зад}^* = 0{,}25$ (рис. 5.12*а*) и $i_{\mu r\ зад}^* = 0{,}5$ (рис. 5.12*б*). Осциллограммы иллюстрируют качество настройки

регулятора в контуре тока $i^*_{\mu r}$, приближённое соответствие настройки теоретической, а также корректную работу контура при различных значениях заданного тока.

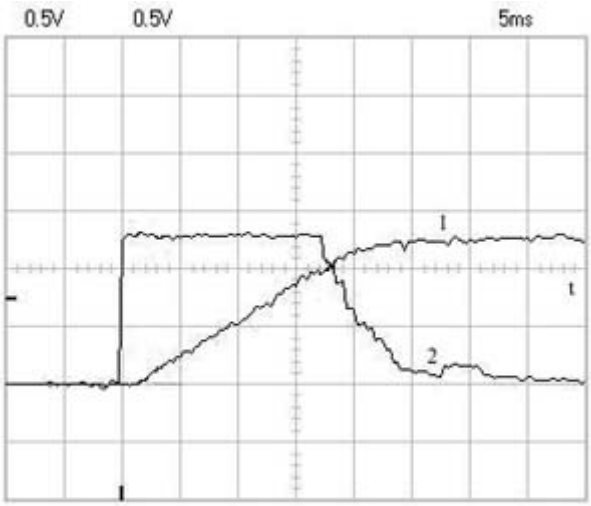


а) *б)*

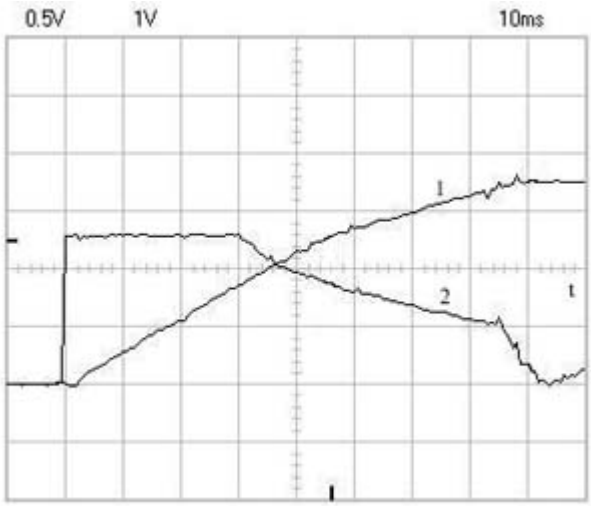
Рис. 5.12. ПП в контуре тока $i^*_{\mu r}$ при $i^*_{\mu r\ зад} = 0{,}25$(*а*), $i^*_{\mu r\ зад} = 0{,}5$(*б*)

$m_t = 5$ мс/дел; $m_1 = 0{,}80$ 1/дел (1,0 В/дел); $m_2 = 0{,}80$ 1/дел (1,0 В/дел)

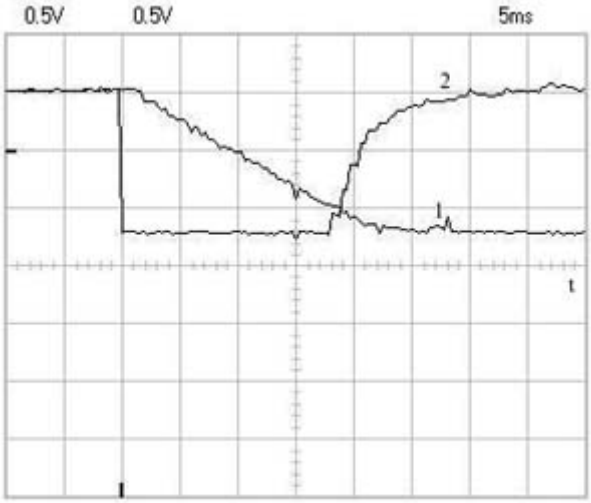
На рис. 5.13*а – г* представлены осциллограммы разгона привода в режиме задания скорости. На рисунках приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента $\mu_{зад}$ (2) при подаче скачка задания скорости $\omega^*_{зад} = 0{,}5$ – первая зона(рис. 5.13*а*), $\omega^*_{зад} = 1{,}5$ – вторая зона (рис. 5.13*б*), $\omega^*_{зад} = -0{,}5$ (рис. 5.13*в*) и $\omega^*_{зад} = -1{,}5$ (рис. 5.13*г*). Осциллограммы иллюстрируют качество настройки регулятора в контуре скорости, приближённое соответствие настройки теоретической, а также корректную работу контура в обеих зонах и при смене знака скорости. Разгон происходит каждый раз с моментом $\mu = 1{,}0$. Осциллограммы также иллюстрируют работу блока ограничения заданного момента (НЗ3) при работе во второй зоне.



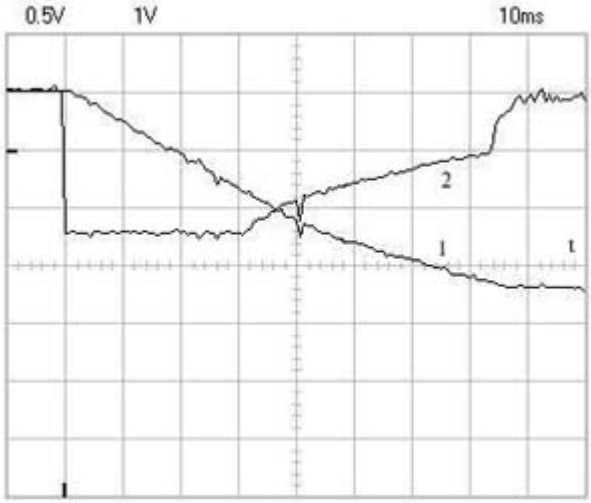
а)



б)



в)



г)

Рис. 5.13. Разгон привода при $\omega^*_{зад} = 0{,}5$(*а*), $\omega^*_{зад} = 1{,}5$(*б*),

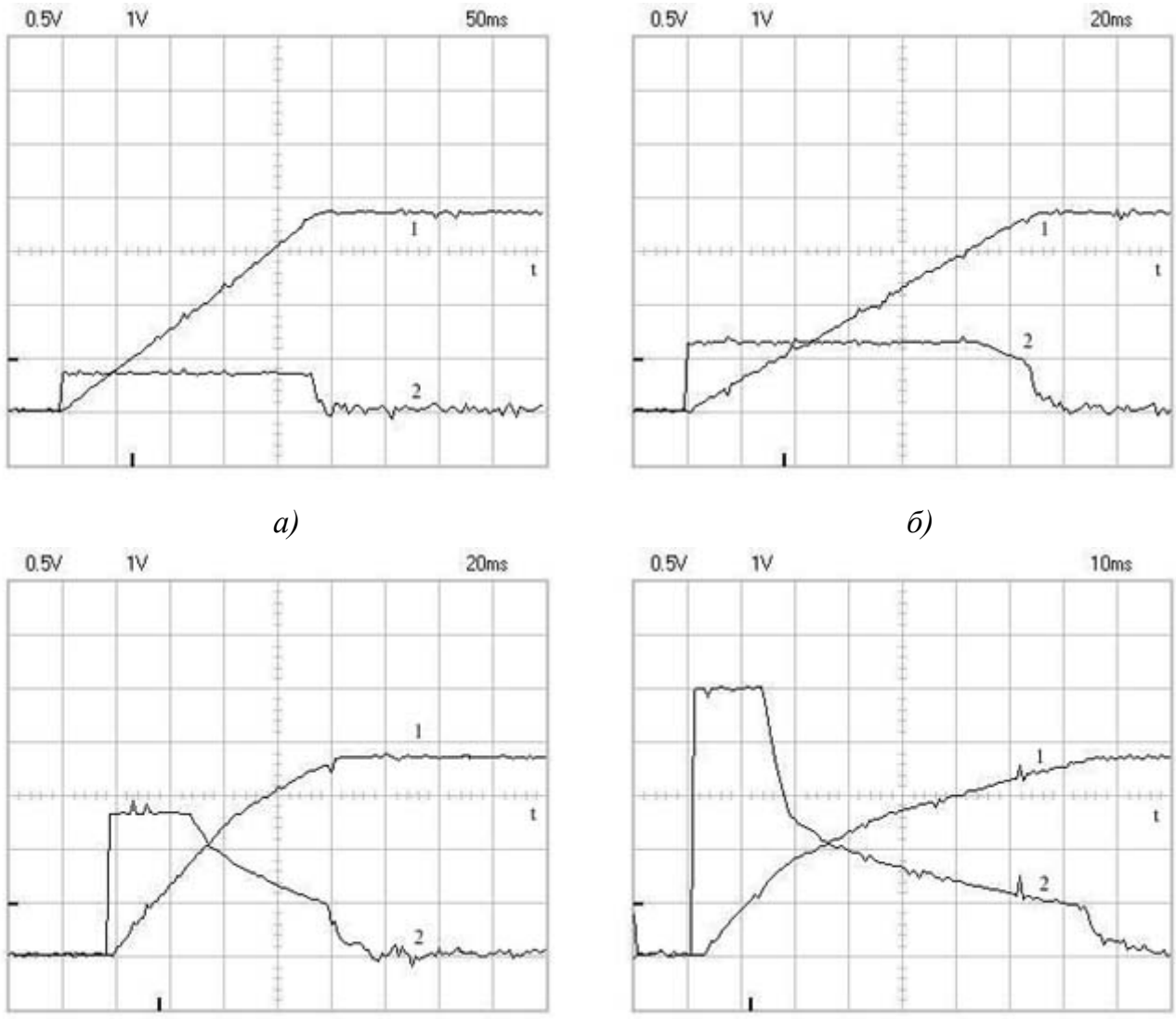
$\omega^*_{зад} = -0{,}5$(*в*), $\omega^*_{зад} = -1{,}5$(*г*)

а,в – m_t = 5 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

б,*г* – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

На рис. 5.14*а – г* представлены осциллограммы разгона привода в режиме задания момента. На рисунках приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента

$\mu_{зад}$ (2) при подаче скачка задания момента $\mu_{зад} = 0{,}25$ (рис. 5.14*а*), $\mu_{зад} = 0{,}5$ (рис. 5.14*б*), $\mu^{*}_{зад} = 1{,}0$ (рис. 5.14*в*) и $\mu_{зад} = 2{,}0$ (рис. 5.14*г*). Осциллограммы иллюстрируют корректное поддержание момента. Во всех случаях производится разгон до скорости $\omega^{*}_{зад} = 1{,}5$.



а) *б)*

в) *г)*

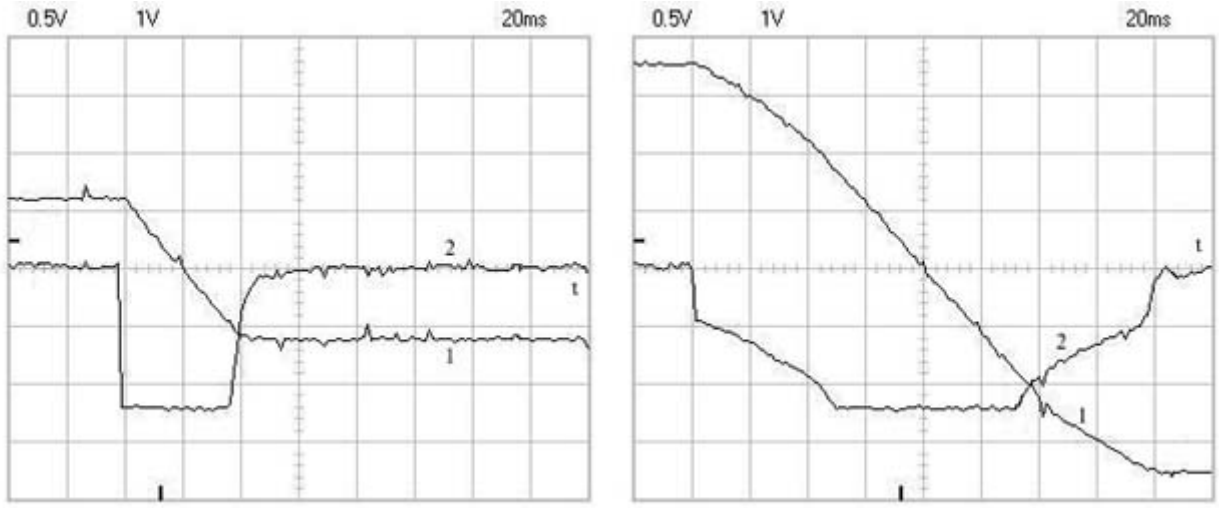
Рис. 5.14. Разгон привода с постоянным моментом: $\mu_{зад} = 0{,}25$(*а*), $\mu_{зад} = 0{,}5$(*б*), $\mu_{зад} = 1{,}0$(*в*), $\mu_{зад} = 2{,}0$(*г*)

а – m_t = 50 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

б,в – m_t = 20 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

г – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

На рис. 5.15*а,б* представлены осциллограммы реверса привода в режиме задания скорости. На рисунках приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента $\mu_{зад}$ (2) при подаче скачка задания скорости $\omega^*_{зад} = -0{,}5$ (рис. 5.15*а*), $\omega^*_{зад} = -1{,}5$ (рис. 5.15*б*). В обоих случаях реверс производится с моментом $\mu_{зад} = 1{,}0$.



а) *б)*

Рис. 5.15. Реверс привода на скорости $\omega^* = 0{,}5$ (а) и $\omega^* = 1{,}5$ (б)

$m_t = 20$ мс/дел; $m_1 = 0{,}40$ 1/дел (1,0 В/дел); $m_2 = 0{,}20$ 1/дел (0,5 В/дел)

Рис. 5.16 иллюстрирует работу цепи слива при реверсе привода. На рисунке приведены диаграммы скорости ω^* (1) и напряжения на ЗПТ U_{dc} (2). Реверс производится при скорости $\omega^* = 1{,}5$ с моментом $\mu_{зад} = 1{,}0$.

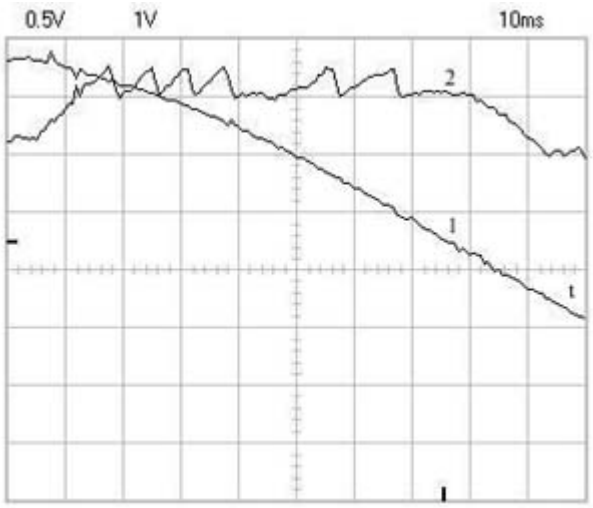
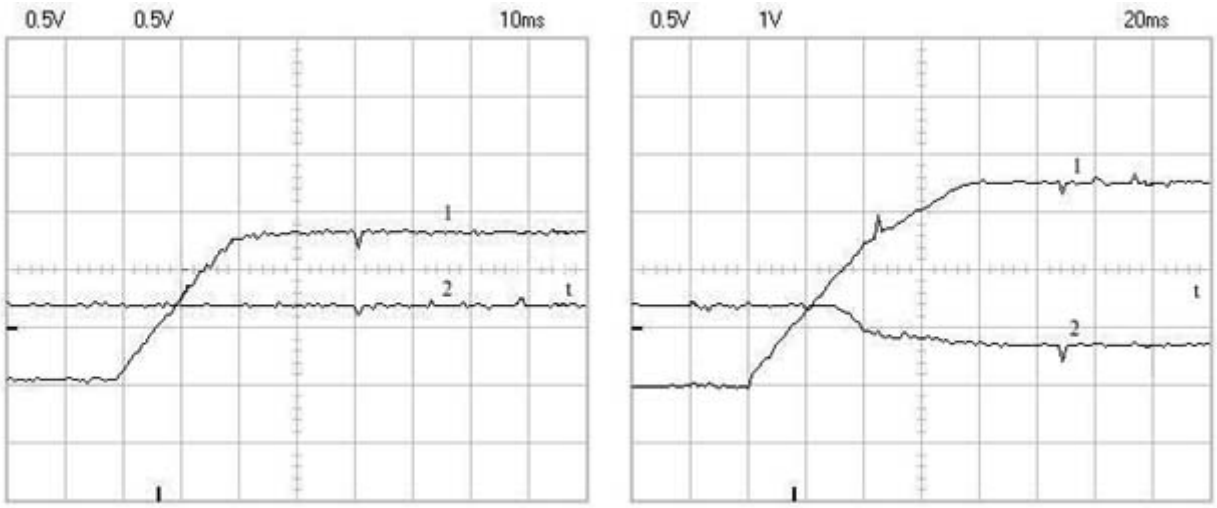


Рис. 5.16. Работа цепи слива при реверсе привода.

m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 80 В (0,5 В/дел)

На рис. 5.17*а,б* представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу контура тока намагничивания в переходном процессе разгона привода. На рисунке приведены диаграммы скорости ω^* (1) и тока намагничивания $i^*_{\mu r}$ (2) при подаче скачка задания скорости $\omega^*_{зад}$ = 0,5 (рис. 5.17*а*) и $\omega^*_{зад}$ = 1,5 (рис. 5.17*б*). Эти осциллограммы иллюстрируют тот факт, что даже при отсутствии блока компенсации ЭДС ошибки в токе намагничивания не возникает, даже при наличии первой производной скорости. Быстродействующий регулятор тока намагничивания самостоятельно справляется с задачей поддержания тока. Рис. 5.17*б* также иллюстрирует работу блока ослабления поля (НЗ2) при работе во второй зоне.



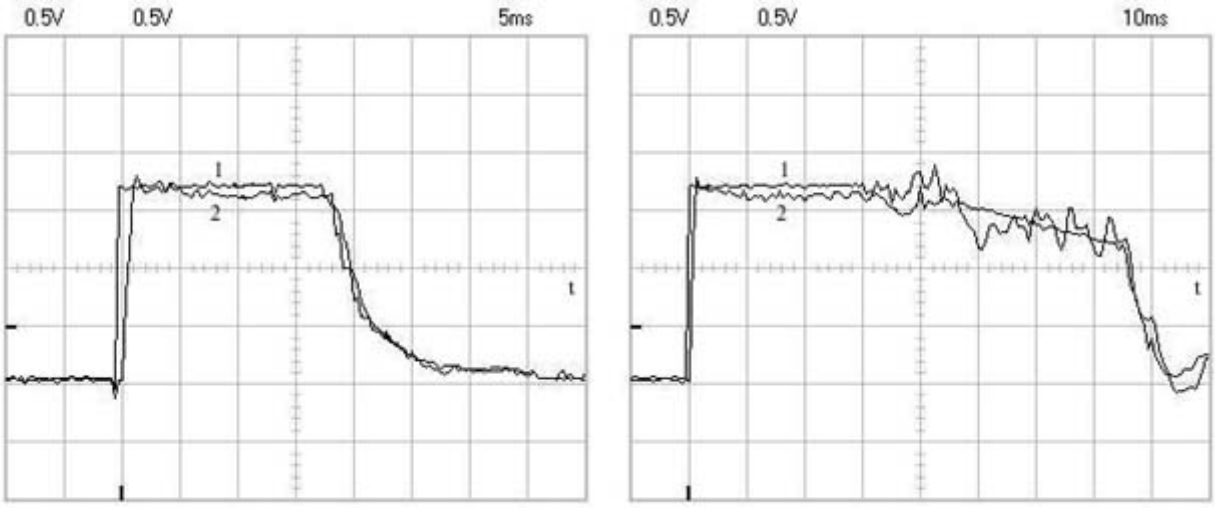
а) *б)*

Рис. 5.17. Работа контура тока намагничивания при разгоне до $\omega^*_{зад}$ = 0,5(*а*) и $\omega^*_{зад}$ = 1,5(*б*)

а – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

б – m_t = 20 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

На рис. 5.18*а,б* представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу контура тока в переходном процессе разгона привода. На рисунке приведены диаграммы заданного тока $i^*_{у\ зад}$ (1) и реального тока $i^*_у$ (2) при подаче скачка задания скорости $\omega^*_{зад} = 0{,}5$ (рис. 5.18*а*) и $\omega^*_{зад} = 1{,}5$ (рис. 5.18*б*). Видно, что ошибка от первой производной скорости незначительна.



а) *б)*

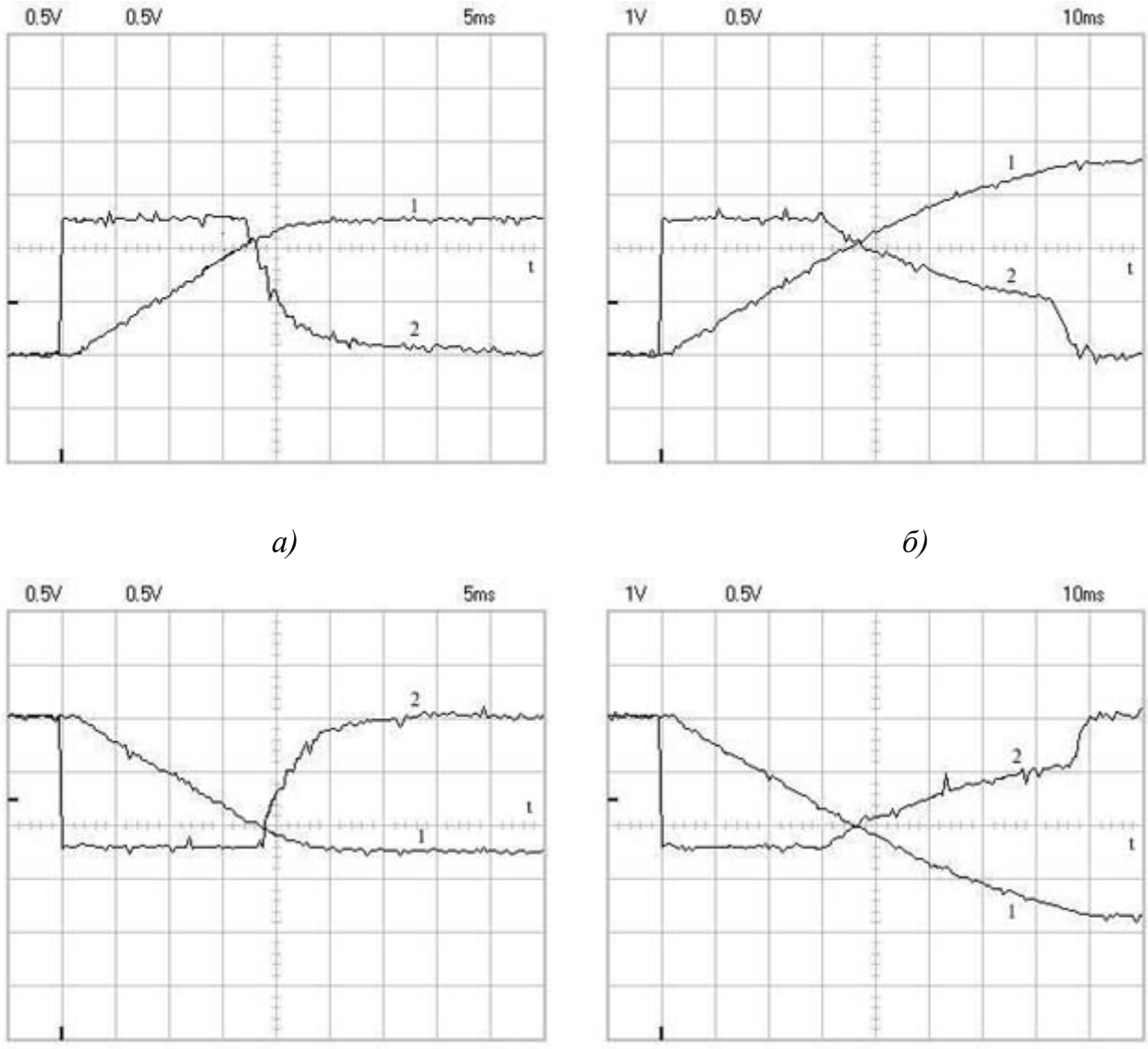
Рис. 5.18. Работа контура тока $i^*_у$ при разгоне до $\omega^*_{зад} = 0{,}5$(*а*) и $\omega^*_{зад} = 1{,}5$(*б*)

а – m_t = 5 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

б – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

Далее представлены диаграммы работы контуров при разгоне для системы без контура тока намагничивания (рис. 5.2) для оценки влияния наличия этого контура на работу системы в динамике.

На рис. 5.19*а – г* представлены осциллограммы разгона привода в режиме задания скорости. На рисунках приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента $\mu_{зад}$ (2) при подаче скачка задания скорости $\omega^*_{зад}$ = 0,5 – первая зона (рис. 5.19*а*), $\omega^*_{зад}$ = 1,5 – вторая зона (рис. 5.19*б*), $\omega^*_{зад}$ = – 0,5 (рис. 5.19*в*) и $\omega^*_{зад}$ = – 1,5 (рис. 5.19*г*). Эти осциллограммы визуально не отличаются от осциллограмм, представленных на рис. 5.13, то есть отсутствие контура тока намагничивания не влияет на работу контура скорости.



а) *б)*

в) *г)*

Рис. 5.19. Разгон привода при $\omega^*_{зад} = 0{,}5$(*а*), $\omega^*_{зад} = 1{,}5$(*б*),

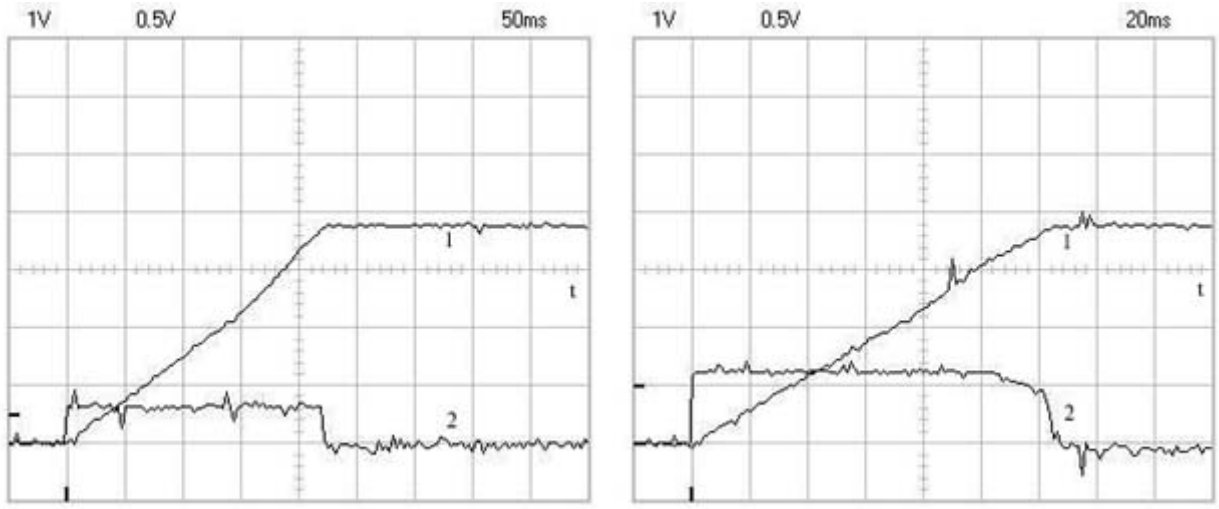
$\omega^*_{зад} = -0{,}5$(*в*), $\omega^*_{зад} = -1{,}5$(*г*)

а,в – m_t = 5 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

б,*г* – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

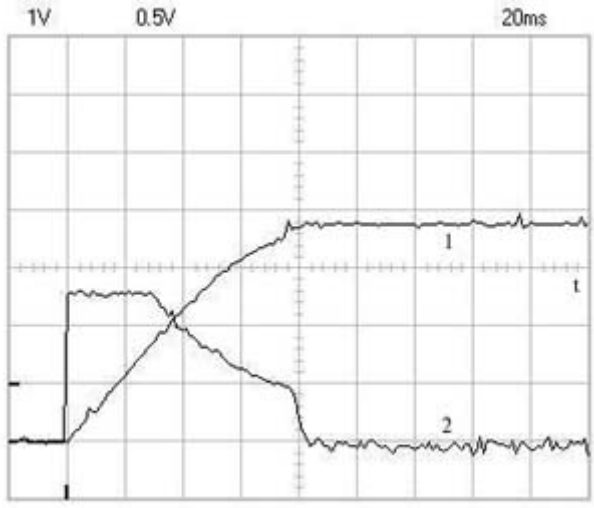
На рис. 5.20*а – г* представлены осциллограммы разгона привода в режиме задания момента. На рисунках приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента $\mu_{зад}$ (2) при подаче скачка задания момента $\mu_{зад} = 0{,}25$ (рис. 5.20*а*), $\mu_{зад} = 0{,}5$ (рис.

5.20*б*), $\mu_{зад}$ = 1,0 (рис. 5.20*в*) и $\mu_{зад}$ = 2,0 (рис. 5.20*г*). Во всех случаях производится разгон до скорости ω^* = 1,5.

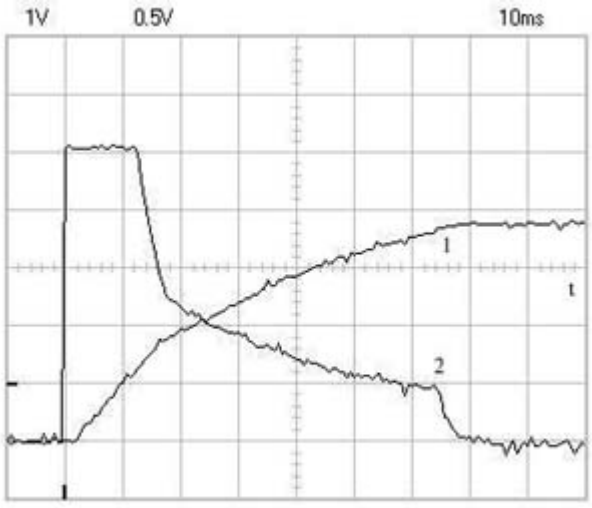


а)

б)



в)



г)

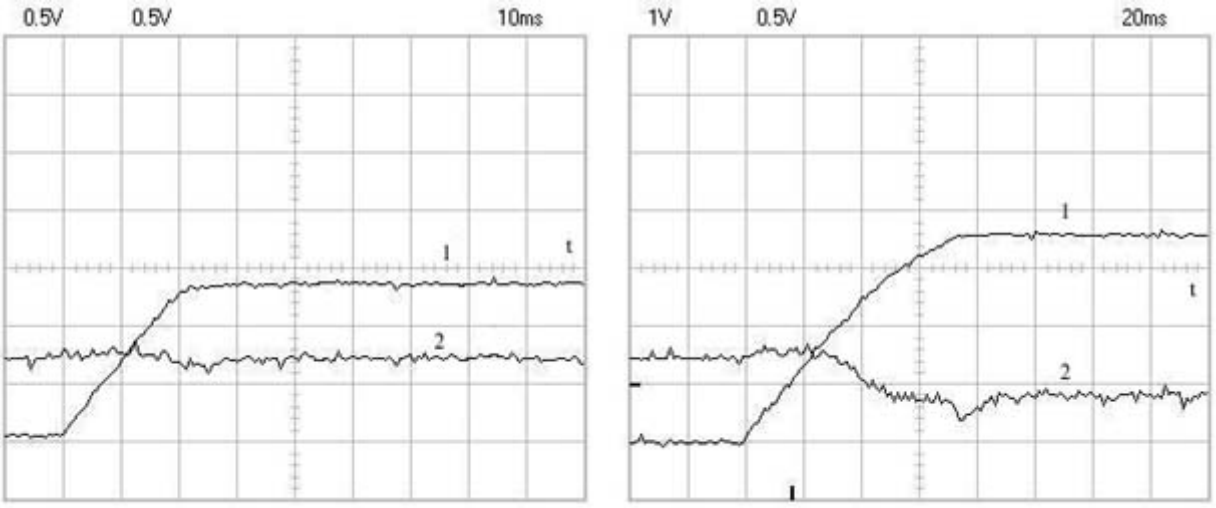
Рис. 5.20. Разгон привода с постоянным моментом: $\mu_{зад}$ = 0,25(*а*), $\mu_{зад}$ = 0,5(*б*), $\mu_{зад}$ = 1,0(*в*), $\mu_{зад}$ = 2,0(*г*)

а – m_t = 50 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

б,в – m_t = 20 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

г – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел)

На рис. 5.21*а,б* представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу контура тока i_x^* в переходном процессе разгона привода. На рисунке приведены диаграммы скорости ω^* (1) и тока i_x^* (2) при подаче скачка задания скорости $\omega_{зад}^*$ = 0,5 (рис. 5.21*а*) и $\omega_{зад}^*$ = 1,5 (рис. 5.21*б*). Из этих осциллограмм видно, что отсутствие контура намагничивания оказывает влияние на работу контура тока, но не нарушает стабильности работы контура тока i_x^* в целом.



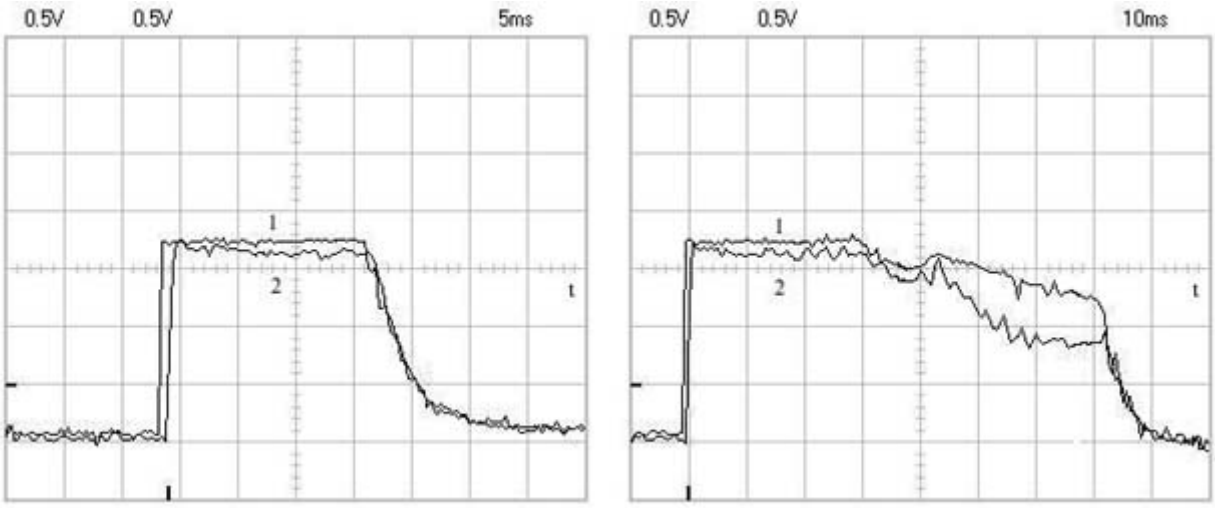
а) *б)*

Рис. 5.21. Работа контура тока i_x^* при разгоне $\omega_{зад}^*$ = 0,5(*а*) и $\omega_{зад}^*$ = 1,5(*б*)

а – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

б – m_t = 20 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (1,0 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

На рис. 5.22*а,б* представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу контура тока i_y^* в переходном процессе разгона привода. На рисунке приведены диаграммы заданного тока $i_{y\,зад}^*$ (1) и реального тока i_y^* (2) при подаче скачка задания скорости $\omega_{зад}^*$ = 0,5 (рис. 5.22 *а*) и $\omega_{зад}^*$ = 1,5 (рис. 5.22 *б*). Видно, что ошибка от первой производной скорости возникает незначительная, хотя при регулировании потока она заметно больше, чем при наличии контура тока $i_{\mu r}^*$ (ср. рис. 5.18).



а) *б)*

Рис. 5.22. Работа контура тока при разгоне $\omega^*_{зад} = 0{,}5$(*а*) и $\omega^*_{зад} = 1{,}5$(*б*)

а – m_t = 5 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

б – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,40 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,40 В (0,5 В/дел)

Рис. 5.23 иллюстрирует процесс определения полосы пропускания СВУ АД по скорости. На рисунке показаны диаграммы заданной скорости $\omega^*_{зад}$ (1) и реальной скорости ω^* (2). На вход системы подаётся гармонический сигнал заданной скорости вида:

$$\omega^*_{зад} = \omega^*_{ср} + \Delta\omega^* \cdot \sin(\Omega \cdot t) = 0{,}205 + 0{,}05 \cdot \sin(\Omega \cdot t), \qquad (5.8)$$

где $\omega^*_{ср}$ – среднее значение заданной скорости.

Граница полосы пропускания считается достигнутой при выполнении любого из двух условий:

– ослабление сигнала на 5 дБ

– сдвиг по фазе на $\frac{\pi}{2}$.

На осциллограмме показан предельный случай, когда выходной сигнал отстаёт от заданного на π/2. Как видно из осциллограммы, полоса пропускания составляет 65 Гц. Граничная частота полосы пропускания $\Omega_{\text{ПП гр}}$ равна:

$$\Omega_{\text{ПП гр}} = \frac{1}{dt} = \frac{1}{15{,}31} = 65{,}31\ \text{Гц} \qquad (5.9)$$

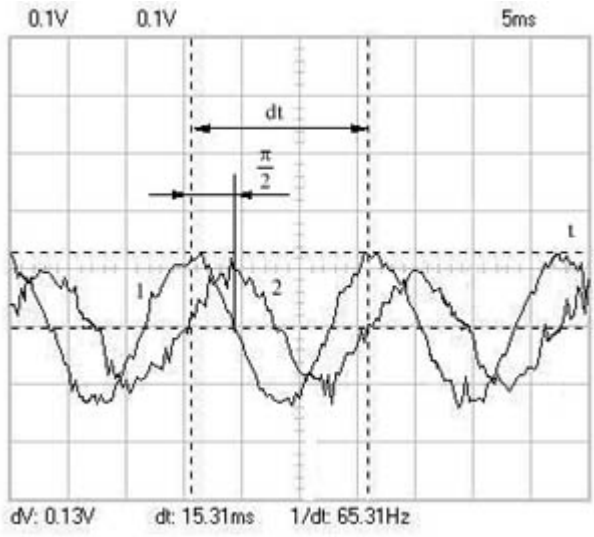


Рис. 5.23. Определение полосы пропускания по скорости

m_t = 5 мс/дел; m_1 = 0,04 1/дел (0,1 В/дел); m_2 = 0,04 В (0,1 В/дел)

Одним из применений разработанной СВУ АД является применение в приводе электрического транспорта. Для такого применения требуется моментный привод с ограничением рывка, что, в конечном счёте, означает ограничение производной заданного момента. Разработанная система подходит для таких применений, поскольку она позволяет формировать линейно возрастающий момент двигателя с заданной производной, т.к. она может работать в режиме задания момента и имеет задатчик интенсивности. На рис. 5.24 представлена осциллограмма разгона привода с линейно нарастающим моментом. На рисунке показаны диаграммы скорости ω^*(1) и заданного момента $\mu_{\text{зад}}$(2).

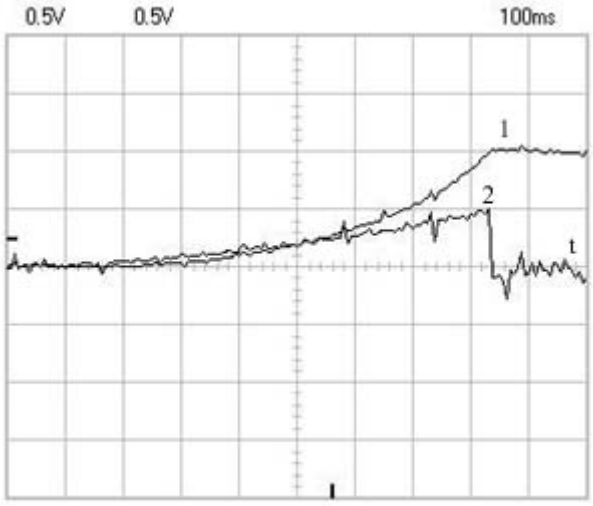


Рис. 5.24. Разгон с линейно нарастающим моментом

m_t = 100 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,20 В (0,5 В/дел)

На рис. 5.25*а,б* для сравнения показаны осциллограммы пуска при подаче задания момента без предустановленного поля при наличии контура регулирования тока намагничивания ротора (рис. 5.25*а*) и без него (рис. 5.25*б*). На рисунке приведены диаграммы скорости ω^* (1) и заданного момента $\mu_{зад}$ (2). О том, что момент установился, можно судить по началу линейного участка кривой скорости. Видно, что при наличии контура тока намагничивания момент устанавливается за 30 мс, а при его отсутствии разгон до самого установившегося значения скорости (350 мс) так и не становится линейным, т.е. за 350 мс поток не успевает установиться. По этим осциллограммам можно оценить постоянную времени ротора. Время установки поля на рис 5.25*а* совпадает со временем ПП в контуре $i^*_{\mu r}$ (см. рис. 5.12*б*), что свидетельствует о правильности работы контура $i^*_{\mu r}$.

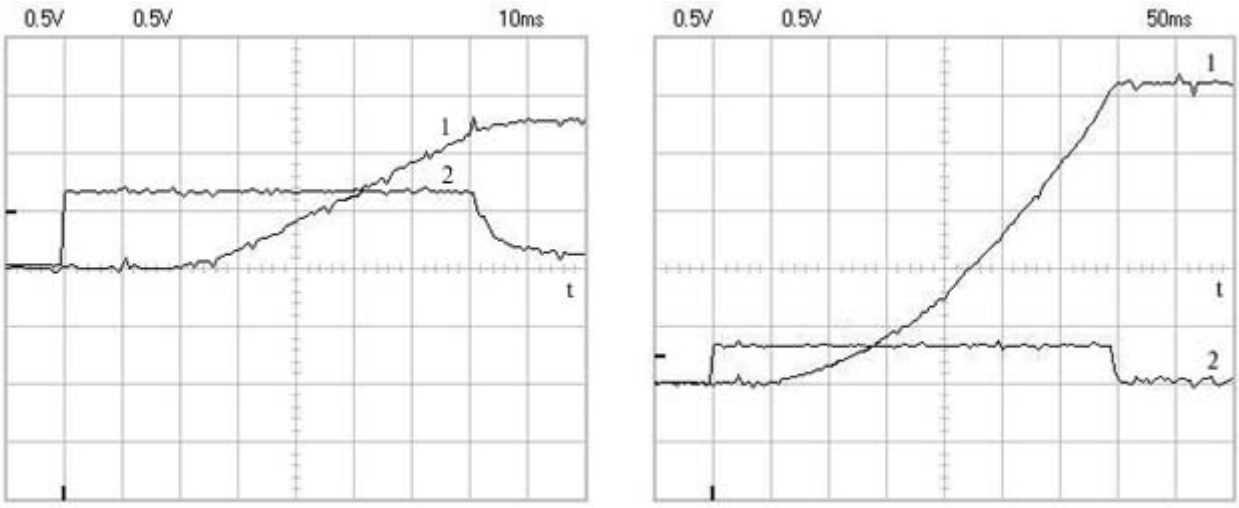


Рис. 5.25. Разгон с постоянным заданным моментом без предварительной установки поля при наличии контура тока намагничивания (*а*) и без него (*б*)

а – m_t = 10 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,20 В (0,5 В/дел)

б – m_t = 50 мс/дел; m_1 = 0,20 1/дел (0,5 В/дел); m_2 = 0,20 В (0,5 В/дел)

5.3. Разработка системы параметрического поддержания натяжения кабеля

5.3.1. Постановка задачи

В любой кабельной линии, используемой при производстве, технологической обработке или перемотке кабеля или провода, имеется приёмное устройство, которое обеспечивает намотку провода на приёмный барабан. В процессе намотки провода требуется обеспечить постоянство его заданной линейной скорости и заданного натяжения. На рис. 5.26 представлена экспериментальная линия перемотки кабеля, которая включает в себя приёмное устройство, тянущее устройство и отдающее устройство. Отдающее устройство представляет собой укреплённый на оси механически приторможенный барабан, с которого сматывается провод. Провод сматывается под действием тянущего устройства, которое служит для подачи провода на приёмное устройство с постоянной скоростью. Привод тянущего устройства представляет собой замкнутую скоростную систему, которая имеет высокую жёсткость и вне зависимости от натяжения провода подаёт его с постоянной скоростью. В тянущем устройстве провод зажимается между двумя гусеницами при помощи пневматического зажима. Приёмное устройство должно обеспечивать намотку провода с постоянным натяжением, поэтому привод приёмного устройства представляет собой тяговый привод с системой регулирования момента. На приёмном барабане провод раскладывается при помощи раскладчика (см. рис. 5.27).

На сегодняшний день существуют способы измерения натяжения провода при помощи компенсатора. Но для кабелей со специальными требованиями по качеству применение компенсаторов не рекомендуется, поскольку это связано с деформацией кабеля по всей его длине. Кроме того, качественный компенсатор является дорогостоящим устройством. Поэтому чаще применяются бескомпенсаторные системы, выполненные в виде привода постоянного тока, который управляется по закону с постоянством мощности.

Рис. 5.26. Линия перемотки кабеля

Рис. 5.27. Приёмное устройство

Таким образом, с одной стороны, требуется заменить привод постоянного тока асинхронным приводом, с другой стороны – обеспечить бескомпенсаторное (пара-

метрическое) поддержание натяжения провода. Параметрическое поддержание натяжения провода можно реализовать, измеряя косвенным образом текущий радиус приёмного барабана и формируя сигнал задания момента АД в зависимости от этого радиуса. Эта задача выполнима при помощи разработанной системы векторного управления АД.

5.3.2. Разработка математического описания системы параметрического поддержания натяжения кабеля

Поскольку привод приёмного устройства работает в малом диапазоне скоростей, для его реализации предложена однозонная СВУ (см. рис. 5.1). Эта СВУ должна работать в режиме задания момента, при этом заданный момент зависит от заданного натяжения кабеля, линейной скорости кабеля и текущего радиуса приёмного барабана. Получим математическое выражение для заданного момента в о.е. Измеряемыми величинами являются угловая электрическая скорость приводного двигателя $\omega_{эл}$ и линейная скорость кабеля $v_{каб}$.

Приводной двигатель и приёмный барабан связаны через механическую передачу, передаточное число которой равно (от двигателя к барабану) i_Σ:

$$i_\Sigma = \frac{\omega}{\omega_{ПУ}}, \qquad (5.10)$$

где ω – механическая угловая скорость приводного двигателя;

$\omega_{ПУ}$ – угловая скорость барабана приёмного устройства.

Целесообразно ввести следующую систему базовых единиц.

Единственной вновь вводимой независимой базовой величиной является базовый радиус $R_б$. Опыт реализации системы показал, что базовый радиус не может однозначно быть выбран исходя из, например, конструктивных размеров установки, но должен выбираться исходя из ряда факторов, в том числе диапазонов процессорного представления переменных.

1) Базовое значение угловой скорости приёмного барабана

$$\Omega_{ПУ\,б} = \frac{\Omega_{б\,мех}}{i_\Sigma} = \frac{\Omega_б}{p_п \cdot i_\Sigma}. \qquad (5.11)$$

2) Базовое значение линейной скорости кабеля:

$$v_{\text{каб б}} = \Omega_{\text{ПУ б}} \cdot R_{\text{б}}. \tag{5.12}$$

3) Базовое значение момента на приёмном барабане:

$$M_{\text{ПУ б}} = M_{\text{б}} \cdot i_{\Sigma}. \tag{5.13}$$

4) Базовое значение силы натяжения кабеля:

$$T_{\text{б}} = \frac{M_{\text{ПУ б}}}{R_{\text{б}}} = \frac{M_{\text{б}} \cdot i_{\Sigma}}{R_{\text{б}}}. \tag{5.14}$$

Численный расчёт параметров разработанной системы представлен в прил. 4.

Текущий радиус намотки:

$$R = \frac{v_{\text{каб}}}{\omega_{\text{ПУ}}}. \tag{5.15}$$

С учётом (5.12) эту формулу можно переписать в о.е.:

$$R^{*} = \frac{v^{*}_{\text{каб}}}{\omega^{*}_{\text{ПУ}}} \tag{5.16}$$

При помощи (5.11) нетрудно показать, что:

$$\omega^{*} = \omega^{*}_{\text{эл}} = \omega^{*}_{\text{ПУ}} \tag{5.17}$$

Тогда выражение для определения радиуса (5.16) можно записать следующим образом:

$$R^{*} = \frac{v^{*}_{\text{каб}}}{\omega^{*}_{\text{эл}}}. \tag{5.18}$$

Для момента:

$$M_{\text{ПУ}} = T \cdot R + M_{\text{ПУ 0}}, \tag{5.19}$$

где $M_{\text{ПУ 0}}$ – момент потерь в приёмном устройстве.

Приведём момент приёмного устройства (5.19) к валу приводного двигателя:

$$M = \frac{T \cdot R}{i_{\Sigma}} + M_{0}, \tag{5.20}$$

где M_{0} – момент потерь в приёмном устройстве, приведенный к валу двигателя.

С учётом (5.14) перепишем это выражение в о.е.:

$$\mu = T^{*} \cdot R^{*} + \mu_{0}, \tag{5.21}$$

где μ_0 – момент потерь в приёмном устройстве, приведённый к валу двигателя, в о.е.

Для заданных значений выражение (5.21) примет вид:

$$\mu_{зад} = T^*_{зад} \cdot R^* + \mu_0, \qquad (5.22)$$

Исходя из уравнений (5.18) и (5.22) и формируется сигнал задания момента для СВУ. Структурно-функциональная схема системы поддержания натяжения кабеля представлена на рис. 5.28. Численный расчёт параметров приёмного устройства представлен в прил. 4.

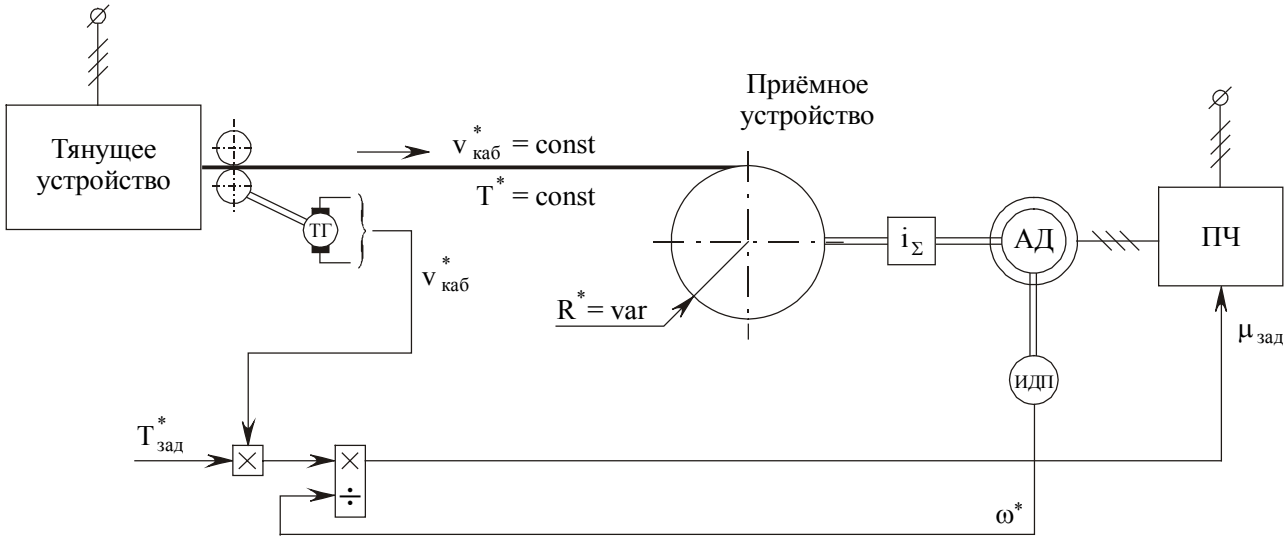


Рис. 5.28. Структурно-функциональная схема системы поддержания натяжения кабеля

5.4. Результаты и выводы

1. Рассмотрены различные упрощённые структуры СВУ АД – однозонная СВУ, двухзонная СВУ без контура тока намагничивания ротора и двухзонная СВУ с контуром тока намагничивания ротора. Все структуры работоспособны, что было подтверждено экспериментально, и каждая имеет оптимальную область применения.

2. Предложены упрощённые способы экспериментального определения нелинейностей СВУ АД.

3. Практические исследования системы подтверждают правильность теоретических расчётов, а также адекватность разработанной математической модели.

4. Рассмотрено практическое применение разработанной СВУ АД для приёмных устройств кабельных линий, задачей которых является поддержание постоянства натяжения кабеля в условиях изменяющегося радиуса приёмного барабана и скорости намотки. Для этой цели используется простейшая однозонная СВУ без контура регулирования тока намагничивания ротора.

5. Применение относительного представления переменных позволяет предельно упростить математику расчёта радиуса барабана и силы натяжения и, в частности, исключить из расчётов передаточное число редуктора и число пар полюсов двигателя.

6. В ходе испытаний, проведённых на экспериментальной линии перемотки кабеля, были получены следующие показатели работы системы косвенного поддержания натяжения кабеля:

– точность измерения радиуса барабана – $\Delta R = \pm 0{,}5$ см

– точность поддержания заданного натяжения – $\Delta T = \pm 0{,}1$ кг

Заключение

Основные результаты работы и сделанные выводы заключаются в следующем.

1. Проанализированы существующие структуры систем векторного управления. В качестве оптимальной для реализации на специализированных микроконтроллерах с функциями прямого цифрового управления двигателями выбрана структура в координатах (x,y) с ориентацией оси "x" по вектору потокосцепления ротора.

2. Аналитическая математическая модель АД и системы управления представлена в о.е. и оптимизирована для реализации на DSP-процессорах.

3. Разработана методика синтеза системы векторного управления, которая позволяет оценить динамические возможности привода как по моменту, так и по скорости при двухзонном регулировании. Рассмотрен математический аппарат определения параметров системы управления АД по справочным данным.

4. Разработана имитационная модель системы векторного управления в среде MATLAB.

5. Разработаны и изготовлены специализированные контроллеры, предоставляющие возможности аппаратной реализации системы векторного управления АД.

6. Предложены варианты технической реализации системы ВУ АД, учитывающие особенности поведения реальных систем, реальную точность системы измерения тока и точность задания параметров. Предложены пути упрощения базовой структуры, позволяющие сохранить достаточную точность регулирования момента и скорости и динамику привода. Разработанная система двухзонного регулирования скорости с контуром тока намагничивания ротора обеспечивает следующие показатели:

– диапазон регулирования момента вниз от номинального $D_{M1} = 4{,}8$

– диапазон регулирования момента вверх от номинального $D_{M2} = 4{,}4$

– точность поддержания момента $\delta_M = \pm 5\ \%$

– полоса пропускания по моменту (при постоянном потоке) $\Delta\Omega_M = 400$ Гц

– диапазон регулирования скорости вниз от номинальной (при использовании датчика разрешением 5000 меток/эл.об.) $D_{\omega 1} = 800$

– диапазон регулирования скорости вверх от номинальной $D_{\omega 2} = 1{,}5$

– точность поддержания скорости $\delta_{\omega} = \pm 0{,}1\ \%$

– полоса пропускания по скорости $\Delta\Omega_{\omega} = 65$ Гц

7. Разработана библиотека стандартных программных модулей для систем векторного управления, которая предлагается в качестве основы для реализации различных структур систем векторного управления АД.

8. Предложены и реализованы специальные алгоритмы формирования напряжения посредством векторной ШИМ, позволяющие снизить искажения выходного напряжения инвертора до уровня, приемлемого для использования в быстродействующих замкнутых системах управления.

9. Разработанные программно-аппаратные средства приняты за основу при серийном производстве преобразователей частоты "Универсал" для асинхронных электроприводов с векторным управлением.

Список использованной литературы

1. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.

2. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.

3. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.

4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

5. Линейные электрические цепи (Часть II). В.Н. Казаков, В.В. Каратаев, А.К. Карельцев / Под ред Г.Н. Бельцевича. – М.: Изд-во МЭИ, 1992. – 140 с.

6. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // CHIP NEWS. – 1999. – №1. – С. 2 -9.

7. М.Я. Выгодский. Справочник по высшей математике. – М.: Изд-во "Наука", 1973. – 872 с.

8. TMS320C24x DSP Controllers. Reference Set. Volume 2: Peripheral Library and Specific Devices. – Texas Instruments, 1997. – 390 с. (spru161b).

9. Implementation of a Speed Field Orientated Control of 3-phase AC Induction Motor using TMS320F240 DSP. Application Report. – Texas Instruments, 1998. – 86 с. (spra588)

10. Грибачёв С.А., Козаченко В.Ф. Новые микроконтроллеры фирмы Texas Instruments TMS320x24x для высокопроизводительных систем встроенного управления электроприводами // CHIP NEWS. – 1998. – №11 - 12. – С.2 - 6

11. Высокопроизводительные встраиваемые системы управления двигателями на базе сигнального микроконтроллера TMS320F241 / Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Чуев П.В. и др. // CHIP NEWS. – 2000. – №5. – С. 29 - 33.

12. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары, Изд-во Чувашского ун-та, 1998. – 172 с.

13. AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vextor PWM Technique with TMS320C240. – Texas Instruments, – 1998. 132 c. (spra284a).

14. Остриров В.Н. и др. Преобразователи для асинхронных частотно-регулируемых приводов широкого применения // Приводная техника. – 1997. – № 2. – С. 15 - 17.

15. Опыт внедрения и перспективы производства отечественных преобразователей частоты / Кудряшов В.К., Козаченко В.Ф., Остриров В.Н. и др. // Преобразователи частоты в современном электроприводе. Доклады научно-практического семинара. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – С.31 - 47.

16. Козаченко В.Ф. и др. Комплект аппаратно-программных средств для встраиваемых систем прямого цифрового управления электроприводами на базе микроконтроллера Intel 8xc196MH // CHIP NEWS. – 1999. – №1. – С. 24 - 32.

17. TMS320C24x DSP Controllers. Reference Set. Volume 1: CPU, System, and Instruction Set. – Texas Instruments, 1997 – 453 c. (spru160b).

18. Козаченко В.Ф., Соловьёв А.Н. Новые DSP-микроконтроллеры фирмы “Analog Devices” ADMC300/330 для высокопроизводительных систем векторного управления электроприводами переменного тока // CHIP NEWS. – 1998 – №5. – с. 16-21.

19. Темирев А.П., Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Анучин А.С., Трофимов С.А. Контроллеры МК11.3 для высокопроизводительных систем прямого цифрового управления двигателями // CHIP NEWS. – 2002. – №4. – С. 24 - 30.

20. Соловьёв А.А., Веселов М.В. Семейство DSP - микроконтроллеров фирмы Analog Devices для встроенных систем управления двигателями // CHIP NEWS. – 1999. – №1. – С. 17 - 23.

21. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 544 с.

22. Гусяцкий Ю.М., Жуков С.В. Алгоритмы и структуры микропроцессорных систем управления асинхронным электроприводом // Электричество. – 1990. – №12. – С. 25 - 33.

23. Mitsubishi 3rd Generation IGBT and Intelligent Power Modules. Application Manual. 1996. – 86 c.

24. Obtaining Absolute Encoder Position on a TMS320C240. Application Brief. – Texas Instruments – 1997 – 15 с. (spra279)

25. Козаченко В.Ф. Микроконтроллеры: Руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления – М.: Издательство ЭКОМ. – 1997. – 688 с.

26. Поздеев Д.А., Хрещатая С.А. Частотное управление асинхронным электроприводом с поддержанием постоянства потокосцепления ротора // Электротехника. – 2000. – №10. – С.38 - 41.

27. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская – М. Энергоиздат, 1982. – 504 с.

28. Чернов Е.А. Станочные электроприводы переменного тока. – М.: Вираж-Центр, 1997. – 232 с.

Приложение 1. Параметры экспериментального двигателя 4A100L6У3 и системы управления

Таблица П1.1.

Параметр	Математическое выражение	4A100L6У3
1. Основные электрические параметры		
1.1. Номинальная мощность, Вт	$P_{ном}$	2200
1.2. Номинальное фазное напряжение, В	$U_{ф\,ном}$	220
1.3. Номинальная частота питающей сети, Гц	$f_{ном}$	50
1.4. Число пар полюсов	$p_{п}$	3
1.5. Номинальное скольжение	$s_{ном}$	0,05
1.6. Момент инерции ротора, кг·м^2	$J_{дв}$	0,013
1.7. КПД	η	0,81
1.8. Коэффициент мощности	$\cos\varphi$	0,73
2. Параметры Г-образной схемы замещения (по каталогу) в о.е.		
2.1. Активное сопротивление фазы статора	$R^*_{s\,г}$	0,09
2.2. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора	$x^*_{s\sigma\,г}$	0,11
2.3. Приведённое активное сопротивление фазы ротора	$R^*_{г\,г}$	0,067
2.4. Приведённое индуктивное сопротивление рассеяния фазы ротора	$x^*_{г\sigma\,г}$	0,21
2.5. Индуктивное сопротивление намагничивания	$x^*_{m\,г}$	1,9

Таблица П1.1 (продолжение)

3. Параметры Т-образной схемы замещения в о.е.		
3.1. Индуктивное сопротивление намагничивания	$x^*_m = x^*_{m\,г}$	1,9
3.2. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора	$x^*_{s\sigma} = \frac{-x^*_m}{2} + \frac{\sqrt{x^{*2}_m + 4x^*_{s\sigma\,г}x^*_m}}{2}$	0,1043
3.3. Коэффициент приведения Т-образной схемы замещения к Г-образной	$c_1 = 1 + \frac{x^*_{s\sigma}}{x^*_m}$	1,0549
3.4. Активное сопротивление фазы статора	$R^*_s = \frac{R^*_s}{c_1}$	0,0853
3.5. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы ротора	$x^*_{r\sigma} = \frac{x^*_{r\sigma}}{c_1^2}$	0,1887
3.6. Активное сопротивление фазы ротора	$R^*_r = \frac{R^*_r}{c_1^2}$	0,0602
4. Некоторые производные параметры АД в физических единицах		
4.1. Номинальный фазный ток, А	$I_{ф\,ном} = \frac{P_{ном}}{\sqrt{3}U_{ф\,ном}\eta\cos\varphi}$	5,64
4.2. Угловая частота поля статора (номинальная), 1/с	$\omega_{0\,ном} = \frac{2\pi f_{ном}}{p_п}$	104,72
4.3. Номинальная угловая частота вращения ротора, 1/с	$\omega_{ном} = \omega_{0ном}\cdot(1 - s_{ном})$	99,48
4.4. Электрическая частота поля статора (номинальная), 1/с	$\omega_{0\,эл\,ном} = 2\pi f_{ном}$	314,16
4.5. Номинальная электрическая угловая частота ротора, 1/с	$\omega_{эл\,ном} = \omega_{0\,эл\,ном}\cdot \cdot(1 - s_{ном})$	298,45
4.6. Номинальный электромагнитный момент, Н·м	$M_{ном} = \frac{P_{ном}}{\omega_{ном}}$	22,11

Таблица П1.1 (продолжение)

5. Базовые величины		
5.1. Базовое значение для напряжений, В	$U_{б} = \sqrt{2} \cdot U_{ф\,ном}$	311,12
5.2. Базовое значение для токов, А	$I_{б} = \sqrt{2} \cdot I_{ф\,ном}$	7,97
5.3. Базовое значение для угловых частот, 1/с	$\Omega_{б} = 2\pi \cdot f_{ном}$	314,16
5.4. Базовое значение для электрических углов, рад	$\Theta_{б} = 2\pi$	6,283
5.5. Базовое значение для сопротивлений, Ом	$Z_{б} = \frac{U_{б}}{I_{б}}$	39,026
5.6. Базовое значение для потокосцеплений, Вб	$\Psi_{б} = \frac{U_{б}}{\Omega_{б}}$	0,9903
5.7. Базовое значение для индуктивностей, Гн	$L_{б} = \frac{\Psi_{б}}{I_{б}}$	0,1242
5.8. Базовое значение для мощностей, Вт	$P_{б} = \frac{3}{2} \cdot U_{б} \cdot I_{б}$	3720,6
5.9. Базовое значение для механических угловых скоростей, 1/с	$\Omega_{б\,мех} = \frac{\Omega_{б}}{p_{п}}$	104,72
5.10. Базовое значение для моментов, Н·м	$M_{б} = \frac{P_{б}}{\Omega_{б\,мех}}$	35,53
5.11. Базовое значение для времени	$T_{б} = \frac{1}{\Omega_{б}}$	0,0032
5.12. Базовое значение для моментов инерции, кг·м^2	$J_{б} = \frac{M_{б} \cdot p_{п}}{\Omega_{б}^2}$	0,00108
6. Дополнительные параметры АД в о.е.		
6.1. Полное индуктивное сопротивление фазы статора	$x_s^* = x_{s\sigma}^* + x_m^*$	2,0043
6.2. Полное индуктивное сопротивление фазы ротора	$x_r^* = x_{r\sigma}^* + x_m^*$	2,0887

Таблица П1.1 (продолжение)

6.3. Индуктивность рассеяния фазы статора	$L^*_{s\sigma} = x^*_{s\sigma}$	0,1043
6.4. Индуктивность рассеяния фазы ротора	$L^*_{r\sigma} = x^*_{r\sigma}$	0,1887
6.5. Индуктивность намагничивания	$L^*_m = x^*_m$	1,9000
6.6. Полная индуктивность фазы статора	$L^*_s = L^*_{s\sigma} + L^*_m$	2,0043
6.7. Полная индуктивность фазы ротора	$L^*_r = L^*_{r\sigma} + L^*_m$	2,0887
6.8. Момент инерции ротора	$J^* = \frac{J_{дв}}{J_б}$	12,04
7. Дополнительные безразмерные параметры АД		
7.1. Общий коэффициент рассеяния	$\sigma = 1 - \frac{L^{*2}_m}{L^*_s L^*_r}$	0,1377
7.2. Коэффициент рассеяния статора	$\sigma_s = \frac{L^*_{s\sigma}}{L^*_s}$	0,0549
7.3. Коэффициент рассеяния ротора	$\sigma_r = \frac{L^*_{r\sigma}}{L^*_r}$	0,0993
7.4. Безразмерная постоянная времени статора	$\chi_s = \frac{L^*_s}{R^*_s}$	23,492
7.5. Безразмерная постоянная времени ротора	$\chi_r = \frac{L^*_r}{R^*_r}$	34,6907
8. Дополнительные параметры привода		
8.1. Кратность суммарного момента инерции	k_J	4
8.2. Момент сопротивления на валу двигателя (реактивный) - в о.е.	μ_c	0
9. Параметры ПЧ		
9.1. Частота ШИМ, Гц	f_{PWM}	5000

Таблица П1.1 (продолжение)

9.2. Период ШИМ, с	T_{PWM}	$200 \cdot 10^{-6}$
9.3. Относительное значение периода ШИМ	τ_{PWM}	0,0628
10. Коэффициенты модели двигателя		
10.1. K_{M1}	$K_{M1} = \frac{1}{\chi_r}$	0,0288
10.2. K_{M2}	$K_{M2} = L_r^*$	2,0887
10.3. K_{M3}	$K_{M3} = \frac{1}{L_m^*}$	0,5263
10.4. K_{M4}	$K_{M4} = \frac{1}{\Theta_б}$	0,1592
11. Коэффициенты блока компенсации ЭДС		
11.1. $K_{11\,corr\,EMF}$	$K_{11\,corr\,EMF} = = \frac{1}{\chi_r} \cdot \frac{L_m^{*2}}{L_r^*}$	0,0498
11.2. $K_{12\,corr\,EMF} = K_{22\,corr\,EMF}$	$K_{12\,corr\,EMF} = = K_{22\,corr\,EMF} = = \sigma \cdot L_s^*$	0,2759
11.3. $K_{21\,corr\,EMF}$	$K_{21\,corr\,EMF} = \frac{L_m^{*2}}{L_r^*}$	1,7283
12. Параметры регуляторов		
12.1. Коэффициент настройки контура тока X	a_{ix}	2
12.2. Коэффициент настройки контура тока Y	a_{iy}	2
12.3. Коэффициент настройки контура потока	$a_{i\mu}$	2

Таблица П1.1 (продолжение)

12.4. Коэффициент настройки контура скорости	a_{ω}	2
12.5. Некомпенсируемая постоянная времени контура в периодах ШИМ	$\chi_{\mu} = 1{,}67 \cdot \tau_{\text{ШИМ}}$	0,1049
12.6. Пропорциональный коэффициент регулятора тока X при отсутствии блока компенсации ЭДС	$K_{\text{Пix}} = \frac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{ix} \cdot \chi_{\mu}}$	1,3149
12.7. Интегральный коэффициент регулятора тока X при отсутствии блока компенсации ЭДС	$K_{\text{Иix}} = \frac{R_s^* + \frac{L_m^{*2}}{L_r^*} \cdot \frac{1}{\chi_r}}{a_{ix} \cdot \chi_{\mu}}$	0,6440
12.7а. Интегральный коэффициент регулятора тока X при наличии блока компенсации ЭДС	$K_{\text{Иix}} = \frac{R_s^*}{a_{ix} \cdot \chi_{\mu}}$	0,4065
12.8. Пропорциональный коэффициент регулятора тока Y	$K_{\text{Пiy}} = \frac{R_s^* \cdot \sigma \cdot \chi_s}{a_{iy} \cdot \chi_{\mu}}$	1,3149
12.9. Интегральный коэффициент регулятора тока Y	$K_{\text{Иiy}} = \frac{R_s^*}{a_{iy} \cdot \chi_{\mu}}$	0,4065
12.10. Пропорциональный коэффициент регулятора тока намагничивания ротора	$K_{\text{Пi}\mu} = \frac{\chi_r}{a_{i\mu} a_{ix} \chi_{\mu}}$	82,65
12.11. Интегральный коэффициент регулятора тока намагничивания ротора	$K_{\text{Иi}\mu} = \frac{1}{a_{i\mu} a_{ix} \chi_{\mu}}$	2,3826
12.12. Пропорциональный коэффициент регулятора скорости	$K_{\text{П}\omega} = \frac{k_j \cdot J^*}{a_{\omega} a_{iy} \chi_{\mu}}$	114,7
12.13. Интегральный коэффициент регулятора скорости	$K_{\text{И}\omega} = 0$	0
13. Дискретные коэффициенты в интегральных звеньях		
13.1. $K_{\text{М 1д}}$	$K_{\text{М 1д}} = K_{\text{М 1}} \cdot \tau_{\text{ШИМ}}$	0,0018

Таблица П1.1 (продолжение)

13.2. $K_{М\ 41д}$	$K_{М\ 4д} = K_{М\ 4} \cdot \tau_{ШИМ}$	0,0100
13.3. Дискретный интегральный коэффициент регулятора тока X (при отсутствии блока компенсации ЭДС)	$K_{М\ 4д} = K_{М\ 4} \cdot \tau_{ШИМ}$	0,0405
13.3а. Дискретный интегральный коэффициент регулятора тока X (при наличии блока компенсации ЭДС)	$K_{Иix\ д} = K_{Иix} \cdot \tau_{ШИМ}$	0,0255
13.4. Дискретный интегральный коэффициент регулятора тока Y	$K_{Иiy\ д} = K_{Иiy} \cdot \tau_{ШИМ}$	0,0255
13.5. Дискретный интегральный коэффициент регулятора тока намагничивания ротора	$K_{Иiμ\ д} = K_{Иiμ} \cdot \tau_{ШИМ}$	0,1497

Приложение 2. Сводная таблица расчета параметров двигателей и СВУ для АД серии 4А

Таблица П2.1

Тип двигателя	Основные параметры двигателя							Параметры Г-обр. схемы замещения в о.е.							
	$P_{2\,ном}$, кВт	n_0, об/мин	КПД, %	cos φ	$U_{ф\,ном}$, В	$I_{ф\,ном}$, А	$J_р$, кг·м^2	x_m	Номинальные				В режиме к.з.		
									R_1'	x_1'	R_2''	x_2''	$R_{2п}''$	$R_{кп}''$	$x_{кп}''$
4AA56B2У3	0.25	3000	68.0	0.77	220	0.72	0.00047	2.40	0.16	0.05	0.11	0.08	0.11	0.27	0.12
4AA63B2У3	0,55	3000	73,0	0,86	220	1,33	0,00090	2,50	0,13	0,05	0,10	0,08	0,10	0,23	0,12
4A71B2У3	1,1	3000	77,5	0,87	220	2,47	0,00110	2,80	0,13	0,05	0,07	0,08	0,07	0,20	0,11
4A80B2У3	2,2	3000	83,0	0,87	220	4,62	0,00210	2,70	0,08	0,05	0,05	0,09	0,05	0,13	0,10
4A100L2У3	5,5	3000	87,5	0,91	220	10,47	0,00750	3,80	0,05	0,05	0,04	0,11	0,04	0,09	0,10
4A132M4У3	11	3000	88,0	0,90	220	21,04	0,02300	4,20	0,04	0,06	0,03	0,12	0,03	0,07	0,12
4A180S2У3	22	3000	88,5	0,91	220	41,39	0,07000	3,60	0,04	0,09	0,02	0,11	0,03	0,07	0,15
4A200L2У3	45	3000	91,0	0,90	220	83,25	0,17000	4,90	0,03	0,09	0,02	0,13	0,03	0,06	0,15
4A250M2У3	90	3000	92,0	0,90	220	164,69	0,52000	5,20	0,02	0,08	0,02	0,13	0,03	0,05	0,16
4A315S2У3	160	3000	92,0	0,90	380	169,51	1,40000	5,00	0,02	0,09	0,01	0,12	0,03	0,04	0,16
4AA63A4У3	0,25	1500	68,0	0,65	220	0,86	0,00120	1,40	0,15	0,08	0,14	0,17	0,14	0,29	0,25
4A71A4У3	0,55	1500	70,5	0,70	220	1,69	0,00130	1,60	0,13	0,09	0,11	0,20	0,11	0,24	0,23
4A80A4У3	1,1	1500	75,0	0,81	220	2,74	0,00320	1,70	0,12	0,08	0,07	0,12	0,07	0,20	0,14
4A90L4У3	2,2	1500	80,0	0,83	220	5,02	0,00560	2,10	0,10	0,08	0,06	0,13	0,06	0,16	0,14
4A112M4У3	5,5	1500	85,5	0,85	220	11,47	0,01700	2,80	0,06	0,08	0,04	0,13	0,05	0,11	0,14
4A132M4У3	11	1500	87,5	0,87	220	21,89	0,04000	3,20	0,04	0,09	0,03	0,13	0,04	0,08	0,15
4A180S4У3	22	1500	90,0	0,90	220	41,15	0,19000	4,00	0,04	0,08	0,02	0,12	0,03	0,08	0,15
4A200L4У3	45	1500	92,0	0,90	220	82,35	0,45000	4,60	0,03	0,08	0,02	0,14	0,03	0,07	0,16
4A250M4У3	90	1500	93,0	0,91	220	161,13	1,00000	5,00	0,02	0,09	0,01	0,12	0,03	0,05	0,15
4A315S4У3	160	1500	93,5	0,91	380	164,95	3,10000	4,60	0,02	0,11	0,02	0,15	0,05	0,06	0,19
4AA63B6У3	0,25	1000	59,0	0,62	220	1,04	0,00220	1,40	0,18	0,13	0,21	0,19	0,21	0,40	0,28
4AA71B6У3	0,55	1000	67,5	0,71	220	1,74	0,00200	1,40	0,16	0,11	0,15	0,17	0,15	0,31	0,24
4A80B6У3	1,1	1000	74,0	0,74	220	3,04	0,00460	1,60	0,12	0,11	0,11	0,19	0,11	0,23	0,24
4A100L6У3	2,2	1000	81,0	0,73	220	5,64	0,01300	1,90	0,09	0,11	0,07	0,21	0,07	0,16	0,22
4A132S6У3	5,5	1000	85,0	0,80	220	12,25	0,04000	1,90	0,07	0,07	0,04	0,11	0,05	0,12	0,14
4A160S6У3	11	1000	86,0	0,86	220	22,53	0,14000	3,00	0,07	0,11	0,03	0,15	0,05	0,12	0,18
4A200M6У3	22	1000	90,0	0,90	220	41,15	0,40000	4,10	0,05	0,11	0,02	0,14	0,04	0,09	0,17
4A250S6У3	45	1000	91,5	0,89	220	83,73	1,20000	3,80	0,04	0,09	0,02	0,14	0,03	0,07	0,16
4A280M6У3	90	1000	92,5	0,89	220	165,64	3,40000	3,50	0,03	0,11	0,02	0,12	0,04	0,07	0,19
4A355S6У3	160	1000	93,5	0,90	380	166,79	7,30000	3,80	0,02	0,10	0,02	0,14	0,04	0,06	0,17
4A71B8У3	0,25	750	56,0	0,65	220	1,04	0,00190	1,20	0,22	0,18	0,23	0,28	0,23	0,45	0,43
4A80B8У3	0,55	750	64,0	0,65	220	2,00	0,00410	1,30	0,17	0,16	0,15	0,29	0,16	0,33	0,38
4A90LB8У3	1,1	750	70,0	0,68	220	3,50	0,00860	1,40	0,13	0,15	0,11	0,30	0,12	0,24	0,35
4A112MA8У3	2,2	750	76,5	0,71	220	6,14	0,01700	1,50	0,09	0,11	0,08	0,17	0,09	0,19	0,22
4A132M8У3	5,5	750	83,0	0,74	220	13,57	0,05700	1,80	0,07	0,11	0,06	0,19	0,07	0,14	0,23
4A160M8У3	11	750	87,0	0,75	220	25,54	0,18000	2,00	0,07	0,13	0,03	0,18	0,05	0,12	0,19
4A200L8У3	22	750	88,5	0,84	220	44,84	0,45000	3,10	0,06	0,14	0,03	0,18	0,06	0,12	0,21
4A250M8У3	45	750	91,0	0,84	220	89,20	1,40000	2,60	0,04	0,10	0,02	0,17	0,04	0,08	0,18
4A315S8У3	90	750	93,0	0,85	220	172,50	4,90000	2,60	0,02	0,11	0,02	0,13	0,04	0,07	0,18
4A355M8У3	160	750	93,5	0,85	380	176,60	10,00000	3,00	0,02	0,12	0,02	0,16	0,05	0,07	0,20

Таблица П2.1 (продолжение)

Тип двигателя	R_1 (20°), Ом	Механическая характеристика					$M_{ном}$, Н·м	Параметры Т-обр. схемы замещ-я в о.е.					$Z_б$, Ом	$R_{1\ расч}$, Ом
		$m_п$	$m_м$	$m_к$	$s_н$, %	$s_к$, %		x_s	C_1	R_s	x_r'	R_r'		
4АА56В2У3	38,70	2,00	1,50	2,20	7,50	51,00	0,86	0,052	1,022	0,157	0,076	0,105	304,11	47,63
4АА63В2У3	16,60	2,00	1,50	2,20	8,50	54,50	1,91	0,048	1,019	0,128	0,080	0,092	165,74	21,14
4А71В2У3	8,35	2,00	1,50	2,20	6,30	39,00	3,74	0,053	1,019	0,128	0,081	0,066	89,00	11,36
4А80В2У3	2,59	2,10	1,40	2,60	4,30	38,00	7,32	0,049	1,018	0,075	0,084	0,047	47,66	3,56
4А100L2У3	0,81	2,00	1,60	2,50	3,40	29,00	18,12	0,053	1,014	0,049	0,107	0,035	21,02	1,04
4А132М4У3	0,34	1,70	1,50	2,80	2,30	19,00	35,84	0,060	1,014	0,039	0,117	0,024	10,45	0,41
4А180S2У3	0,15	1,40	1,10	2,50	1,90	12,50	71,38	0,089	1,025	0,038	0,105	0,019	5,32	0,20
4А200L2У3	0,05	1,40	1,00	2,50	1,80	11,50	145,87	0,086	1,018	0,027	0,126	0,019	2,64	0,07
4А250М2У3	0,02	1,20	1,00	2,50	1,40	10,00	290,55	0,077	1,015	0,020	0,126	0,016	1,34	0,03
4А315S2У3	0,02	1,00	0,90	1,90	1,90	8,50	519,16	0,091	1,018	0,015	0,116	0,012	2,24	0,03
4АА63А4У3	29,00	2,00	1,50	2,20	8,00	48,00	1,73	0,078	1,055	0,142	0,153	0,126	256,71	36,48
4А71А4У3	12,30	2,00	1,80	2,20	7,30	39,00	3,78	0,082	1,051	0,124	0,181	0,100	130,28	16,11
4А80А4У3	7,15	2,00	1,60	2,20	5,40	34,00	7,40	0,075	1,044	0,115	0,110	0,062	80,19	9,22
4А90L4У3	3,11	2,10	1,60	2,40	5,10	33,00	14,76	0,073	1,035	0,095	0,121	0,056	43,82	4,15
4А112М4У3	1,00	2,00	1,60	2,20	3,60	25,00	36,32	0,076	1,027	0,062	0,123	0,039	19,19	1,20
4А132М4У3	0,35	2,20	1,70	3,00	2,80	19,50	72,05	0,083	1,026	0,042	0,124	0,030	10,05	0,42
4А180S4У3	0,16	1,40	1,00	2,30	2,00	14,00	142,91	0,078	1,020	0,040	0,115	0,020	5,35	0,21
4А200L4У3	0,07	1,40	1,00	2,50	1,60	10,00	291,14	0,081	1,018	0,033	0,135	0,016	2,67	0,09
4А250М4У3	0,02	1,20	1,00	2,30	1,20	9,50	579,92	0,091	1,018	0,024	0,116	0,014	1,37	0,03
4А315S4У3	0,03	1,30	0,90	2,20	1,40	6,50	1033,06	0,105	1,023	0,018	0,143	0,016	2,30	0,04
4АА63В6У3	30,00	2,20	1,50	2,20	10,80	62,50	2,68	0,120	1,086	0,166	0,161	0,178	212,46	35,23
4АА71В6У3	14,40	2,00	1,80	2,20	10,00	49,00	5,84	0,102	1,073	0,149	0,148	0,130	126,52	18,86
4А80В6У3	6,26	2,00	1,60	2,20	8,00	38,00	11,42	0,103	1,065	0,113	0,168	0,097	72,28	8,15
4А100L6У3	2,55	2,00	1,60	2,20	5,10	25,50	22,14	0,104	1,055	0,085	0,189	0,060	39,03	3,33
4А132S6У3	0,98	2,00	1,80	2,50	3,30	36,00	54,31	0,069	1,037	0,065	0,102	0,038	17,95	1,16
4А160S6У3	0,50	1,20	1,00	2,00	2,70	15,00	107,96	0,106	1,035	0,071	0,140	0,028	9,76	0,69
4А200М6У3	0,19	1,30	1,00	2,40	2,30	13,50	215,03	0,107	1,026	0,049	0,133	0,023	5,35	0,26
4А250S6У3	0,07	1,20	1,00	2,10	1,40	9,00	435,82	0,088	1,023	0,036	0,134	0,014	2,63	0,10
4А280М6У3	0,03	1,20	1,00	2,20	1,80	8,30	875,19	0,107	1,030	0,029	0,113	0,018	1,33	0,04
4А355S6У3	0,03	1,40	0,90	2,20	1,40	6,50	1549,58	0,097	1,026	0,019	0,133	0,014	2,28	0,04
4А71В8У3	35,60	1,60	1,40	1,70	12,70	45,00	3,65	0,159	1,132	0,194	0,218	0,179	211,41	41,07
4А80В8У3	13,40	1,60	1,20	1,70	9,00	34,00	7,70	0,144	1,111	0,153	0,235	0,122	109,82	16,81
4А90LВ8У3	5,74	1,60	1,40	1,90	7,00	27,00	15,06	0,137	1,098	0,118	0,249	0,091	62,83	7,44
4А112МА8У3	2,73	1,90	1,50	2,20	6,00	23,00	29,80	0,103	1,069	0,087	0,149	0,073	35,85	3,12
4А132М8У3	0,92	1,90	1,70	2,60	4,10	25,00	73,02	0,104	1,058	0,066	0,170	0,055	16,21	1,07
4А160М8У3	0,43	1,40	1,00	2,20	2,50	15,00	143,65	0,122	1,061	0,062	0,160	0,028	8,61	0,54
4А200L8У3	0,20	1,20	1,10	2,00	2,70	13,00	287,89	0,134	1,043	0,059	0,165	0,027	4,91	0,29
4А250М8У3	0,07	1,20	1,00	2,00	1,40	9,00	581,09	0,095	1,037	0,036	0,158	0,015	2,47	0,09
4А315S8У3	0,02	1,20	0,90	2,30	1,50	7,00	1163,37	0,106	1,041	0,022	0,120	0,018	1,28	0,03
4А355М8У3	0,03	1,20	0,90	2,20	1,30	5,50	2064,02	0,116	1,039	0,019	0,148	0,016	2,15	0,04

Таблица П2.1 (продолжение)

Тип двигателя	$L_б$, Гн	$P_б$, Вт	$\Omega_{мех\,б}$, рад/с	$M_б$, Н·м	$\Theta_б$, рад	$J_б$, кг·м^2	J	L_s	L_r	σ	χ_s	χ_r
4AA56B2У3	0,97	477,46	314,16	1,52	6,28	0,00002	30,52	2,45	2,48	0,0511	15,66	23,49
4AA63B2У3	0,53	876,08	314,16	2,79	6,28	0,00003	31,85	2,55	2,58	0,0493	19,98	27,92
4A71B2У3	0,28	1631,44	314,16	5,19	6,28	0,00005	20,91	2,85	2,88	0,0461	22,36	43,35
4A80B2У3	0,15	3046,67	314,16	9,70	6,28	0,00010	21,37	2,75	2,78	0,0475	36,83	58,90
4A100L2У3	0,07	6907,38	314,16	21,99	6,28	0,00022	33,67	3,85	3,91	0,0408	78,15	111,59
4A132M4У3	0,03	13888,89	314,16	44,21	6,28	0,00045	51,35	4,26	4,32	0,0408	108,03	177,65
4A180S2У3	0,02	27317,32	314,16	86,95	6,28	0,00088	79,45	3,69	3,70	0,0517	96,92	194,49
4A200L2У3	0,01	54945,05	314,16	174,90	6,28	0,00177	95,93	4,99	5,03	0,0419	187,94	260,22
4A250M2У3	0,00	108695,65	314,16	345,99	6,28	0,00351	148,33	5,28	5,33	0,0379	267,74	342,80
4A315S2У3	0,01	193236,71	314,16	615,09	6,28	0,00623	224,64	5,09	5,12	0,0402	345,62	442,03
4AA63A4У3	0,82	565,61	157,08	3,60	6,28	0,00007	16,45	1,48	1,55	0,1457	10,40	12,35
4A71A4У3	0,41	1114,49	157,08	7,10	6,28	0,00014	9,04	1,68	1,78	0,1453	13,60	17,89
4A80A4У3	0,26	1810,70	157,08	11,53	6,28	0,00023	13,70	1,77	1,81	0,1004	15,44	29,01
4A90L4У3	0,14	3313,25	157,08	21,09	6,28	0,00043	13,10	2,17	2,22	0,0866	22,95	39,66
4A112M4У3	0,06	7567,94	157,08	48,18	6,28	0,00098	17,41	2,88	2,92	0,0674	46,16	75,22
4A132M4У3	0,03	14449,92	157,08	91,99	6,28	0,00186	21,46	3,28	3,32	0,0615	78,32	109,31
4A180S4У3	0,02	27160,49	157,08	172,91	6,28	0,00350	54,23	4,08	4,12	0,0467	101,43	203,74
4A200L4У3	0,01	54347,83	157,08	345,99	6,28	0,00701	64,18	4,68	4,74	0,0453	140,08	288,39
4A250M4У3	0,00	106345,27	157,08	677,02	6,28	0,01372	72,89	5,09	5,12	0,0402	216,01	378,88
4A315S4У3	0,01	188047,25	157,08	1197,15	6,28	0,02426	127,79	4,70	4,74	0,0518	267,31	291,86
4AA63B6У3	0,68	683,43	104,72	6,53	6,28	0,00020	11,09	1,52	1,56	0,1739	9,17	8,76
4AA71B6У3	0,40	1147,63	104,72	10,96	6,28	0,00033	6,00	1,50	1,55	0,1571	10,08	11,88
4A80B6У3	0,23	2008,77	104,72	19,18	6,28	0,00058	7,89	1,70	1,77	0,1498	15,11	18,21
4A100L6У3	0,12	3720,62	104,72	35,53	6,28	0,00108	12,04	2,00	2,09	0,1377	23,49	34,69
4A132S6У3	0,06	8088,24	104,72	77,24	6,28	0,00235	17,04	1,97	2,00	0,0846	30,47	52,47
4A160S6У3	0,03	14872,90	104,72	142,03	6,28	0,00432	32,43	3,11	3,14	0,0772	44,06	112,21
4A200M6У3	0,02	27160,49	104,72	259,36	6,28	0,00788	50,74	4,21	4,23	0,0561	86,34	185,72
4A250S6У3	0,01	55258,80	104,72	527,68	6,28	0,01604	74,81	3,89	3,93	0,0559	107,51	274,53
4A280M6У3	0,00	109322,81	104,72	1043,96	6,28	0,03173	107,15	3,61	3,61	0,0599	123,89	201,93
4A355S6У3	0,01	190136,66	104,72	1815,67	6,28	0,05519	132,27	3,90	3,93	0,0580	199,87	275,83
4A71B8У3	0,67	686,81	78,54	8,74	6,28	0,00035	5,36	1,36	1,42	0,2529	7,00	7,91
4A80B8У3	0,35	1322,12	78,54	16,83	6,28	0,00068	6,01	1,44	1,54	0,2376	9,44	12,63
4A90LB8У3	0,20	2310,92	78,54	29,42	6,28	0,00119	7,21	1,54	1,65	0,2265	12,97	18,06
4A112MA8У3	0,11	4050,45	78,54	51,57	6,28	0,00209	8,13	1,60	1,65	0,1487	18,42	22,69
4A132M8У3	0,05	8954,74	78,54	114,02	6,28	0,00462	12,34	1,90	1,97	0,1361	28,77	36,13
4A160M8У3	0,03	16858,24	78,54	214,65	6,28	0,00870	20,69	2,12	2,16	0,1274	34,13	78,47
4A200L8У3	0,02	29593,76	78,54	376,80	6,28	0,01527	29,47	3,23	3,27	0,0900	54,42	122,56
4A250M8У3	0,01	58869,70	78,54	749,55	6,28	0,03038	46,09	2,70	2,76	0,0907	75,53	185,28
4A315S8У3	0,00	113851,99	78,54	1449,61	6,28	0,05875	83,40	2,71	2,72	0,0815	122,42	155,04
4A355M8У3	0,01	201321,17	78,54	2563,30	6,28	0,10389	96,26	3,12	3,15	0,0825	161,78	199,74

Таблица П2.1 (продолжение)

Тип двигателя	Коэффициенты модели АД							Инвертор		Интеграторы	
	$1/\chi_r$	$1/\Theta_б$	$L_m^2/(L_r \cdot \chi_r)$	$L_s \cdot \sigma$	L_m^2/L_r	$1/L_m$	L_r/L_m^2	$f_{шим}$, кГц	$\tau_{шим}$	$k_{iц}$ ($K_{м1д}$)	k_Θ ($K_{м2д}$)
4AA56B2У3	0,043	0,159	0,099	0,125	2,327	0,417	0,430	5	0,0628	0,00267	0,01
4AA63B2У3	0,036	0,159	0,087	0,125	2,423	0,400	0,413	5	0,0628	0,00225	0,01
4A71B2У3	0,023	0,159	0,063	0,132	2,721	0,357	0,367	5	0,0628	0,00145	0,01
4A80B2У3	0,017	0,159	0,044	0,130	2,619	0,370	0,382	5	0,0628	0,00107	0,01
4A100L2У3	0,009	0,159	0,033	0,157	3,696	0,263	0,271	5	0,0628	0,00056	0,01
4A132M4У3	0,006	0,159	0,023	0,174	4,087	0,238	0,245	5	0,0628	0,00035	0,01
4A180S2У3	0,005	0,159	0,018	0,191	3,498	0,278	0,286	5	0,0628	0,00032	0,01
4A200L2У3	0,004	0,159	0,018	0,209	4,778	0,204	0,209	5	0,0628	0,00024	0,01
4A250M2У3	0,003	0,159	0,015	0,200	5,077	0,192	0,197	5	0,0628	0,00018	0,01
4A315S2У3	0,002	0,159	0,011	0,204	4,887	0,200	0,205	5	0,0628	0,00014	0,01
4AA63A4У3	0,081	0,159	0,102	0,215	1,262	0,714	0,792	5	0,0628	0,00509	0,01
4A71A4У3	0,056	0,159	0,080	0,244	1,437	0,625	0,696	5	0,0628	0,00351	0,01
4A80A4У3	0,034	0,159	0,055	0,178	1,597	0,588	0,626	5	0,0628	0,00217	0,01
4A90L4У3	0,025	0,159	0,050	0,188	1,985	0,476	0,504	5	0,0628	0,00158	0,01
4A112M4У3	0,013	0,159	0,036	0,194	2,682	0,357	0,373	5	0,0628	0,00084	0,01
4A132M4У3	0,009	0,159	0,028	0,202	3,081	0,313	0,325	5	0,0628	0,00057	0,01
4A180S4У3	0,005	0,159	0,019	0,191	3,888	0,250	0,257	5	0,0628	0,00031	0,01
4A200L4У3	0,003	0,159	0,015	0,212	4,469	0,217	0,224	5	0,0628	0,00022	0,01
4A250M4У3	0,003	0,159	0,013	0,204	4,887	0,200	0,205	5	0,0628	0,00017	0,01
4A315S4У3	0,003	0,159	0,015	0,244	4,461	0,217	0,224	5	0,0628	0,00022	0,01
4AA63B6У3	0,114	0,159	0,143	0,264	1,255	0,714	0,797	5	0,0628	0,00717	0,01
4AA71B6У3	0,084	0,159	0,107	0,236	1,266	0,714	0,790	5	0,0628	0,00529	0,01
4A80B6У3	0,055	0,159	0,080	0,255	1,448	0,625	0,690	5	0,0628	0,00345	0,01
4A100L6У3	0,029	0,159	0,050	0,276	1,728	0,526	0,579	5	0,0628	0,00181	0,01
4A132S6У3	0,019	0,159	0,034	0,167	1,803	0,526	0,555	5	0,0628	0,00120	0,01
4A160S6У3	0,009	0,159	0,026	0,240	2,866	0,333	0,349	5	0,0628	0,00056	0,01
4A200M6У3	0,005	0,159	0,021	0,236	3,971	0,244	0,252	5	0,0628	0,00034	0,01
4A250S6У3	0,004	0,159	0,013	0,217	3,671	0,263	0,272	5	0,0628	0,00023	0,01
4A280M6У3	0,005	0,159	0,017	0,216	3,391	0,286	0,295	5	0,0628	0,00031	0,01
4A355S6У3	0,004	0,159	0,013	0,226	3,671	0,263	0,272	5	0,0628	0,00023	0,01
4A71B8У3	0,126	0,159	0,128	0,344	1,015	0,833	0,985	5	0,0628	0,00794	0,01
4A80B8У3	0,079	0,159	0,087	0,343	1,101	0,769	0,908	5	0,0628	0,00498	0,01
4A90LB8У3	0,055	0,159	0,066	0,348	1,189	0,714	0,841	5	0,0628	0,00348	0,01
4A112MA8У3	0,044	0,159	0,060	0,238	1,365	0,667	0,733	5	0,0628	0,00277	0,01
4A132M8У3	0,028	0,159	0,046	0,259	1,645	0,556	0,608	5	0,0628	0,00174	0,01
4A160M8У3	0,013	0,159	0,024	0,270	1,852	0,500	0,540	5	0,0628	0,00080	0,01
4A200L8У3	0,008	0,159	0,024	0,291	2,943	0,323	0,340	5	0,0628	0,00051	0,01
4A250M8У3	0,005	0,159	0,013	0,245	2,451	0,385	0,408	5	0,0628	0,00034	0,01
4A315S8У3	0,006	0,159	0,016	0,220	2,485	0,385	0,402	5	0,0628	0,00041	0,01
4A355M8У3	0,005	0,159	0,014	0,257	2,859	0,333	0,350	5	0,0628	0,00031	0,01

Таблица П2.1 (продолжение)

Тип двигателя	N	χ_μ	Регуляторы токов по оси "x"					
			a_{ix}	$K_{п\,ix}$	$K_{и\,ix}$	$K_{и\,ix\,д}$	$K_{и\,ix}$	$K_{и\,ix\,д}$
4AA56B2У3	1,67	0,105	2	0,597	0,746	0,047	1,218	0,077
4AA63B2У3	1,67	0,105	2	0,598	0,608	0,038	1,021	0,064
4A71B2У3	1,67	0,105	2	0,627	0,608	0,038	0,907	0,057
4A80B2У3	1,67	0,105	2	0,622	0,356	0,022	0,568	0,036
4A100L2У3	1,67	0,105	2	0,750	0,235	0,015	0,393	0,025
4A132M4У3	1,67	0,105	2	0,827	0,188	0,012	0,298	0,019
4A180S2У3	1,67	0,105	2	0,908	0,181	0,011	0,267	0,017
4A200L2У3	1,67	0,105	2	0,995	0,126	0,008	0,214	0,013
4A250M2У3	1,67	0,105	2	0,954	0,094	0,006	0,164	0,010
4A315S2У3	1,67	0,105	2	0,974	0,070	0,004	0,123	0,008
4AA63A4У3	1,67	0,105	2	1,026	0,677	0,043	1,164	0,073
4A71A4У3	1,67	0,105	2	1,165	0,589	0,037	0,972	0,061
4A80A4У3	1,67	0,105	2	0,849	0,548	0,034	0,810	0,051
4A90L4У3	1,67	0,105	2	0,897	0,451	0,028	0,690	0,043
4A112M4У3	1,67	0,105	2	0,924	0,297	0,019	0,467	0,029
4A132M4У3	1,67	0,105	2	0,962	0,200	0,013	0,334	0,021
4A180S4У3	1,67	0,105	2	0,908	0,192	0,012	0,283	0,018
4A200L4У3	1,67	0,105	2	1,010	0,159	0,010	0,233	0,015
4A250M4У3	1,67	0,105	2	0,974	0,112	0,007	0,174	0,011
4A315S4У3	1,67	0,105	2	1,161	0,084	0,005	0,157	0,010
4AA63B6У3	1,67	0,105	2	1,260	0,790	0,050	1,473	0,093
4AA71B6У3	1,67	0,105	2	1,125	0,710	0,045	1,218	0,077
4A80B6У3	1,67	0,105	2	1,215	0,537	0,034	0,916	0,058
4A100L6У3	1,67	0,105	2	1,315	0,407	0,026	0,644	0,040
4A132S6У3	1,67	0,105	2	0,794	0,308	0,019	0,472	0,030
4A160S6У3	1,67	0,105	2	1,143	0,336	0,021	0,458	0,029
4A200M6У3	1,67	0,105	2	1,124	0,232	0,015	0,334	0,021
4A250S6У3	1,67	0,105	2	1,035	0,172	0,011	0,236	0,015
4A280M6У3	1,67	0,105	2	1,030	0,139	0,009	0,219	0,014
4A355S6У3	1,67	0,105	2	1,077	0,093	0,006	0,156	0,010
4A71B8У3	1,67	0,105	2	1,638	0,926	0,058	1,537	0,097
4A80B8У3	1,67	0,105	2	1,635	0,729	0,046	1,145	0,072
4A90LB8У3	1,67	0,105	2	1,659	0,564	0,035	0,878	0,055
4A112MA8У3	1,67	0,105	2	1,136	0,415	0,026	0,701	0,044
4A132M8У3	1,67	0,105	2	1,235	0,315	0,020	0,532	0,033
4A160M8У3	1,67	0,105	2	1,289	0,296	0,019	0,409	0,026
4A200L8У3	1,67	0,105	2	1,388	0,283	0,018	0,398	0,025
4A250M8У3	1,67	0,105	2	1,166	0,170	0,011	0,233	0,015
4A315S8У3	1,67	0,105	2	1,050	0,105	0,007	0,182	0,011
4A355M8У3	1,67	0,105	2	1,224	0,092	0,006	0,160	0,010

Таблица П2.1 (продолжение)

Тип двига-теля	Регуляторы токов по оси "у"				Регулятор тока намагничивания				Регулятор скорости		
	a_{iy}	$K_{п\,iy}$	$K_{и\,ix}$	$K_{и\,ix\,д}$	$a_{i\mu}$	$K_{п\,i\mu}$	$K_{и\,i\mu}$	$K_{и\,i\mu\,д}$	k_j	a_ω	$K_{п\,\omega}$
4АА56В2У3	2	0,597	0,746	0,047	2	55,97	2,38	0,15	4	2	290,88
4АА63В2У3	2	0,598	0,608	0,038	2	66,52	2,38	0,15	4	2	303,57
4А71В2У3	2	0,627	0,608	0,038	2	103,28	2,38	0,15	4	2	199,24
4А80В2У3	2	0,622	0,356	0,022	2	140,33	2,38	0,15	4	2	203,68
4А100L2У3	2	0,750	0,235	0,015	2	265,87	2,38	0,15	4	2	320,85
4А132М4У3	2	0,827	0,188	0,012	2	423,25	2,38	0,15	4	2	489,34
4А180S2У3	2	0,908	0,181	0,011	2	463,39	2,38	0,15	4	2	757,20
4А200L2У3	2	0,995	0,126	0,008	2	620,00	2,38	0,15	4	2	914,27
4А250М2У3	2	0,954	0,094	0,006	2	816,75	2,38	0,15	4	2	1413,66
4А315S2У3	2	0,974	0,070	0,004	2	1053,16	2,38	0,15	4	2	2140,87
4АА63А4У3	2	1,026	0,677	0,043	2	29,44	2,38	0,15	4	2	156,73
4А71А4У3	2	1,165	0,589	0,037	2	42,62	2,38	0,15	4	2	86,17
4А80А4У3	2	0,849	0,548	0,034	2	69,12	2,38	0,15	4	2	130,56
4А90L4У3	2	0,897	0,451	0,028	2	94,49	2,38	0,15	4	2	124,86
4А112М4У3	2	0,924	0,297	0,019	2	179,21	2,38	0,15	4	2	165,94
4А132М4У3	2	0,962	0,200	0,013	2	260,43	2,38	0,15	4	2	204,50
4А180S4У3	2	0,908	0,192	0,012	2	485,41	2,38	0,15	4	2	516,78
4А200L4У3	2	1,010	0,159	0,010	2	687,10	2,38	0,15	4	2	611,68
4А250М4У3	2	0,974	0,112	0,007	2	902,71	2,38	0,15	4	2	694,66
4А315S4У3	2	1,161	0,084	0,005	2	695,37	2,38	0,15	4	2	1217,83
4АА63В6У3	2	1,260	0,790	0,050	2	20,87	2,38	0,15	4	2	105,69
4АА71В6У3	2	1,125	0,710	0,045	2	28,31	2,38	0,15	4	2	57,22
4А80В6У3	2	1,215	0,537	0,034	2	43,39	2,38	0,15	4	2	75,19
4А100L6У3	2	1,315	0,407	0,026	2	82,65	2,38	0,15	4	2	114,72
4А132S6У3	2	0,794	0,308	0,019	2	125,02	2,38	0,15	4	2	162,37
4А160S6У3	2	1,143	0,336	0,021	2	267,34	2,38	0,15	4	2	309,06
4А200М6У3	2	1,124	0,232	0,015	2	442,48	2,38	0,15	4	2	483,54
4А250S6У3	2	1,035	0,172	0,011	2	654,09	2,38	0,15	4	2	713,00
4А280М6У3	2	1,030	0,139	0,009	2	481,12	2,38	0,15	4	2	1021,12
4А355S6У3	2	1,077	0,093	0,006	2	657,19	2,38	0,15	4	2	1260,57
4А71В8У3	2	1,638	0,926	0,058	2	18,84	2,38	0,15	4	2	51,09
4А80В8У3	2	1,635	0,729	0,046	2	30,08	2,38	0,15	4	2	57,27
4А90LВ8У3	2	1,659	0,564	0,035	2	43,03	2,38	0,15	4	2	68,73
4А112МА8У3	2	1,136	0,415	0,026	2	54,05	2,38	0,15	4	2	77,51
4А132М8У3	2	1,235	0,315	0,020	2	86,08	2,38	0,15	4	2	117,56
4А160М8У3	2	1,289	0,296	0,019	2	186,95	2,38	0,15	4	2	197,19
4А200L8У3	2	1,388	0,283	0,018	2	292,00	2,38	0,15	4	2	280,83
4А250М8У3	2	1,166	0,170	0,011	2	441,44	2,38	0,15	4	2	439,21
4А315S8У3	2	1,050	0,105	0,007	2	369,39	2,38	0,15	4	2	794,86
4А355М8У3	2	1,224	0,092	0,006	2	475,89	2,38	0,15	4	2	917,37

Приложение 3. Структурные блоки имитационной модели СВУ, реализованной в среде MATLAB

Блок "АД в осях (α,β)"

Блок "AD_alpha_beta" состоит из трёх вложенных блоков. Его внутренняя структура представлена на рис. П3.1.

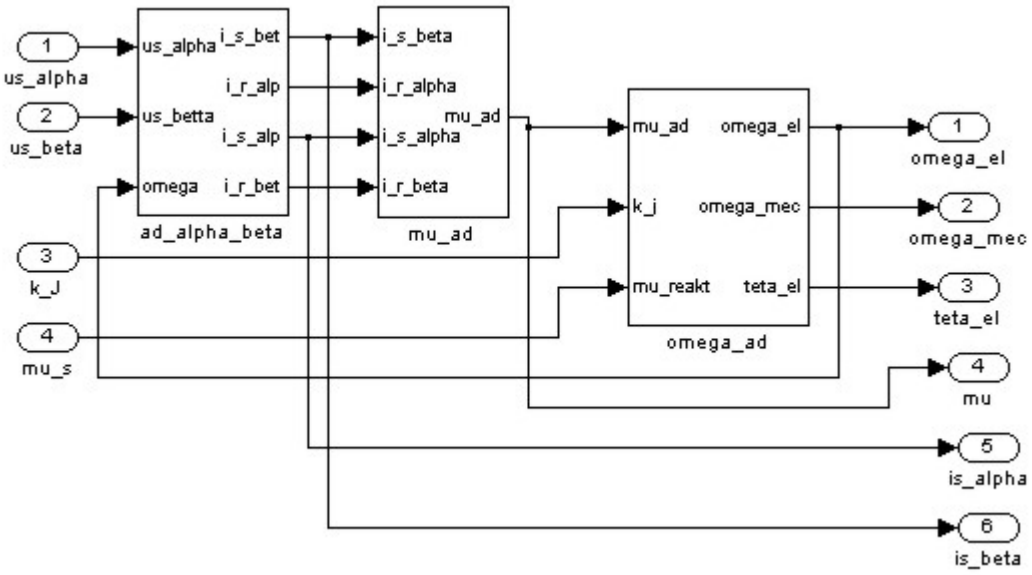


Рис. П3.1. Блок "AD_alpha_beta"

Рассмотрим блоки, входящие в состав блока "AD_alpha_beta".

Блок "ad_alpha_beta" представляет собой описание электрической части (статора) АД в осях (α,β), которая описывается системами (1.146), (1.147). Из этих систем путём несложных алгебраических преобразований можно получить:

$$\begin{cases} \dot{i}^*_{s\alpha} = \dfrac{1}{\sigma \cdot L^*_s} \cdot \psi^*_{s\alpha} - \dfrac{1-\sigma}{\sigma \cdot L^*_m} \cdot \psi^*_{r\alpha} \\ \dot{i}^*_{s\beta} = \dfrac{\psi^*_{s\beta}}{\sigma \cdot L^*_s} - \dfrac{1-\sigma}{\sigma \cdot L^*_m} \cdot \psi^*_{r\beta} \\ \dot{i}^*_{r\alpha} = \dfrac{1}{\sigma \cdot L^*_r} \cdot \psi^*_{r\alpha} - \dfrac{1-\sigma}{\sigma \cdot L^*_m} \cdot \psi^*_{s\alpha} \\ \dot{i}^*_{r\beta} = \dfrac{1}{\sigma \cdot L^*_r} \cdot \psi^*_{r\beta} - \dfrac{1-\sigma}{\sigma \cdot L^*_m} \cdot \psi^*_{s\beta} \cdot \end{cases} \qquad (П3.1)$$

$$\begin{cases} \dfrac{d\psi^*_{s\alpha}}{d\tau} = u^*_{s\alpha} - i^*_{s\alpha} \cdot R^*_s \\ \dfrac{d\psi^*_{s\beta}}{d\tau} = u^*_{s\beta} - i^*_{s\beta} \cdot R^*_s \\ \dfrac{d\psi^*_{r\alpha}}{d\tau} = -i^*_{r\alpha} \cdot R^*_r - \psi^*_{r\beta} \cdot \omega^*_{эл} \\ \dfrac{d\psi^*_{r\beta}}{d\tau} = -i^*_{r\beta} \cdot R^*_r + \psi^*_{r\alpha} \cdot \omega^*_{эл} \end{cases}. \qquad (П3.2)$$

Согласно уравнениям системы (П3.1) и (П3.2) строится блок "ad_alpha_beta", моделирующий электрическую часть АД в осях (α,β). На вход его поступают напряжения $u^*_{s\alpha}$, $u^*_{s\beta}$, а на выходе – токи статора $i^*_{s\alpha}$, $i^*_{s\beta}$ и ротора $i^*_{r\alpha}$, $i^*_{r\beta}$. Внутренняя структура этого блока представлена на рис. П3.1.

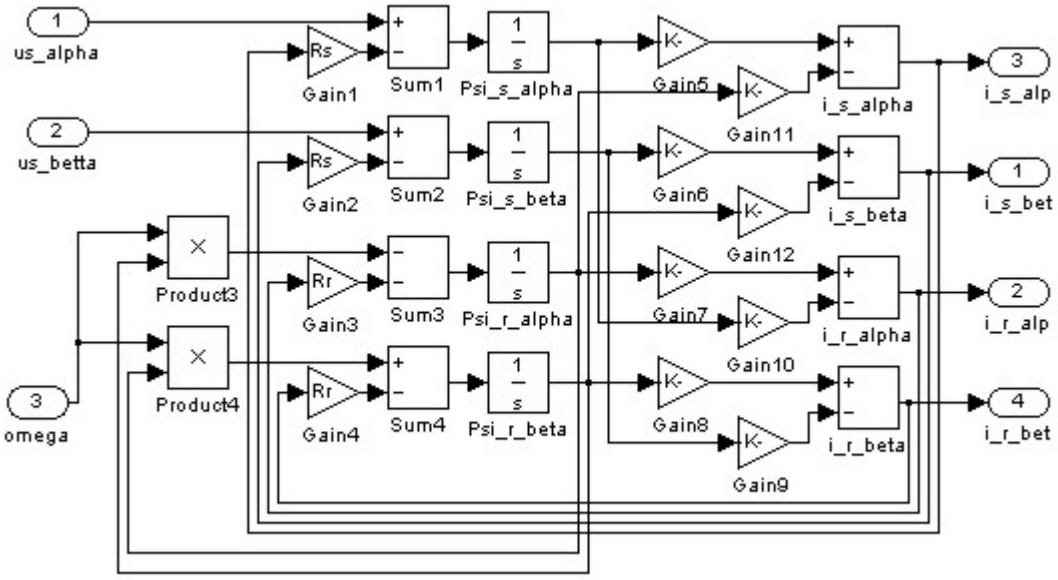


Рис. П3.1. Блок "ad_alpha_beta"

Блок вычисления момента.

Согласно (1.142) можно получить уравнение момента АД в осях (α,β):

$$\mu = L^*_m \cdot \left(i^*_{s\beta} \cdot i^*_{r\alpha} - i^*_{s\alpha} \cdot i^*_{r\beta} \right) \qquad (П3.3)$$

В соответствии с уравнением (П3.3) строится блок вычисления момента АД. Его структура приведена на рис. П3.2.

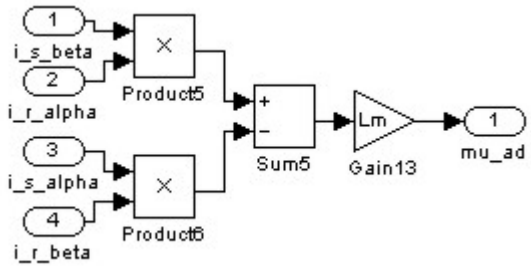


Рис. П3.2. Блок вычисления момента АД "mu_ad"

Блок механической части (ротора) с реактивным моментом нагрузки на валу

Механическая часть привода представляется жёстким звеном. Его структура строится в соответствии с уравнением (1.20) и представлена на рис. П3.3.

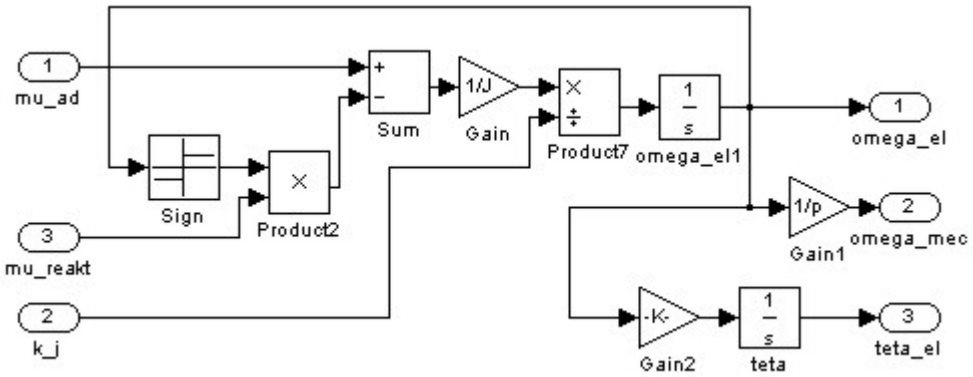


Рис. П3.3. Блок механической части (ротора) АД "omega_ad"

Блок "Модель АД в осях (x,y)"

Блок "model_AD_xy" состоит из двух блоков: модели ротора в осях (x,y) и блока компенсации ЭДС. Его внутренняя структура представлена на рис. П3.4.

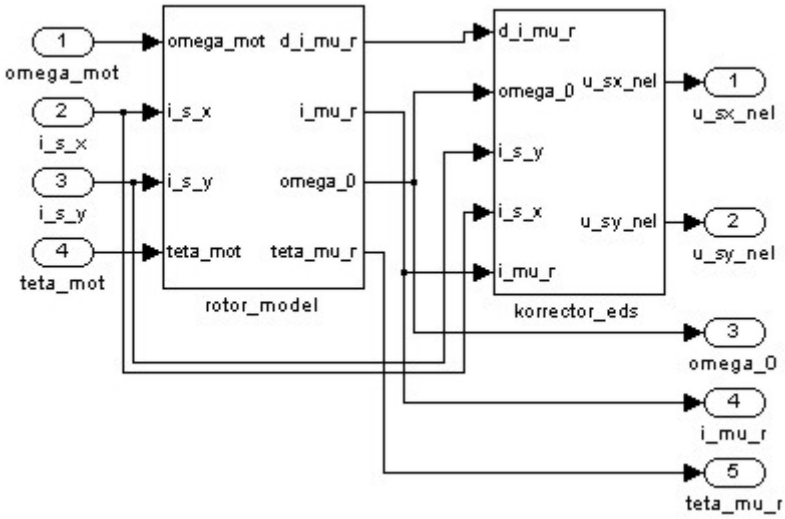


Рис. П3.4. Блок "model_AD_xy"

Модель ротора в осях (x,y)

Структура блока "rotor_model" выполнена в соответствии с формулами (1.170) и представлена на рис. П3.5.

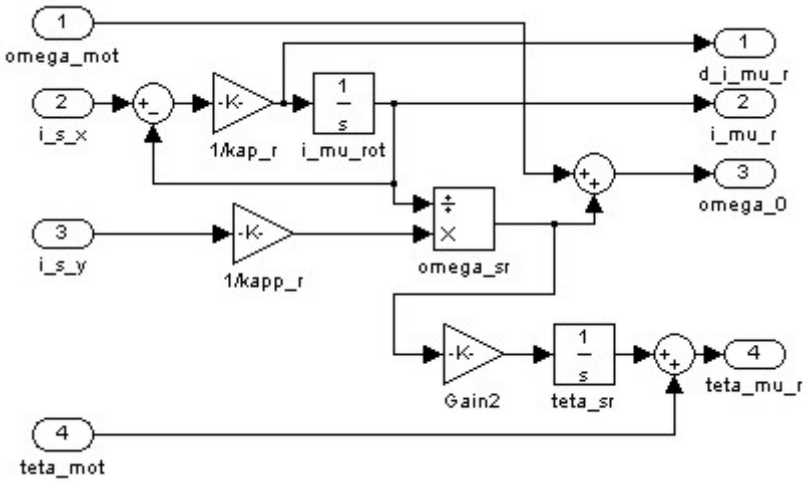


Рис. П3.5. Структура блока "rotor_model"

Блок компенсации ЭДС

Структура блока "korrector_eds" выполнена в соответствии с формулами (1.176) и схема её представлена на рис. П3.6.

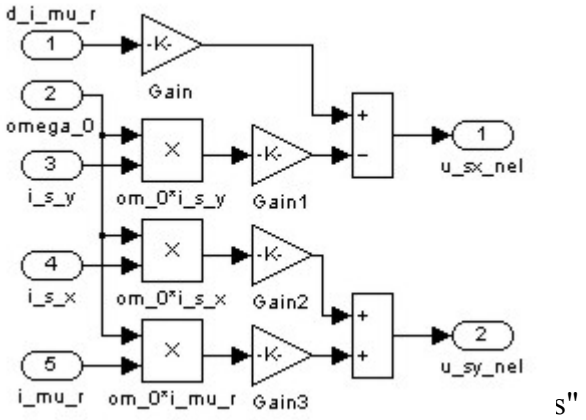


Рис. П3.6. Блок компенсации ЭДС "korrector_eds"

Блок динамического ограничения заданного напряжения

Блок представляет собой ограничитель заданных напряжений, работающий по принципу ограничения заданного сигнала u_{sy}^{*} на уровне синусоидального выходного напряжения (см. 3.6.4)

Структура блока представлена на рис. П3.7.

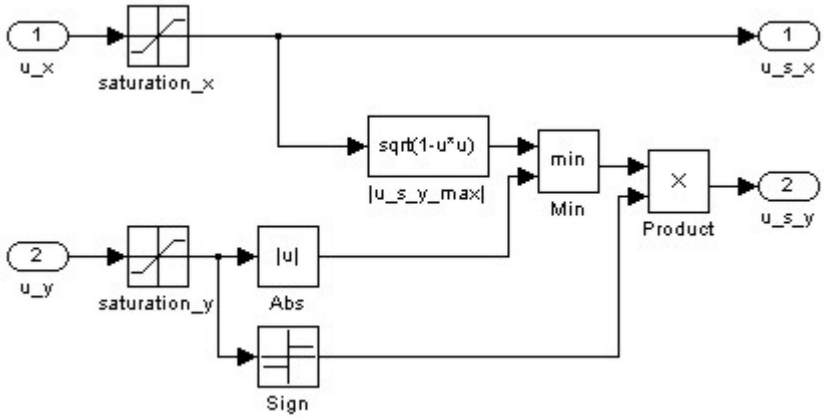


Рис. П3.7. Блок "Dynamic Saturation"

ПИ-регуляторы

Реальный цифровой регулятор всегда имеет ограничение выходного сигнала. Кроме того, требуется индивидуальное ограничение интегральной составляющей, для того, чтобы насыщенный регулятор при смене знака входной ошибки сразу же выходил из насыщения. Это проиллюстрировано на рис. П3.8.

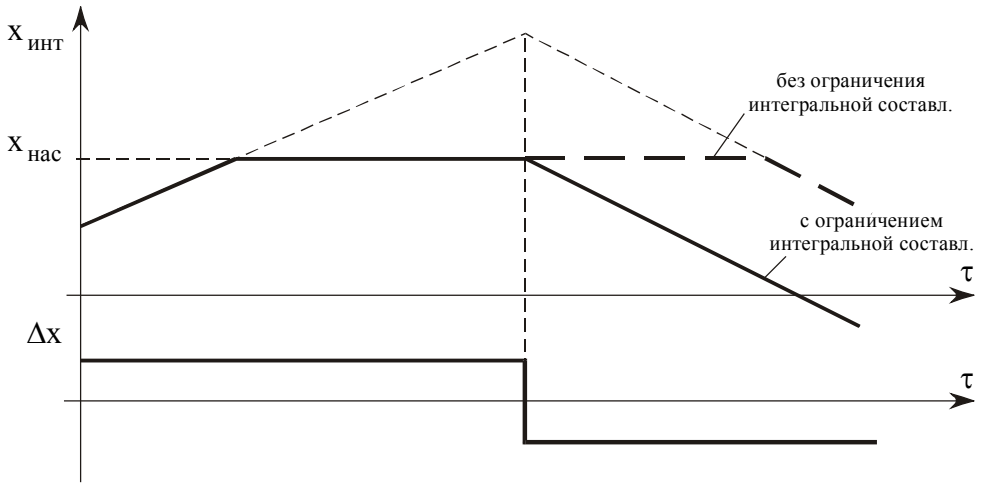


Рис. П3.8. Работа ПИ-регулятора с индивидуальным ограничением интегральной составляющей и без такового.

Внутренняя структура ПИ-регулятора представлена на рис. П3.9

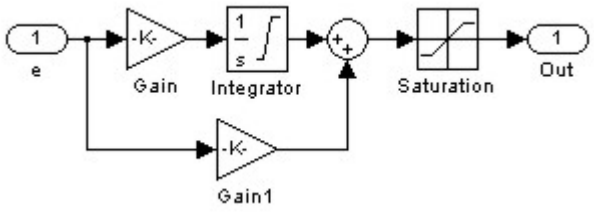


Рис. П3.9. ПИ-регулятор

Приложение 4. Расчёт параметров системы поддержания натяжения кабеля

Параметры приводного асинхронного двигателя

Тип: ДАТР80 – 1,1 – 1500 – У2

Номинальная мощность: $P_{ном} = 1{,}1$ кВт

Номинальное напряжение: $U_{ном} = 380$ В

Номинальная частота питающей сети:

$f_{ном} = 50$ Гц

Номинальная частота вращения: $n_{ном} = 1355$ об/мин

Коэффициент мощности: $\cos\varphi = 0{,}77$

КПД: $\eta = 0{,}72$

Номинальный ток:

$$I_{ном} = \frac{P_{ном}}{\sqrt{3}\cdot U_{ном}\cdot\eta\cdot\cos\varphi} = \frac{1100}{\sqrt{3}\cdot 380\cdot 0{,}72\cdot 0{,}77} = 3{,}01\ \text{А} \qquad (\text{П4.1})$$

Номинальный момент:

$$M_{ном} = \frac{P_{ном}}{\omega_{ном}} = \frac{60\cdot P_{ном}}{2\pi\cdot n_{ном}} = \frac{60\cdot 1100}{2\pi\cdot 1355} = 7{,}75\ \text{Н}\cdot\text{м} \qquad (\text{П4.2})$$

Параметры приёмного устройства

Тип: УПУ – 800

Передаточное число редуктора: $i_р = 15$

Передаточное число цепной передачи:

$$i_{цп} = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{26}{20} = 1{,}3. \qquad (\text{П4.3})$$

Суммарное передаточное число от вала двигателя к барабану:

$$i_\Sigma = i_Р\cdot i_{цп} = 15\cdot 1{,}3 = 19{,}5. \qquad (\text{П4.4})$$

Радиус живота приемного барабана: $R_{ж} = 125$ мм

Радиус щеки приемного барабана: $R_{щ} = 250$ мм

Базовые значения переменных и параметров привода

Базовое значение для напряжений:

$$U_{б} = \sqrt{2} \cdot U_{ф\ ном} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311{,}1\ В \qquad (П4.5)$$

Базовое значение для токов:

$$I_{б} = \sqrt{2} \cdot I_{ф\ ном} = \sqrt{2} \cdot 3{,}01 = 4{,}26\ А \qquad (П4.6)$$

Базовое значение для электрических угловых скоростей:

$$\Omega_{б} = 2\pi \cdot f_{ном} = 2\pi \cdot 50 = 314{,}16\ рад/с, \qquad (П4.7)$$

Базовое значение для механических угловых скоростей:

$$\Omega_{мех\ б} = \frac{\Omega_{б}}{p_{п}} = \frac{314{,}16}{2} = 157{,}08\ рад/с \qquad (П4.8)$$

Базовое значение для мощностей:

$$P_{б} = \frac{3}{2} U_{б} \cdot I_{б} = \frac{3}{2} \cdot 311{,}1 \cdot 4{,}26 = 1987{,}9 \qquad (П4.9)$$

Базовое значение момента на валу двигателя:

$$M_{б} = \frac{P_{б}}{\Omega_{мех\ б}} = \frac{1987{,}9}{157{,}08} = 12{,}7\ Н \cdot м; \qquad (П4.10)$$

Базовое значение радиуса намотки:

$$R_{б} = 0{,}02\ м; \qquad (П4.11)$$

Базовое значение момента на приёмном устройстве (барабане):

$$M_{б\ ПУ} = M_{б} \cdot i_{\Sigma} = 12{,}7 \cdot 19{,}5 = 247{,}6\ Н \cdot м; \qquad (П4.12)$$

Базовое значение силы натяжения кабеля:

$$T_{б} = \frac{M_{б\ ПУ}}{R_{б}} = \frac{247{,}6}{0{,}02} = 12380\ Н = 1262\ кг; \qquad (П4.13)$$

Базовое значение угловой скорости приёмного устройства:

$$\omega_{б\,ПУ} = \frac{\omega_б}{i_\Sigma} = \frac{314{,}15}{19{,}5} = 16{,}12\ с^{-1}; \qquad (П4.14)$$

Базовое значение линейной скорости кабеля:

$$v_б = \omega_{б\,ПУ} \cdot R_б = 16{,}12 \cdot 0{,}02 = 0{,}322\ \frac{м}{с}. \qquad (П4.15)$$

Диапазоны измерения и представления переменных

Радиус приёмного барабана:

$$\begin{cases} R_{min} = 0{,}1\ м \\ R_{max} = 1\ м \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R^*_{min} = 5 \\ R^*_{max} = 50 \end{cases};$$

Линейная скорость кабеля:

$$\begin{cases} v_{min} = 3\ м/мин = 0{,}05\ м/с \\ v_{max} = 30\ м/мин = 0{,}5\ м/с \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v^*_{min} = 0{,}155 \\ v^*_{max} = 1{,}55 \end{cases};$$

Сила натяжения кабеля:

$$\begin{cases} T^*_{min} = 0 \\ T^*_{max} = \dfrac{\mu_{max}}{R^*_{min}} = \dfrac{2{,}0}{5} = 0{,}4 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{min} = 0 \\ T_{max} = 504{,}8\ кг \end{cases}.$$

Показатели качества системы

Точность измерения радиуса барабана: $\Delta R = \pm 0{,}5$ см

Точность поддержания заданного натяжения: $\Delta T = \pm 0{,}1$ кг

Приложение 5. Список принятых сокращений

АД – асинхронный двигатель

о.е. – относительные единицы

ПЧ – преобразователь частоты

СВУ – система векторного управления

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ПО – программное обеспечение

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

МХ – механическая характеристика

ДМХ – динамическая механическая характеристика

ПМХ – предельная механическая характеристика

ПОП – процедура обработки прерывания

ЭП – электропривод

ЗПТ – звено постоянного тока

ПП – переходный процесс

ПК – персональный компьютер

ОЗУ – оперативное запоминающее устройство

ПЗУ – постоянное запоминающее устройство

ИДП – импульсный датчик положения (ротора)

ДПТ – двигатель постоянного тока

ЦП – центральный процессор

DSP – Digital Signal Processing – цифровая обработка сигналов

IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor – биполярный транзистор с изолированным затвором

SPI – Serial Peripheral Interface – последовательный периферийный интерфейс

SCI – Serial Communication Interface – последовательный коммуникационный интерфейс

CAN – Controller Area Network – промышленная сеть контроллеров