

А. М. Вейнгер

РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Конспект вводных лекций

Москва

2009

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К РЕГУЛИРУЕМЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМ И ОСНОВНЫЕ ИХ ОСОБЕННОСТИ	5
1.1. Определение регулируемого электропривода	5
1.2. Основные требования к регулируемому электроприводу	5
1.3. Общая структура РЭП и его составные части.....	8
1.4. Регулятор скорости	9
1.5. Переходные характеристики контура регулирования скорости	11
1.6. Статические характеристики	12
1.7. Типовые воздействия и типовые процессы.....	13
1.8. Диапазон регулирования и динамическое падение скорости.....	15
1.9. Выводы к главе.....	15
2. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	16
2.1. Асинхронный двигатель.....	16
2.2. Принцип действия.....	16
2.3. Относительные переменные и параметры асинхронного двигателя	17
2.4. Изображающие векторы и их физический смысл	18
2.5. Основные соотношения АД и его векторная диаграмма	21
2.6. Асинхронный двигатель в нерегулируемом электроприводе	23
2.7. Частотно-регулируемый АД в разомкнутой системе.....	25
2.8. Выводы к главе.....	27
3. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	28
3.1. Синхронный двигатель.....	28
3.2. Принцип действия СД	29
3.3. Системы возбуждения	30
3.4. Относительные переменные и параметры синхронного двигателя.....	31
3.5. Изображающие векторы и предпочтительная система координат синхронного двигателя.....	31
3.6. Основные соотношения и векторная диаграмма синхронного двигателя	31
3.7. Синхронный двигатель с питанием от сети	33
3.8. Выводы к главе.....	36
4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ШИМ	37
4.1. Схема главных цепей.....	37

4.2. Принцип ШИМ	38
4.3. Торможение в электроприводах на основе ИН с ШИМ	39
4.4. Процессы при включении питания главных цепей	39
4.5. Влияние на питающую сеть	40
4.6. Выводы к главе.....	41
5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА ТОКА С ШИМ	42
5.1. Функциональная схема.....	42
5.2. Принцип действия.....	43
5.3. Преобразователь со стороны сети	44
5.4. Сопоставление ИТ с ИН.....	45
5.5. Выводы к главе.....	45
6. МНОГОФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ	46
6.1. Структура системы	46
6.2. Пространственные гармоники магнитного поля	46
6.3. Временные гармоники токов статора	47
6.4. Особенности ПЧ.....	48
6.5. Уравнительные токи	48
6.6. Выводы к главе.....	49
7. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	50
7.1. Формирование компонент тока	50
7.2. Оптимизация режимов	51
7.3. Измерение вектора магнитного потока	52
7.4. Процессы электропривода с векторным управлением.....	53
7.5. Выводы к главе.....	55
8. РЕГУЛИРУЕМЫЕ СИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ	55
8.1. Задачи регулирования	55
8.2. Простейший пример векторного управления синхронного электропривода	55
8.3. Оптимальные и целесообразные режимы	56
8.4. Синхронные электроприводы без датчика положения ротора.....	57
8.5. Выводы к главе.....	59
9. ЧАСТОТНЫЙ ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	60
9.1. Область применения и общий принцип частотного пуска	60
9.2. Переключение при работающем преобразователе-регулирующем устройстве	61
9.3. Переключение с паузой.....	61

9.4. Выводы к главе.....	69
10. ДВУХЗОННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ.....	70
10.1. Область применения и цели двухзонного регулирования.....	70
10.2. Возможности асинхронного и синхронного электроприводов в отношении двухзонного регулирования.....	72
10.3. Реальные диапазоны регулирования для верхней зоны.....	73
10.4. Пример процессов электропривода с двухзонным регулированием.....	74
10.5. Выводы к главе.....	75
11. ПЛАВНЫЙ ПУСК АСИНХРОННЫХ И СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	76
11.1. Схема главных цепей электропривода с устройством плавного пуска и принцип действия.....	76
11.2. Методы управления.....	77
11.3. Пример процессов асинхронного электропривода.....	78
11.4. Специфика процессов синхронного электропривода.....	79
11.5. Нагрев двигателя.....	81
11.6. Влияние на питающую сеть.....	81
11.7. Выводы к главе.....	83
12. РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ПИТАЮЩАЯ СЕТЬ.....	84
12.1. Нормальные и предельно допустимые изменения в питающей сети.....	84
12.2. Влияние возмущений в питающей сети на регулируемый электропривод.....	87
12.3. Влияние регулируемого электропривода на питающую сеть.....	92
12.4. Выводы к главе.....	101
13. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	102

1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К РЕГУЛИРУЕМЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМ И ОСНОВНЫЕ ИХ ОСОБЕННОСТИ

1.1. Определение регулируемого электропривода

Регулируемый электропривод (РЭП) – комплекс из двигателя и преобразовательно-регулирующего устройства.

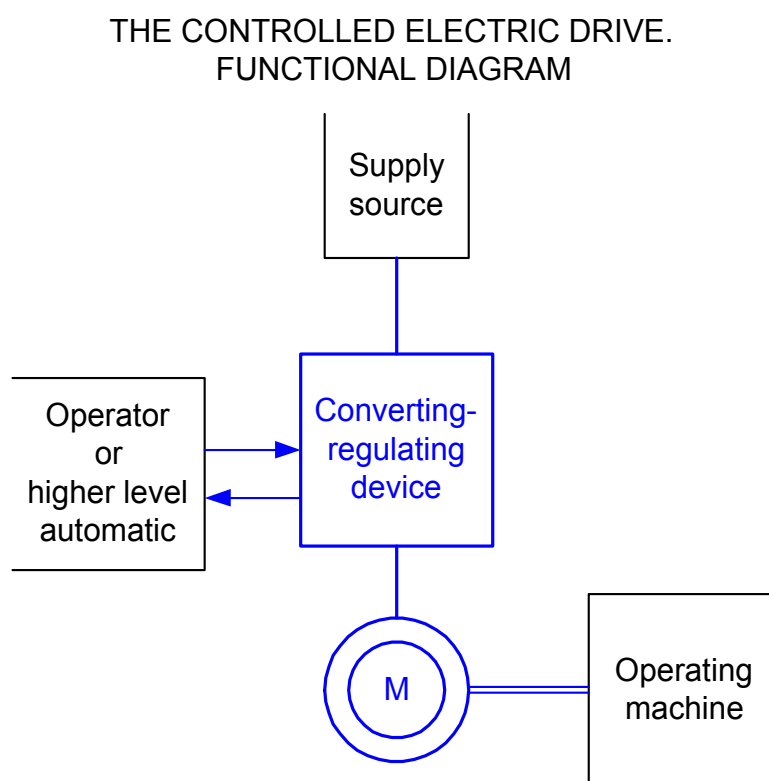


Рис. 1.1. Обобщённая функциональная схема регулируемого электропривода

РЭП связан:

- с рабочей машиной, и главные требования к РЭП – это требования рабочей машины;
- с источником питания (сетью), и мы должны учитывать требования со стороны питающей сети;
- с оператором или с автоматической системой более высокого уровня; с этой стороны электропривод получает команды для его режимов.

1.2. Основные требования к регулируемому электроприводу

1.2.1. Регулирование скорости в необходимом диапазоне

Мы должны обеспечить плавное регулирование скорости (в некоторых случаях – регулирование положения) и обеспечить необходимый диапазон регулирования. Это

относится к скорости в установившемся режиме. Диапазон регулирования определяется следующим образом:

$$R_v = v_{st.max} / v_{st.min}.$$

Но это отношение рассматривается при условии, что *относительное* отклонение скорости от заданного уровня находится в определённых пределах:

$$|\Delta v|_{\max} / v_{ref.min} < \delta_v.$$

Имеют место две основные причины отклонения скорости. Первая – недостаточная точность измерения скорости (для электроприводов без датчика скорости). Вторая и наиболее важная – динамические отклонения скорости при изменениях нагрузки (рис. 1.2).

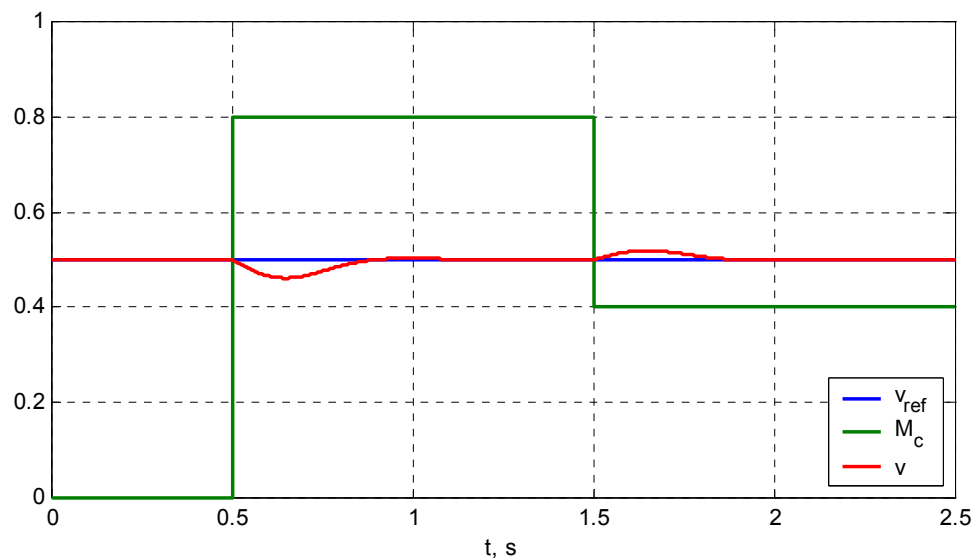


Рис. 1.2. Динамические отклонения скорости

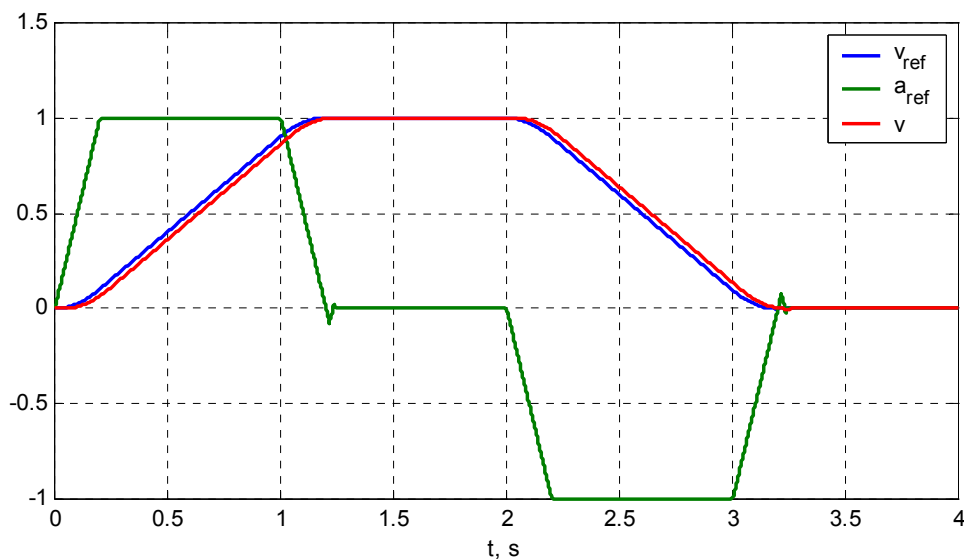


Рис. 1.3. Пример временной диаграммы скорости и ускорения

Универсальная гарантия – обеспечить допуск по скорости в пределах $\delta_v = 0.1$ для ступени момента нагрузки, равной номинальному моменту. Но это – весьма жёсткое условие.

1.2.2. Ускорение-замедление с заданным темпом

При переходе от любого начального состояния привода к заданному состоянию должны быть обеспечены плавные процессы ускорения-замедления (рис. 1.3).

Во многих случаях необходимо также ограничение рывка – темпа изменения не скорости, но ускорения.

1.2.3. Ограничение момента, мощности, токов

1.2.4. Минимизация потерь энергии в электроприводе

Необходимо обеспечить режимы электропривода, по возможности близкие к оптимальным.

1.2.5. Электромагнитная совместимость с системой электроснабжения

Регулируемый электропривод оказывает неблагоприятное воздействие на систему электроснабжения и через неё – на смежные электроприёмники:

- электропривод с некоторыми видами ПЧ потребляет от сети реактивную мощность; эта реактивная мощность повышает потери энергии в сети и вызывает изменение напряжения в узле нагрузки, к которому подключён электропривод;
- ток, потребляемый РЭП, содержит высшие гармоники и искажает напряжение в узле нагрузки (пример на рис. 1.4);

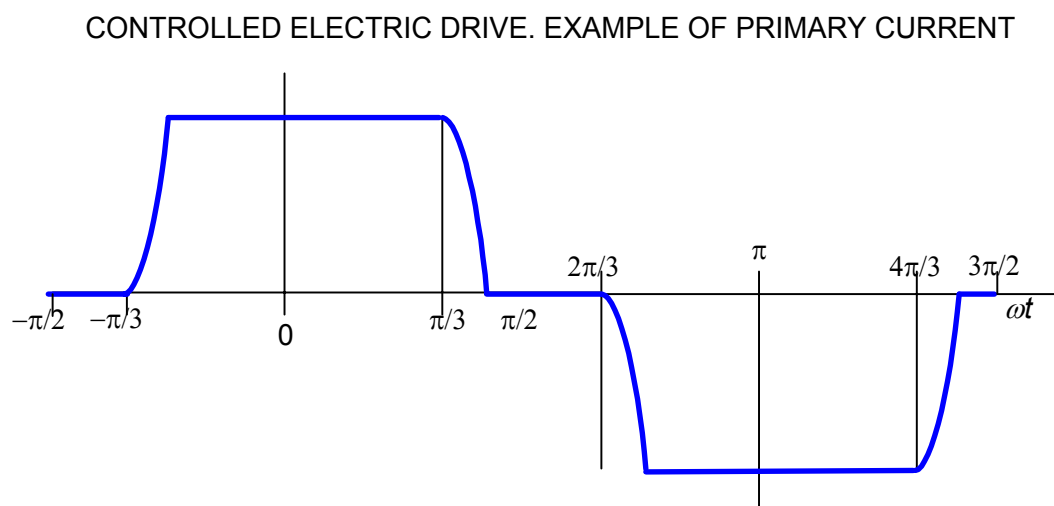


Рис.1.4. Пример фазного тока на входе питания регулируемого электропривода от сети

- резкие изменения активной мощности современного регулируемого электропривода непосредственно передаются в питающую сеть и вызывают изменения мгновенной частоты сети; при этом возможны резкие изменения момента нерегулируемых электродвигателей, подключённых к сети.

Если мощность РЭП слишком велика для конкретной системы электроснабжения, приходится использовать специальные виды ПЧ в составе РЭП или дополнительные фильтро-компенсирующие устройства для электромагнитной совместимости. Предпочтительно использование усовершенствованных ПЧ; такие ПЧ решают проблемы реактивной мощности и высших гармоник.

Что касается резких изменений активной мощности, то их неблагоприятное влияние может быть практически устранено только за счёт рациональной схемы электроснабжения: регулируемые электроприводы с частыми и резкими изменениями активной мощности должны быть электрически удалены от сетевых двигателей.

С другой стороны, возмущения в питающей сети оказывают влияние на регулируемый электропривод. К таковым относятся глубокие посадки напряжения и искажения напряжения.

При слишком глубокой посадке напряжения преобразовательно-регулирующее устройство (ПРУ) не может обеспечить необходимый режим электропривода. Более того, в ряде случаев система автоматического регулирования не в состоянии восстановить режим электропривода после восстановления напряжения.

Искажения напряжения сети высшими гармониками токов соседних электроприёмников воздействует на регулируемый электропривод в двух направлениях:

- затрудняется синхронизация с сетью ПРУ с управляемым преобразователем на стороне сети;
- фильтр со стороны сети, имеющийся в некоторых вариантах современных ПРУ, дополнительно загружается высшими гармониками от соседних электроприёмников; в некоторых случаях возможен резонанс с повышенными напряжениями на конденсаторах указанного фильтра.

1.3. Общая структура РЭП и его составные части

1.3.1. РЭП без и с замкнутой системой автоматического управления

Подлинно регулируемый электропривод – это электропривод с замкнутой системой автоматического управления (регулирования). Только такой электропривод имеет достаточную информацию о двигателе и ПЧ. Он работает в соответствии с универсальным принципом обратной связи.

1.3.2. Общая структурная схема РЭП и её звенья

Структурная схема – графическое выражение уравнений электропривода. Мы будем рассматривать относительные значения переменных электропривода:

- скорость $v^* = \omega / \Omega_{mb}$, (Ω_{mb} – базовая угловая скорость);
- задание скорости $v_{ref}^* = \omega_G / \Omega_{mb}$;
- команда скорости $v_{cmd}^* = \omega_{cmd} / \Omega_{mb}$;
- момент $M^* = M / M_b$, (M_b – базовый момент);
- момент нагрузки $M_c^* = M_c / M_b$.

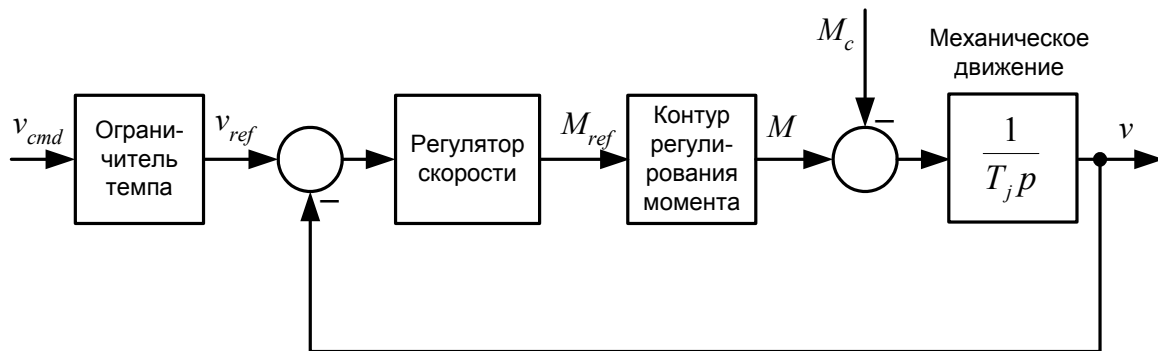


Рис. 1.5. Обобщенная структурная схема регулируемого электропривода

Структурная схема содержит звенья и суммирующие элементы, связанные друг с другом. Каждое звено имеет вход и выход. Выходная переменная звена изменяется в зависимости от входной переменной. Звенья схемы:

- звено механического движения;
- замкнутый контур регулирования момента;
- регулятор скорости;
- ограничитель темпа – задатчик интенсивности.

Уравнение звена механического движения -

$$T_j dv^*/dt = M^* - M_{c*}, \text{ или } T_j p v^* = M^* - M_{c*}.$$

Здесь $p = d/dt$ - оператор дифференцирования по времени, T_j – электромеханическая постоянная времени:

$$T_j = J \omega_b / M_b,$$

J – момент инерции двигателя с механизмом.

Звено контура момента выражает зависимость электромагнитного момента двигателя от задания момента.

Регулятор скорости формирует задание момента в зависимости от отклонения скорости, т.е. от разности между заданной и фактической скоростью.

Ограничитель темпа (задатчик интенсивности) ограничивает темп изменения заданной скорости и таким путём ограничивает ускорение-замедление.

1.4. Регулятор скорости

Простейший регулятор скорости – пропорциональный (П). Его уравнение:

$$M_{ref*} = K_P (v_{ref*} - v^*).$$

Коэффициент регулятора

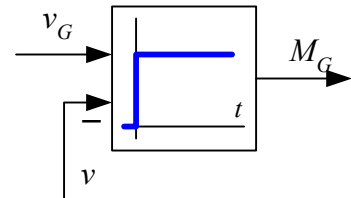
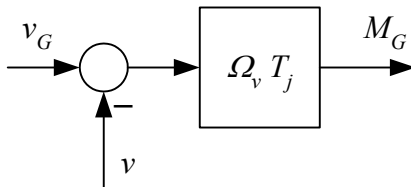
$$K_P = \Omega_v T_j.$$

Здесь Ω_v – полоса пропускания контура регулирования скорости. Она определяет быстродействие контура регулирования.

Структурные схемы

Функциональные схемы

П регулятор



ПИ регулятор

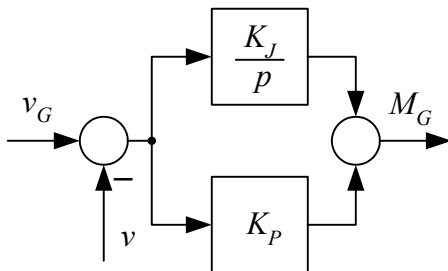
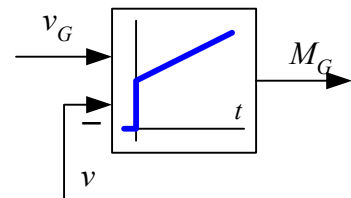
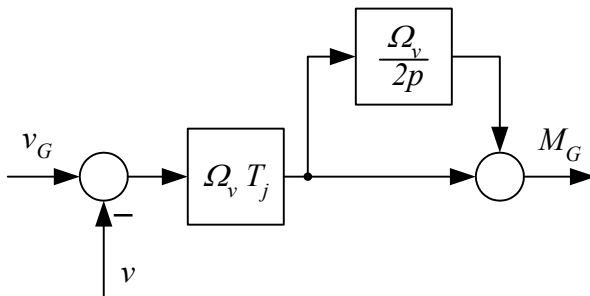


Рис. 1.6. Регуляторы скорости

П регулятор представлен на функциональной схеме квадратом, в котором показана переходная характеристика звена. Функциональная схема – простейший вид схемы автоматической системы. Она поясняет функционирование системы. Линейные звенья представлены на такой схеме их переходными характеристиками, нелинейные – характеристиками «вход-выход». Переходная характеристика – это процесс на выходе звена при условии, что процесс на входе – единичная ступень.

Недостаток П регулятора скорости – установившееся падение скорости от нагрузки. Чем больше момент нагрузки M_{c*} , тем больше необходимое задание момента M_{ref*} и, следовательно, тем больше отклонение скорости ($v_{ref*} - v^*$).

Если привод должен быть астатичным по отношению к нагрузке, используется пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор скорости. Он также показан на функциональной схеме. В регуляторе имеется дополнительно интегратор.

Общепринятое соотношение для выходного сигнала интегратора:

$$M_{J_{ref}^*} = (\Omega_v / 2) (1/p) M_{P_{ref}^*} = (\Omega_v^2 T_i / 2) (1/p) (v_{ref}^* - v^*).$$

Коэффициент интегратора пропорционален Ω_v^2 .

1.5. Переходные характеристики контура регулирования скорости

Если рассматривать задание скорости как единственный вход контура регулирования скорости, то можно рассматривать контур регулирования скорости как сложное звено и рассматривать его переходную характеристику (рис. 1.7-1.9).

Представлены характеристики для контуров с П и ПИ регулятором скорости. Характеристики соответствуют описанному выше выбору коэффициентов регуляторов.

Обе характеристики представляют собой колебательные процессы с сильным демпфированием. Характеристика для случая П регулятора имеет небольшое перерегулирование – примерно 8 %; для ПИ регулятора перерегулирование составляет примерно 53 %. Для устранения значительного перерегулирования часто используется дополнительный фильтр на входе задания регулятора скорости. Переходная характеристика для этого случая также показана на Рис.8. Здесь перерегулирование – всего примерно 6 %. Но быстродействие снижено примерно вдвое по сравнению с П регулятором, имеющим такую же полосу пропускания.

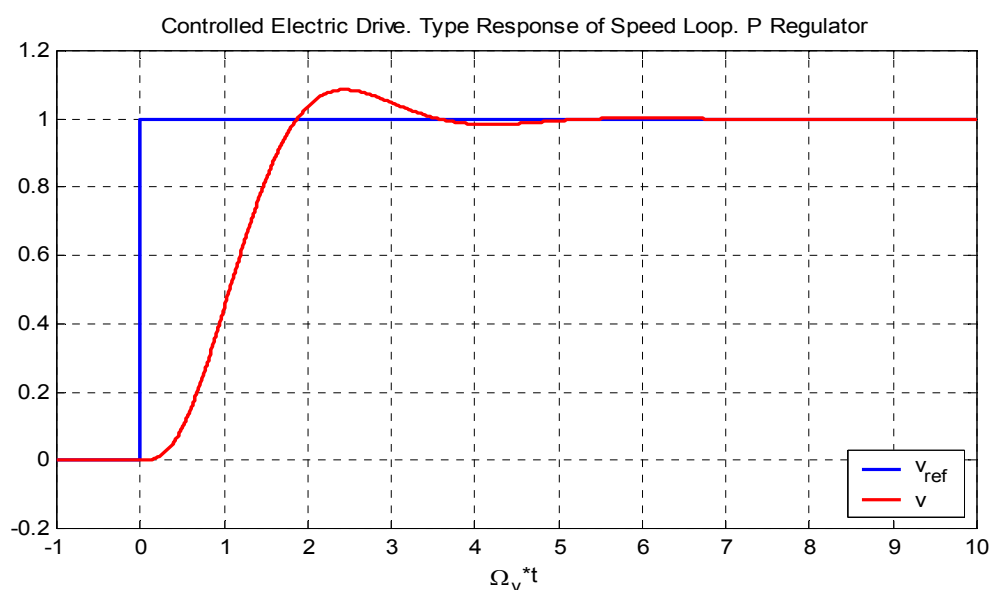


Рис. 1.7. Переходная характеристика контура регулирования скорости с П регулятором

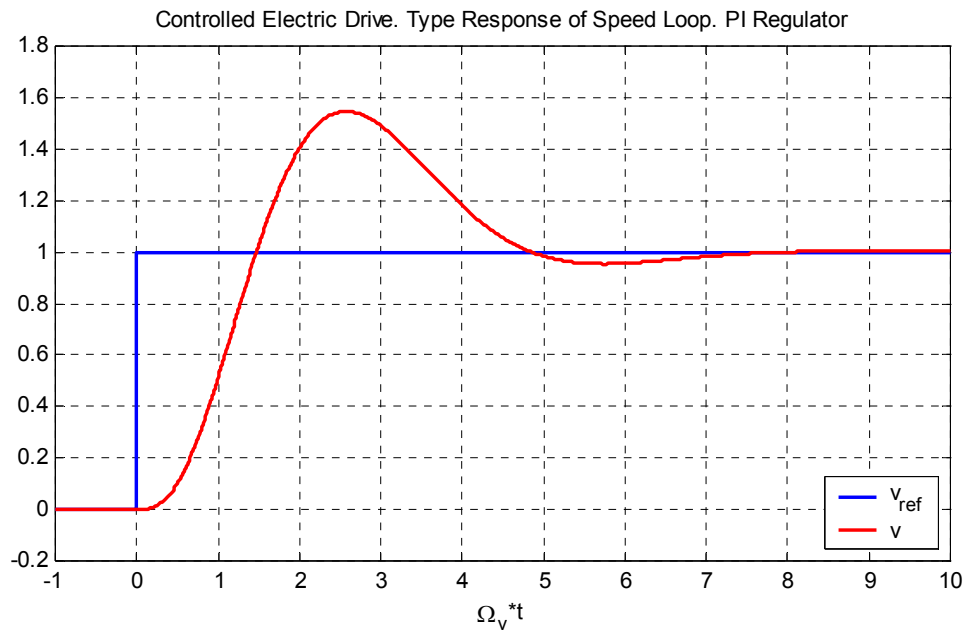


Рис. 1.8. Переходная характеристика контура регулирования скорости с ПИ регулятором

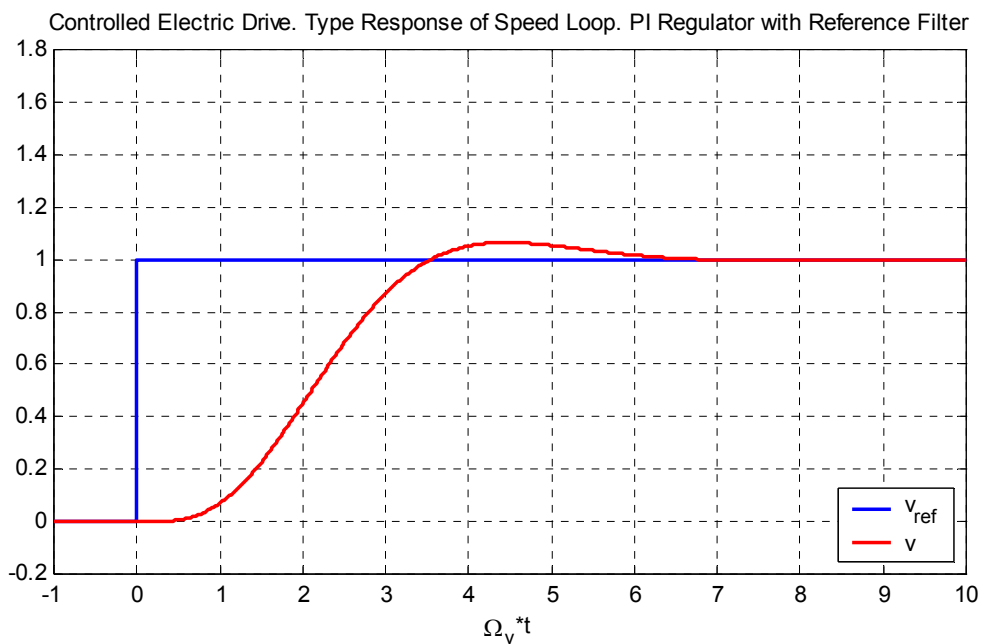


Рис. 1.9. Переходная характеристика контура регулирования скорости с ПИ регулятором и дополнительным фильтром на входе задания

1.6. Статические характеристики

Представленные характеристики (рис. 1.10) показывают зависимость скорости от внешних воздействий: задания скорости и момента нагрузки.

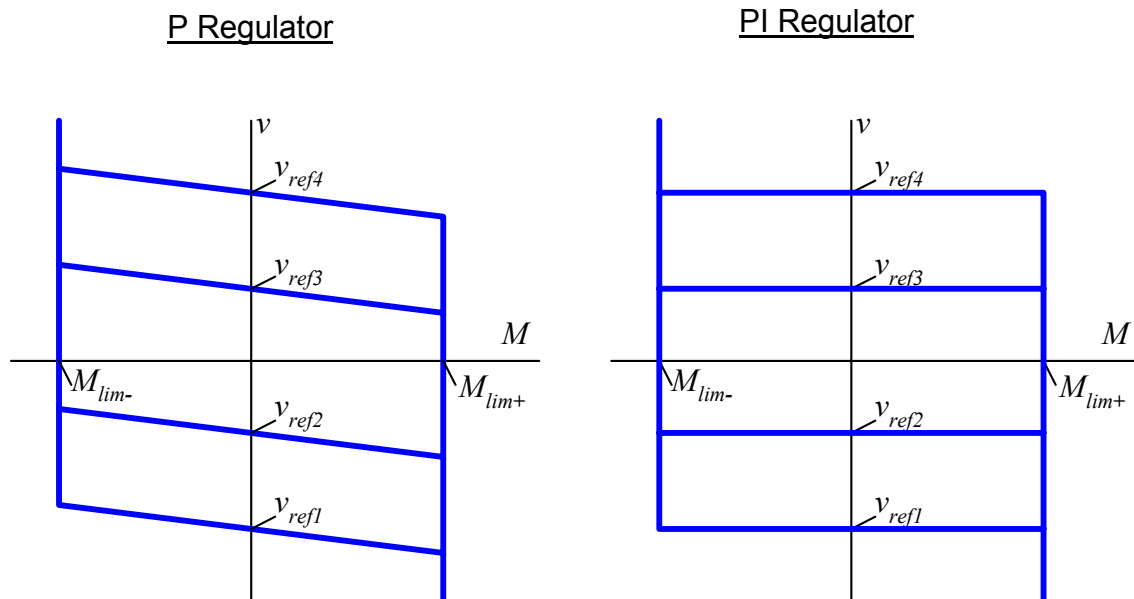


Рис. 1.10. Статические характеристики регулируемого электропривода

Скорость холостого хода совпадает с заданием скорости. Зависимость скорости от момента является абсолютно жёсткой для ПИ регулятора и обладает определённым статизмом для П регулятора. На характеристиках отражено также ограничение момента, которое обычно реализуется в РЭП.

1.7. Типовые воздействия и типовые процессы

Внешними воздействиями для контура регулирования скорости, как было отмечено, являются задание скорости и момент нагрузки. Эти воздействия являются различными для различных рабочих машин. Во многих случаях эти воздействия вообще имеют случайный характер. Но для оценки качества и для сравнения электроприводов используют определённые типовые воздействия:

- степень изменения *темпа* задания скорости;
- степень момента нагрузки.

Переходные процессы при типовых воздействиях представлены на рис. 1.11,12. Здесь показаны электромагнитный момент и *отклонение* скорости от задания.

Процессы изменения момента при типовых воздействиях – такие же, как переходная характеристика контура скорости. Для привода с ПИ регулятором скорости имеет место значительное перерегулирование момента.

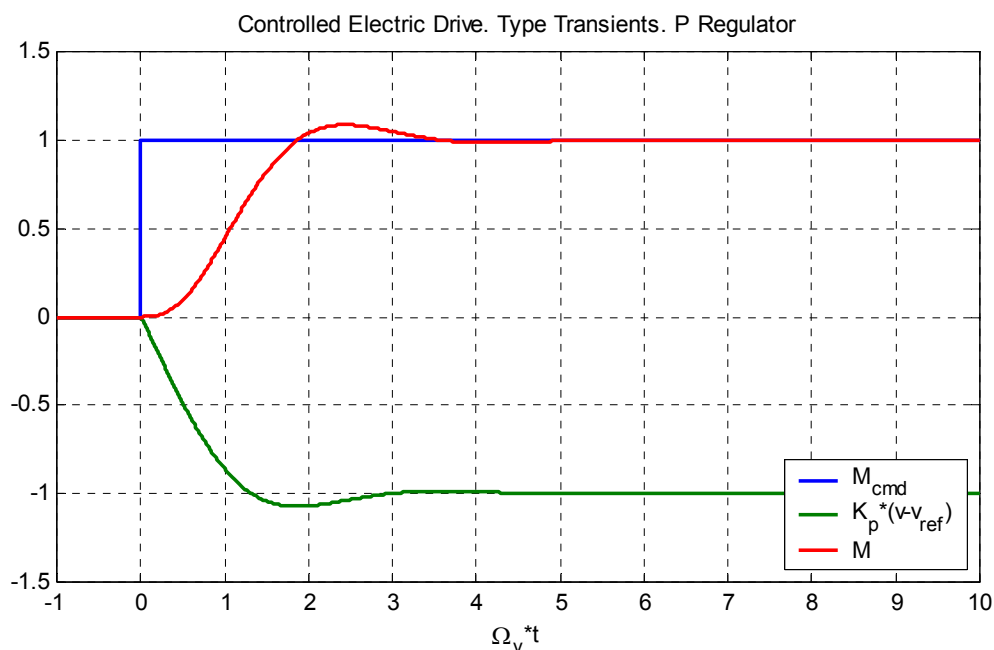


Рис. 1.11. Типовые воздействия и типовые процессы регулируемого электропривода;
П регулятор

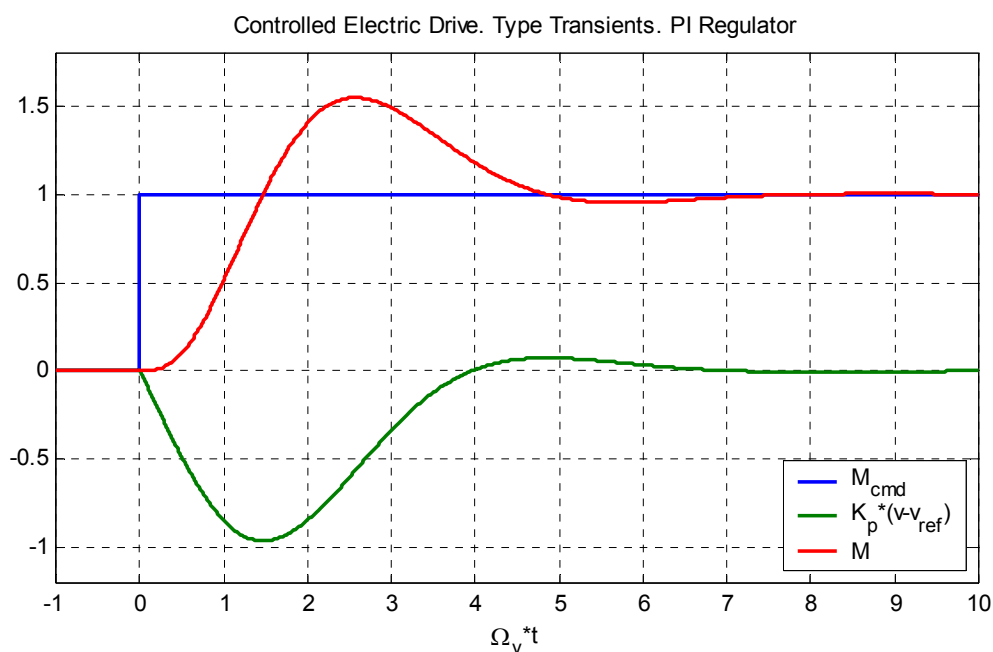


Рис. 1.12. Типовые воздействия и типовые процессы регулируемого электропривода;
ПИ регулятор

Процесс отклонения скорости от задания для П регулятора характеризуется установившимся отклонением и малым перерегулированием – примерно 5 %. Для ПИ регулятора статическое отклонение – нулевое. Но динамическое отклонение скорости – почти такое же, как статическое отклонение в случае П регулятора. Таким образом, ПИ регулятор не устраняет падение скорости при набросе нагрузки, он только восстанавливает скорость. И значительное перерегулирование по моменту необходимо для быстрого восстановления скорости.

Знание переходных процессов важно, прежде всего, для правильного выбора оборудования. Если требуется восстановление скорости, то следует обеспечить необходимый запас по моменту. И мы должны учитывать динамическое падение скорости при решении вопроса о диапазоне регулирования.

1.8. Диапазон регулирования и динамическое падение скорости

Как было отмечено, для широкого диапазона регулирования необходимо обеспечить малые отклонения скорости. Как мы видели, динамическое падение скорости составляет примерно

$$\Delta v^* \cong \Delta M_{c^*} / K_P,$$

следовательно, диапазон регулирования может быть выражен таким образом:

$$R_V < v_{\max} * K_P \delta_V / \Delta M_{c^*}.$$

Например, для электропривода 1336 Force без датчика скорости $K_{P.\max} = 25$, и для универсального жёсткого условия: $\delta_V = 0.1$, $\Delta M_{c^*} = 1$, диапазон регулирования составит всего лишь $R_V < 2.5 : 1$.

Отметим факторы, которые ограничивают параметр $K_{P.\max}$ для конкретных электроприводов:

- пульсации сигнала обратной связи по скорости и необходимость их фильтрации (это особенно существенно при косвенном измерении скорости);
- ограниченная полоса пропускания контура регулирования скорости.

Ввиду этого следует весьма осторожно подходить к выбору электропривода для механизмов, требующих широкого диапазона регулирования. Приходится учитывать реальные изменения нагрузки и реальные допуски по скорости.

При неверном выборе электропривод на низких скоростях будет двигаться скачками.

1.9. Выводы к главе

1. Широко распространённый подход к регулируемым электроприводам основан на использовании типовых регулировочных и динамических свойств. Эти свойства в главном не зависят от вида электропривода (от вида двигателя и преобразователя). Такой подход позволяет создавать рабочие машины при *заранее* известных свойствах электроприводов. С другой стороны, при разработке и наладке стремятся обеспечить типовые свойства электропривода.

2. Выбор двигателя и преобразователя, питающего двигатель, должны определяться всем комплексом требований механизма, в том числе и требований к динамике (например, необходимостью восстановления скорости при скачках нагрузки).

3. Динамические свойства электропривода определяют не только его быстродействие в отработке команд скорости, но также и диапазон регулирования скорости. Важным показателем качества регулируемого электропривода является рассмотренный ранее коэффициент K_P . Этот коэффициент даже более показателен, чем полоса пропускания контура регулирования скорости.

2. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Асинхронный двигатель

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором представлен схематично на рис. 2.1.

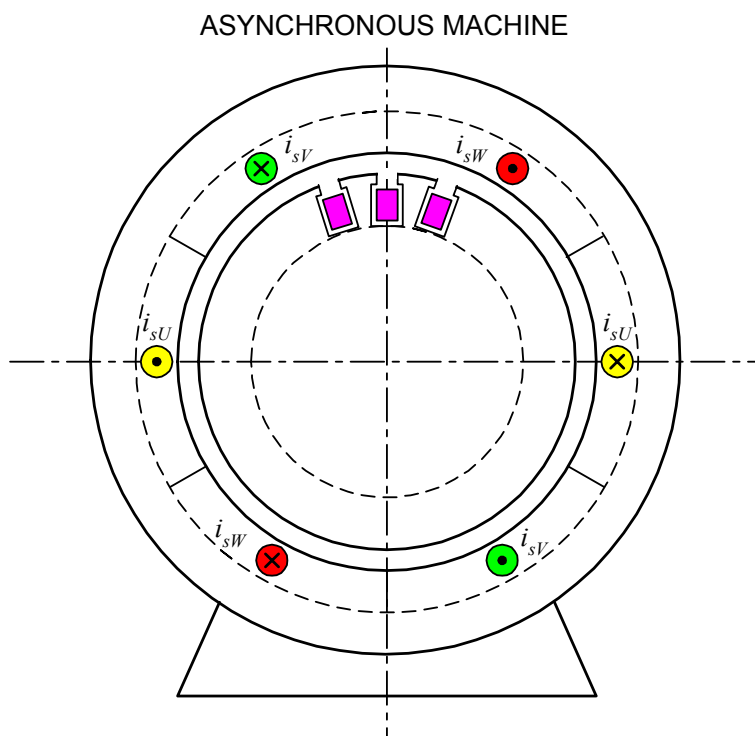


Рис. 2.1. Асинхронный двигатель

Основные части: статор и ротор. Статор и ротор набраны из листов электротехнической стали. На статоре в пазах размещена трехфазная обмотка. В пазах ротора размещена короткозамкнутая проводящая беличья клетка. Для анализа эту клетку заменяют двумя короткозамкнутыми обмотками в двух ортогональных осях.

2.2. Принцип действия

Линии магнитного поля пересекают проводники ротора и индуцируют токи в проводниках (рис. 2.2). На проводники с токами в магнитном поле действуют силы. Силы направлены таким образом, что поле притягивает ротор. В рабочих режимах диаграмма поля вращается. Если ротор вращается с меньшей скоростью, поле тянет ротор вперед, электромагнитный момент положителен. В ином случае имеет место отрицательный, тормозящий момент.

Мы рассматривали двухполюсный двигатель – его магнитное поле имеет два полюса. Используются также двигатели с несколькими парами полюсов. В таком двигателе рассматривают отдельно геометрические углы и так называемые электрические углы

$$\gamma = p_p \gamma_m$$

где γ_m , γ - геометрический и электрический углы, p_p – число пар полюсов. Механическая угловая скорость ротора в p_p меньше, чем электрическая.

ASYNCHRONOUS MACHINE

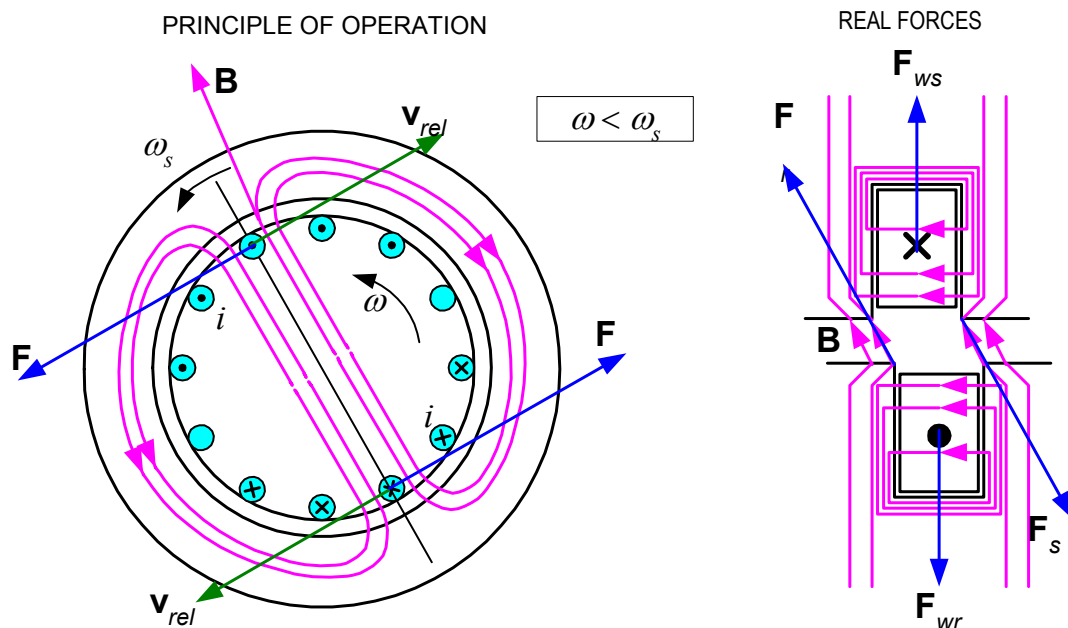


Рис. 2.2. Принцип действия АД и реальные усилия

Поскольку проводники – в пазах магнитопровода, реальные движущие усилия передаются через зубцы магнитопровода. На проводники действуют усилия, вдавливающие их в пазы (рис.2.2).

2.3. Относительные переменные и параметры асинхронного двигателя

Часто рассматривают переменные и параметры АД как относительные величины. Относительное значение – это отношение переменной (или параметра) к определённому базовому значению. Например, относительный ток

$$i_* = i/I_b. \quad (2.1)$$

Аналогично определяются и другие относительные значения. Что касается времени и постоянных времени, то для них обычно оставляют значения в абсолютных единицах.

Имеются различные возможности для выбора базовых значений. Обычно для АД выбирают следующие первичные базовые значения:

- базовое напряжение $U_b = U_{s,phNm}$ – амплитуда номинального фазного напряжения;
- базовый ток $I_b = I_{sNm}$ – амплитуда номинального фазного тока;
- базовая угловая частота $\Omega_b = \Omega_{sN}$ – номинальная угловая частота токов статора;
- базовая угловая скорость $\Omega_{mb} = \Omega_{msN}$ – синхронная угловая скорость ротора при номинальной частоте токов статора.

Другие базовые значения выражаются через первичные:

- $P_b = Q_b = S_b = (3/2) U_{sb} I_{sb} = S_N$ – базовая мощность, равная номинальной полной мощности АД;

- $M_b = P_b / \Omega_{mb}$ – базовый момент (он превышает номинальный момент);
- $R_b = X_b = Z_b = U_b / I_b$ – базовые сопротивления;
- $L_b = X_b / \Omega_b$ – базовая индуктивность;
- $\Psi_{sb} = U_{sb} / \Omega_b$ – базовое потокоцепление.

Роторные величины рассматривают приведенными к статору, т.е. базовый ток ротора создаёт такое же магнитное поле, как система токов статора в номинальном режиме.

Мы не будем далее использовать индекс * для относительных значений. Только время и постоянные времени, как уже было указано, будут рассматриваться в абсолютных единицах.

В чём же преимущество использования относительных значений? Прежде всего, относительные параметры АД изменяются в достаточно узких пределах. Например, для 4-полюсных АД 5 кВт - 10 МВт разных номинальных напряжений индуктивность намагничивания находится в пределах $L_m = 2.5-4$, индуктивность рассеяния – $L_\sigma = 0.13-0.2$ и т. д. Это позволяет ориентироваться на усреднённые параметры.

2.4. Изображающие векторы и их физический смысл

2.4.1. Общее определение

Изображающие векторы – в основе векторного управления, которое используется в большинстве современных регулируемых электроприводов переменного тока.

Например, изображающий вектор токов статора $\mathbf{i}_s$ – это вектор, проекции которого на оси фаз в каждый момент времени равны мгновенным значениям соответствующих фазных токов (рис. 2.3). Аналогично определяются и другие изображающие векторы.

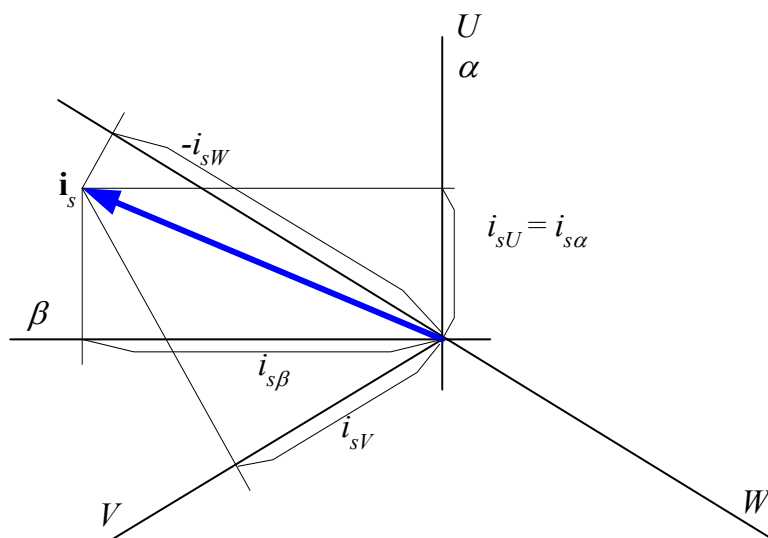


Рис. 2.3. Оси статора и изображающий вектор токов статора

Если все изображающие векторы вращаются с угловой скоростью ω , то фазные токи:

$$i_{sU} = I_s \cos (\omega t + \alpha),$$

$$i_{sV} = I_s \cos (\omega t + \alpha - 2 \pi / 3),$$

$$i_{sW} = I_s \cos (\omega t + \alpha + 2 \pi/3).$$

Мы видим симметричную 3-фазную систему токов. И обратно, симметричная 3-фазная система токов создаёт вращающиеся векторы и вращающееся магнитное поле.

Для многополюсной машины геометрическая угловая скорость и электрическая угловая частота не совпадают. Геометрическая угловая скорость меньше в p_p раз. В этом случае представляют векторы для эквивалентной 2-полюсной машины. Все углы на векторной диаграмме – электрические углы.

Каждый изображающий вектор вполне характеризуется его проекциями на оси α, β статора. Ось α совпадает с осью обмотки U , ось β - ортогональная опережающая. Это используется не только для анализа. Сигналы в устройстве автоматического управления соответствуют этим проекциям, они численно равны относительным значениям указанных проекций.

2.4.2. Физический смысл

Мы дали математическое определение изображающих векторов. Но некоторые векторы имеют важный физический смысл. Изображающий вектор токов статора $\mathbf{i}_s$ характеризует направление и интенсивность магнитного поля создаваемого токами статора (только ими) – магнитодвижущие силы от токов статора по разным направлениям. Он также характеризует распределение токов в проводниках статора; изображающий вектор плотности токов статора $\mathbf{j}_s$ сдвинут на -90° по отношению к вектору $\mathbf{i}_s$, и как относительная величина имеет такой же модуль (рис. 2.4).

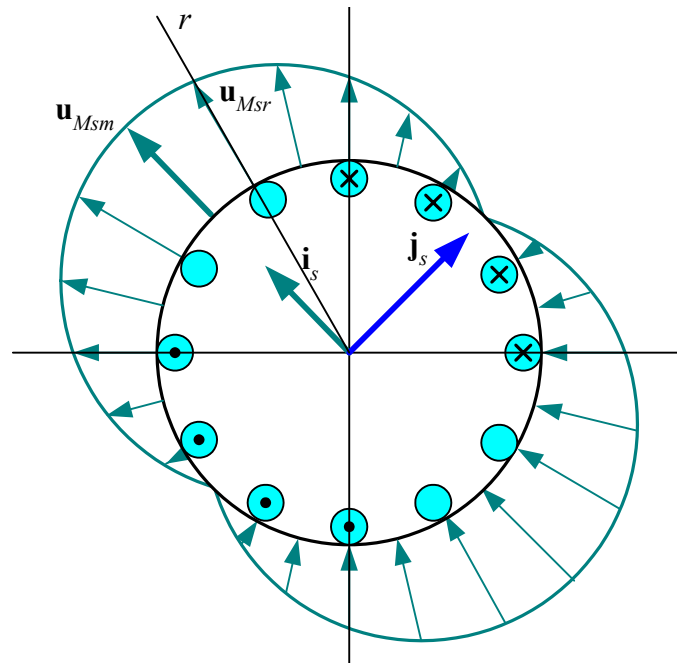


Рис. 2.4. Магнитодвижущие силы от токов статора по радиальным направлениям $\mathbf{u}_{Msr}$, изображающий вектор токов статора $\mathbf{i}_s$, изображающий вектор плотности токов статора $\mathbf{j}_s$

Важнейший физический смысл имеет вектор основного магнитного потока Ψ_δ (магнитного потока в зазоре). Он отличается от вектора потокосцеплений статора Ψ_s за счёт потокосцеплений рассеяния статора:

$$\Psi_\delta = \Psi_s - L_{s\sigma} \mathbf{i}_s, \quad (2.2)$$

где $L_{s\sigma}$ - индуктивность рассеяния статора. Вектор ψ_δ характеризует направление и интенсивность индукции *резльтирующего* магнитного поля в зазоре (рис. 2.5).

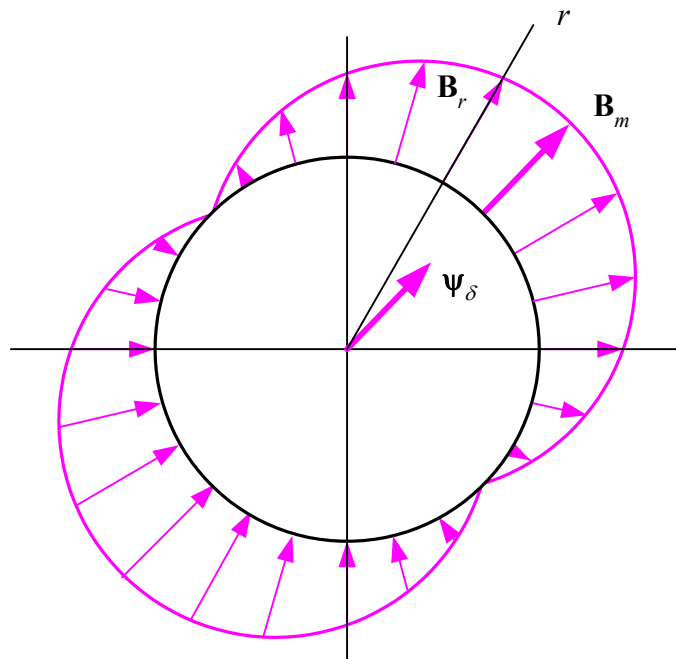


Рис. 2.5. Индукция результирующего магнитного поля в воздушном зазоре и вектор основного потока

2.4.3. Вектор магнитного потока ротора и система координат, ориентированная по полю ротора

Простейшее определение вектора магнитного потока ротора основано на замене клетки ротора двумя замкнутыми контурами в осях d, q **ротора** (рис. 2.6).

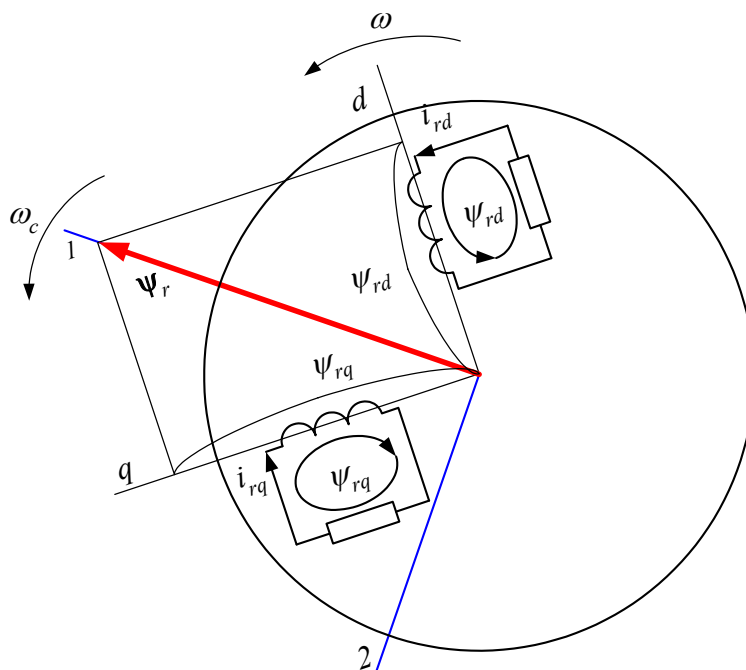


Рис. 2.6. Вектор потока ротора и координаты, ориентированные по полю ротора

Проекции вектора потока ротора Ψ_r в каждый момент времени равны потокоцеплениям соответствующих контуров.

Система координат 1, 2 (рис. 2.6) ориентирована по полю ротора: ось 1 совпадает по направлению с вектором Ψ_r , ось 2 – ортогональная опережающая. Обозначение 1, 2 введено Ф. Блашке, впервые предложившим управление асинхронным приводом, ориентированное по полю (обозначение d, q обычно используют для координат, связанных с ротором – для осей двух его воображаемых обмоток).

Для ротора с двумя проводящими контурами вектор потока ротора выражается следующим образом

$$\Psi_r = \Psi_\delta + L_{r\sigma} \mathbf{i}_r. \quad (2.3)$$

Здесь $L_{r\sigma}$ – индуктивность рассеяния ротора, $\mathbf{i}_r$ – вектор токов ротора.

В АД с короткозамкнутым ротором фактически невозможно измерить вектор потока ротора. Поэтому в практике часто используют вектор эквивалентного потока ротора:

$$\Psi_e = (L_m / L_r) \Psi_r, \quad (2.4)$$

где L_m – индуктивность намагничивания, L_r – суммарная индуктивность ротора:

$$L_r = L_m + L_{r\sigma}.$$

Такое простое представление возможно без учета насыщения АД.

Вектор эквивалентного потока ротора пропорционален вектору потока ротора и, поэтому, совпадает с ним по направлению. Следовательно, система координат 1, 2 ориентирована также и по вектору эквивалентного потока ротора.

В отличие от вектора Ψ_r , вектор эквивалентного потока ротора измерим через переменные статора по соотношению:

$$\Psi_e = \Psi_s - L_\sigma \mathbf{i}_s. \quad (2.5)$$

где L_σ – эквивалентная суммарная индуктивность рассеяния: $L_\sigma = L_{s\sigma} + (L_m / L_r) L_{r\sigma}$.

Соответственно вводится преобразованный вектор токов ротора:

$$\mathbf{i}_{re} = (L_r / L_m) \mathbf{i}_r. \quad (2.6)$$

Эквивалентный поток весьма просто выражается через токи статора и ротора:

$$\Psi_e = L_{me} (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_{re}) = L_{me} \mathbf{i}_s; \quad L_{me} = (L_m / L_r) L_m. \quad (2.7)$$

2.5. Основные соотношения АД и его векторная диаграмма

2.5.1. Уравнения напряжений

В соответствии с законом электромагнитной индукции, фазное напряжение статора выражается через ток и потокоцепление фазы:

$$u_{sU} = R_s i_{sU} + (p/\Omega_b) \psi_{sU},$$

соответственно для изображающих векторов

$$\mathbf{u}_{s(\alpha, \beta)} = R_s \mathbf{i}_{s(\alpha, \beta)} + (p/\Omega_b) \Psi_{s(\alpha, \beta)}. \quad (2.8)$$

Как уже указано, обычно для АД используют систему координат 1, 2, связанную с вектором Ψ_r . Система 1, 2 – вращающаяся. Если рассматривать векторы в этой системе, уравнение для напряжения принимает вид:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + (p/\Omega_b) \boldsymbol{\psi}_s + v_c \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s, \quad (2.9)$$

где v_c – относительная скорость системы координат; матрица $\mathbf{J}$ поворачивает вектор на 90° .

Для короткозамкнутого ротора в этих же координатах мы получаем соотношение:

$$\mathbf{0} = R_{re} \mathbf{i}_{re} + (p/\Omega_b) \boldsymbol{\psi}_e + (v_c - v) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_e. \quad (2.10)$$

В это соотношение входят эквивалентный поток ротора $\boldsymbol{\psi}_e$, преобразованный ток ротора $\mathbf{i}_{re}$ и эквивалентное сопротивление R_{re} для уравнения с эквивалентным потоком и преобразованным током.

Разность относительных скоростей

$$s = v_c - v$$

называется скольжением АД, и частота

$$f_{slip} = [\Omega_b / (2\pi)] s -$$

это частота скольжения.

2.5.2. Уравнения для ротора

В соответствии с уравнением напряжений ротора, компоненты тока ротора -

$$i_{re1} = - (1/R_{re}) (p/\Omega_b) \psi_e, \quad i_{re2} = - (1/R_{re}) s \psi_e, \quad (2.11)$$

где p – оператор дифференцирования по времени, ψ_e – модуль вектора эквивалентного потока ротора, и для установившихся режимов

$$i_{re1st} = 0. \quad (2.12)$$

Как мы видим в (2.11), компонента i_{re2} пропорциональна скольжению.

При выбранных координатах 1, 2 ток i_{re2} связан с током i_{s2} соотношением:

$$i_{re2} = - i_{s2}. \quad (2.13)$$

Уравнение для потока ротора:

$$\psi_e = \frac{1}{1 + T_r p} L_m i_{s1}. \quad (2.14)$$

Здесь L_m – индуктивность намагничивания, T_r – электромагнитная постоянная времени ротора:

$$T_r = L_r / (\Omega_b R_r).$$

Из этого два вывода:

1. В установившемся режиме поток ротора пропорционален току i_{s1} .
2. Поток ротора обладает инерцией по отношению к току i_{s1} , подобно выходному сигналу фильтра с постоянной времени T_r .

2.5.3. Уравнения для момента и скольжения

Момент определяется соотношениями

$$M = \psi_e i_{s2}. \quad (2.15)$$

Таким образом, компонента тока статора i_{s2} определяет момент.

Скольжение можно выразить таким образом:

$$s = R_{re} M / \psi_e^2; \quad (2.16)$$

при неизменном потоке скольжение пропорционально моменту.

2.5.4. Векторная диаграмма

В соответствии с рассмотренными соотношениями, на рис. 2.7 показана векторная диаграмма АД.

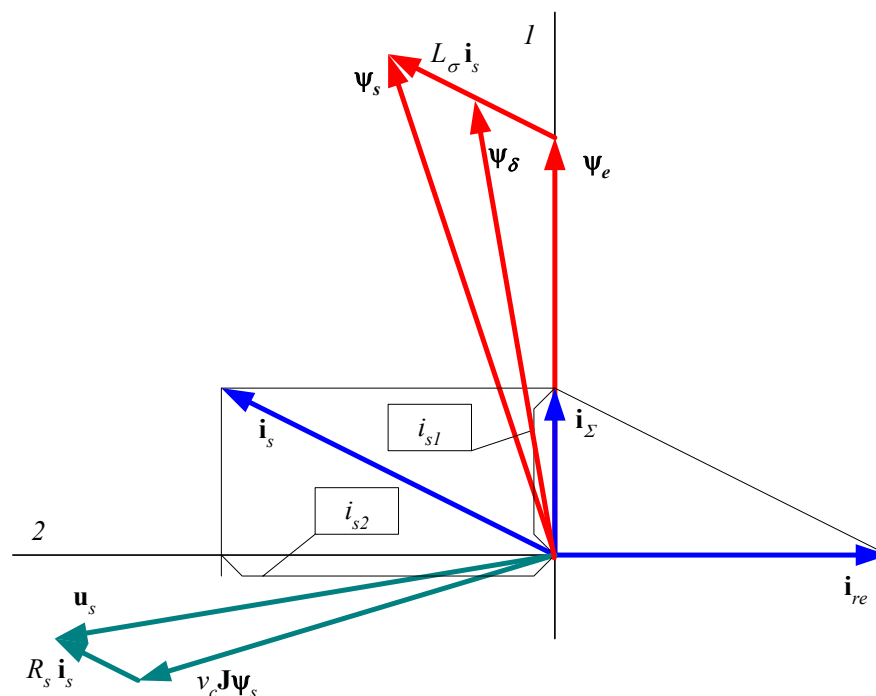


Рис. 2.7. Приближённая векторная диаграмма для установившегося режима АД

2.6. Асинхронный двигатель в нерегулируемом электроприводе

2.6.1. Характеристики АД при непосредственном питании от сети

Угловая скорость магнитного поля в этом случае неизменна и определяется частотой сети и числом пар полюсов двигателя. Мало изменяются также модули векторов противо-ЭДС и потокосцепления статора (только за счёт активного напряжения $R_s i_s$).

При скорости ротора, совпадающей со скоростью поля, момент двигателя – нулевой. Это вытекает из принципа действия АД. При снижении скорости ротора нарастают ток статора и частота токов ротора. Нарастает скольжение. Первоначально нарастает также и момент. Нарастание момента продолжается до определённого скольжения – критического скольжения. Дело в том, что при нарастании токов, как следует из векторной диаграммы, уменьшается магнитный поток ротора. Критическое скольжение имеет порядок $s_c \approx 0.1$ для обычных двигателей. При дальнейшем снижении скорости ток статора продолжает нарастать, но момент падает. Эти свойства иллюстрируются примером характеристик на рис. 2.8.

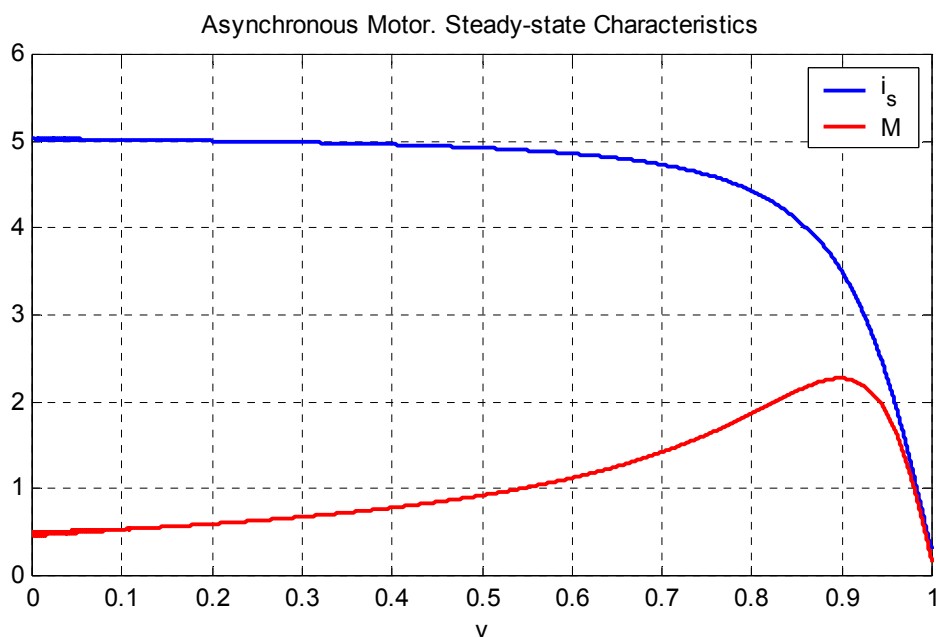


Рис. 2.8. Статические характеристики АД

2.6.2. Процессы на начальной стадии прямого пуска

Из статических характеристик видно, что при нулевой скорости имеют место значительный ток статора (5-8 I_{sN}) и малый момент. Но это – значения для установившегося режима. Крайне неблагоприятная ситуация возникает непосредственно после подключения двигателя к сети. Пример показан на рис. 2.9.

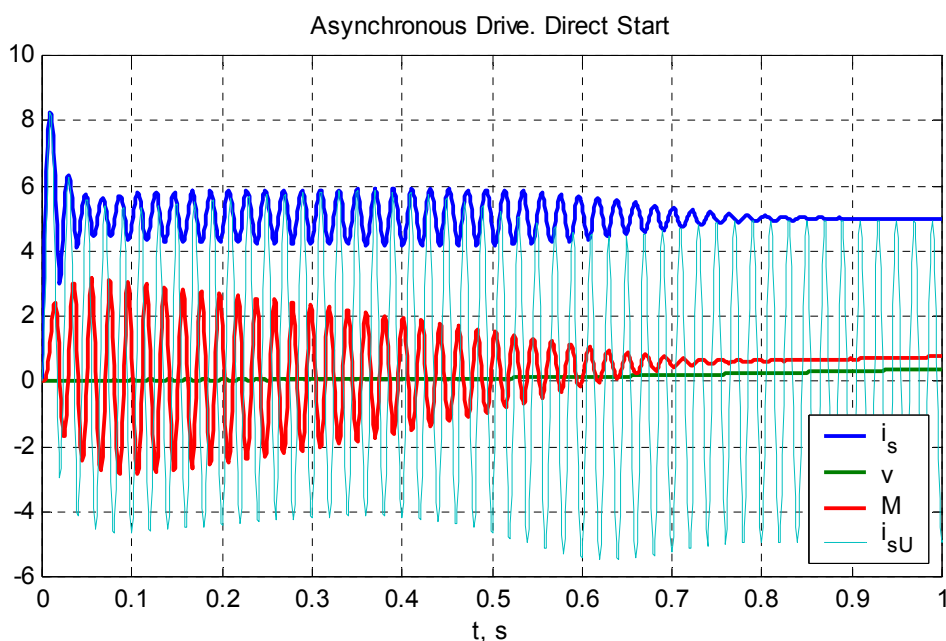


Рис. 2.9. Начальная стадия прямого пуска АД

Здесь имеет место сверхток; максимальное значение тока почти достигает 1.6-1.8 амплитуды пускового тока установившегося режима. В данном примере $I_{s,max} \approx 8 I_{sNm}$, где I_{sNm} – амплитуда тока статора в номинальном режиме.

Удар тока воздействует на проводники статора с усилием, которое превосходит усилие номинального режима в 50-100 раз (в данном примере – в 64 раза). Усилие вдавливают проводники в пазы. Это ведёт к усталостному разрушению изоляции статора.

На начальной стадии пуска имеют место весьма значительные колебания момента с частотой сети. В данном примере амплитуда колебаний достигает значения $M_m \approx 4 M_N$. Этот знакопеременный момент разрушительно действует на двигатель и механизм. При этом полезная составляющая момента на данной стадии весьма мала. Скорость двигателя начинает нарастать не сразу и затем нарастает очень медленно.

В целом следует характеризовать процессы на начальной стадии прямого пуска как крайне неблагоприятные для двигателя и механизма.

2.7. Частотно-регулируемый АД в разомкнутой системе

В разомкнутой системе задаётся частота. Изменение частоты происходит с программируемым темпом. Задаётся также отношение напряжения статора к частоте U/f . Постоянство этого отношения соответствует примерному постоянству потокосцепления статора. В соответствии с изменением частоты изменяется скорость АД.

2.7.1. Пуско-тормозные режимы

Процессы показаны на рис. 2.10.

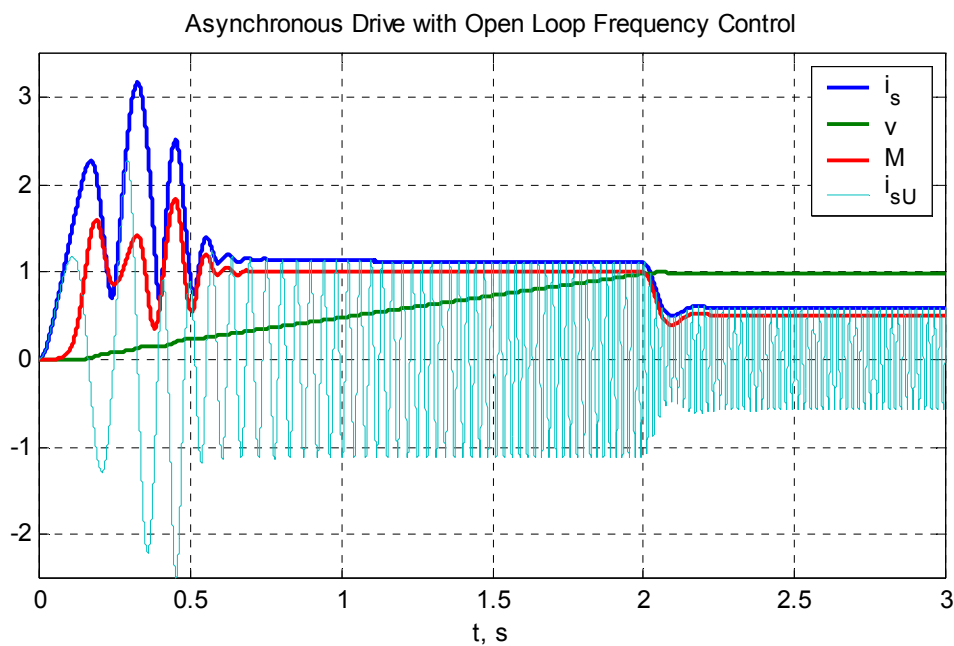


Рис. 2.10. Пуск частотно-регулируемого электропривода в разомкнутой системе.

Начало разгона – одновременно с включением

На начальной стадии процесса возможны более чем существенные колебания момента и токов статора. В этих случаях полезно использовать пониженное ускорение в зоне малых скоростей. В целом привод без замкнутой системы обладает повышенной колебательностью в зоне низких скоростей. Это иллюстрируется процессами при торможении привода от номинальной до низкой скорости (рис. 2.11.).

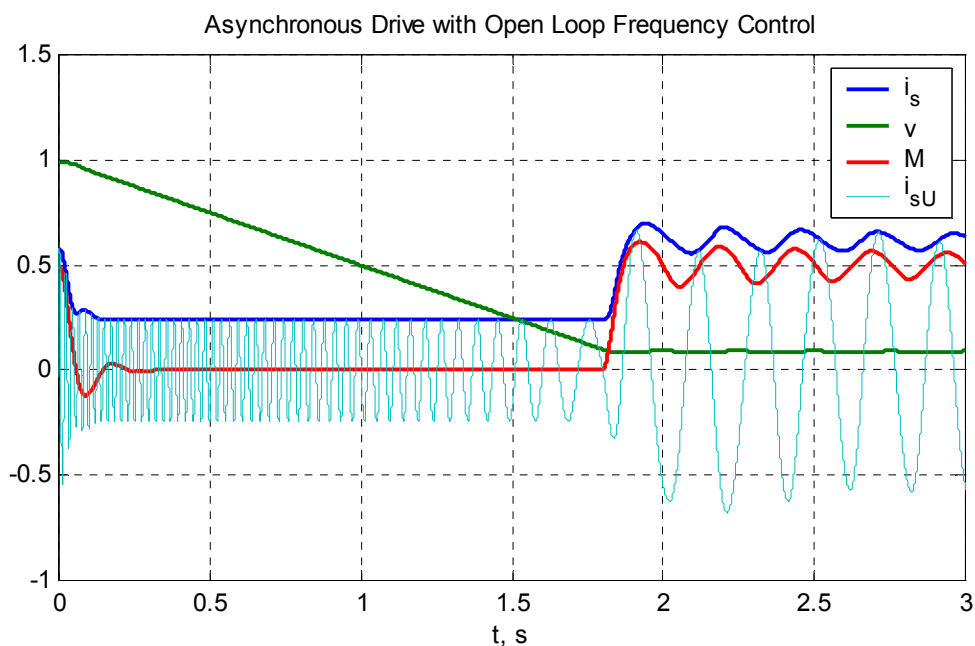


Рис. 2.11. Торможение частотно-регулируемого электропривода в разомкнутой системе

В целом можно считать, что разомкнутая система не предназначена для электроприводов с высокими требованиями к качеству пуско-тормозных режимов.

2.7.2. Процессы при изменениях нагрузки

Процессы при набросе нагрузки показаны на рис. 2.12.

Исключая режимы при низкой скорости, реакция электропривода на изменения нагрузки весьма благоприятна. Обеспечивается высокая статическая и динамическая жёсткость механической характеристики. В этом проявляется саморегулирование АД.

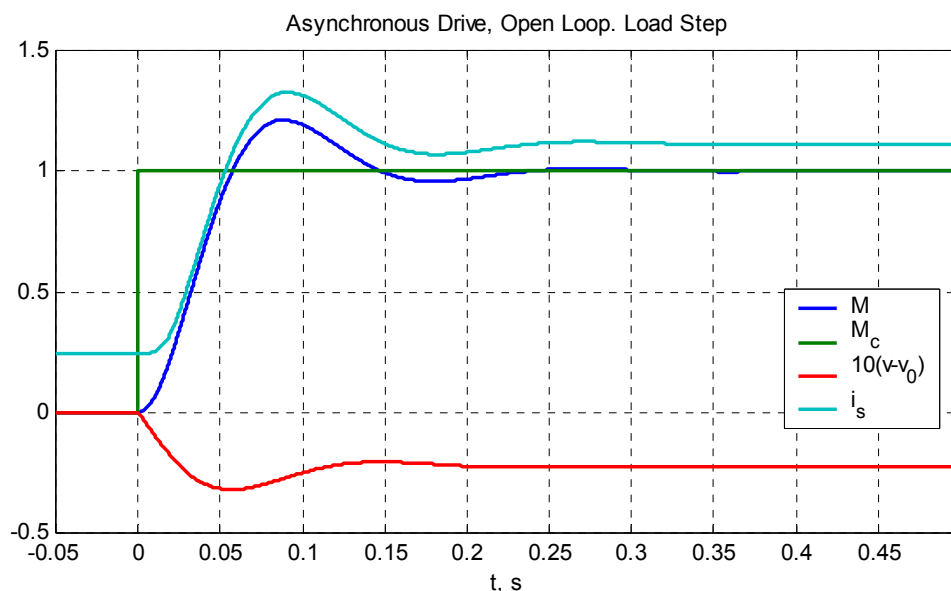


Рис. 2.12. Процессы частотно-регулируемого электропривода в разомкнутой системе при скачке момента нагрузки

2.8. Выводы к главе

1. Общепринятый метод анализа режимов и свойств АД основан на использовании изображающих векторов. Векторы не только позволяют решать теоретические и расчётные задачи. Многие из векторов тесно связаны с физическими явлениями в двигателе. Векторы в виде сигналов проходят через реальные системы автоматического управления электроприводов.
2. Для представления векторов необходима система координат. Для АД в большинстве случаев используют систему координат, ориентированную по вектору магнитного потока ротора (здесь оси обозначены 1, 2).
3. Составляющая тока статора по оси 1 создаёт магнитный поток, составляющая по оси 2 создаёт момент.
4. В анализе и в инженерной практике используют переменные и параметры в относительных единицах. Относительные параметры двигателей изменяются в нешироких пределах. Это позволяет во многих случаях просто использовать усреднённые значения параметров.
5. Прямой пуск АД вызывает удары тока и момента, сокращающие ресурс двигателя и механизма.
6. Пуско-тормозные режимы частотно-регулируемого АД в разомкнутой системе в некоторых случаях оказываются колебательными; это имеет место при низких скоростях. Наряду с этим, реакция электропривода на изменения нагрузки вне зоны низких скоростей – благоприятная, с высокой статической и динамической жёсткостью.

3. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Синхронный двигатель

Общее схематическое изображение синхронного двигателя (СД) приведено на рис. 3.1.

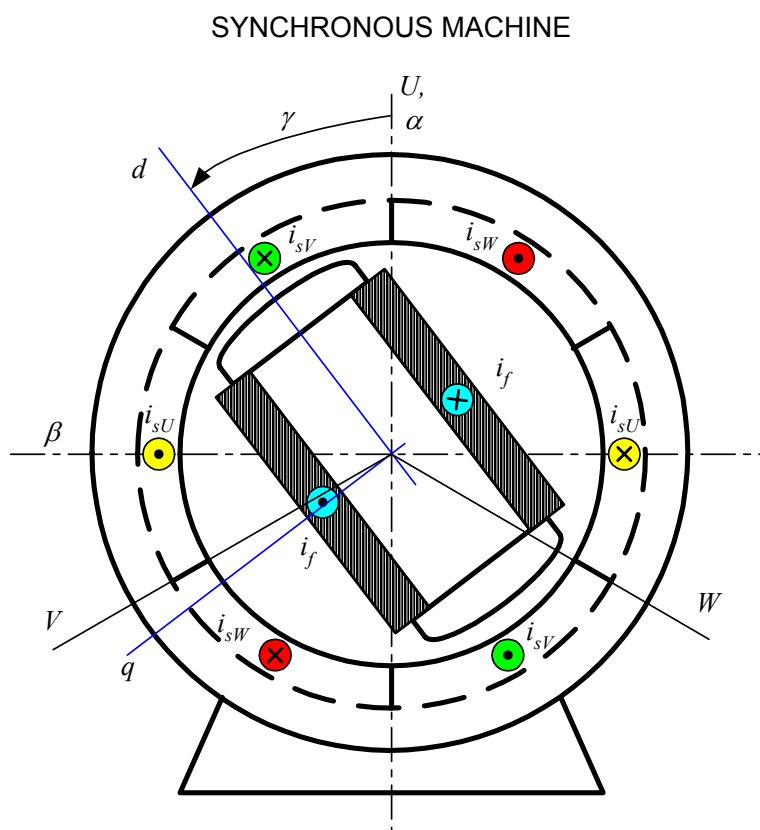


Рис. 3.1. Синхронный двигатель и его оси

Статор синхронного двигателя практически аналогичен статору асинхронного. На нём размещена трехфазная обмотка. Разные виды СД (рис. 3.2) отличаются ротором.

Синхронный двигатель с электромагнитным возбуждением, показанный схематично на рис. 3.1, имеет на роторе обмотку возбуждения. Эта обмотка, грубо говоря, создаёт магнитное поле СД. Ток возбуждения в установившихся режимах – постоянный. Подвод тока к обмотке возбуждения в большинстве случаев осуществляется через кольца и щётки.

Тихоходные СД с электромагнитным возбуждением – **явнополюсные**. Наконечники полюсов – обычно шихтованные. В большинстве случаев имеется демпферная клетка, подобная клетке ротора АД.

Быстроходные СД (3000 об/мин и, чаще всего, также 1500 об/мин) – **неявнополюсные**. Стальной ротор – массивный. Обмотка возбуждения размещена в пазах ротора.

Магнитное поле **СД с постоянными магнитами** создаётся магнитами, размещёнными на роторе. Этот вид СД используется в диапазоне номинального момента до 100 Н*м.

KINDS OF SYNCHRONOUS MOTOR

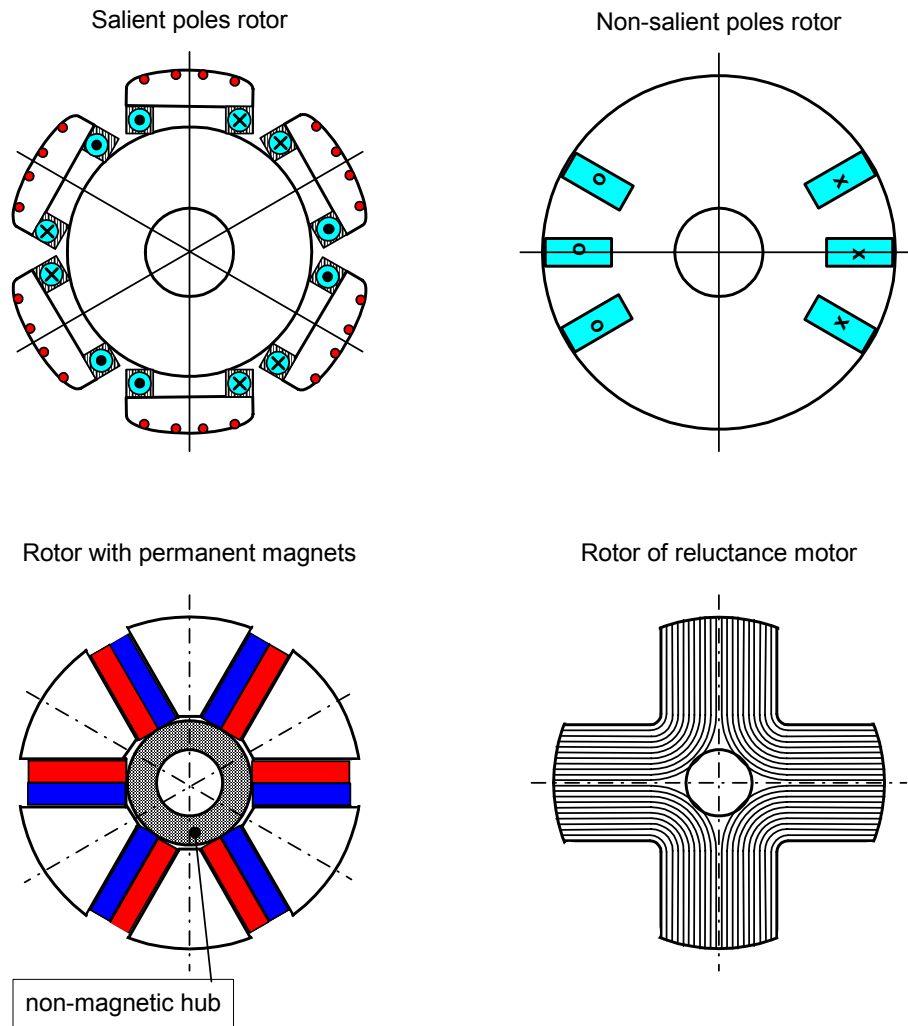


Рис. 3.2. Виды СД

Явнополюсный ротор **реактивного** СД не имеет обмотки. Принимаются специальные меры для того, чтобы магнитная проводимость по продольной оси d значительно превышала проводимость по поперечной оси q (рис. 3.1). Магнитное поле создается только токами статора.

3.2. Принцип действия СД

Принцип действия упрощенно поясняется рис. 3.3. На проводники статора в магнитном поле действуют силы; направление сил соответствует правилу левой руки. Эти силы определяют вращающий момент, действующий на статор со стороны ротора. Равный по абсолютному значению, но противоположно направленный момент воздействует на ротор со стороны статора.

Диаграмма токов в проводниках статора вращается с такой же угловой скоростью, как и ротор. Когда двигатель работает от сети, момент двигателя заставляет ротор вращаться с угловой скоростью поля. В регулируемом электроприводе управление осуществляется таким образом, что диаграмма токов статора «привязана» определенным образом к ротору (управление по принципу вентильного двигателя).

SYNCHRONOUS MACHINE. PRINCIPLE OF OPERATION

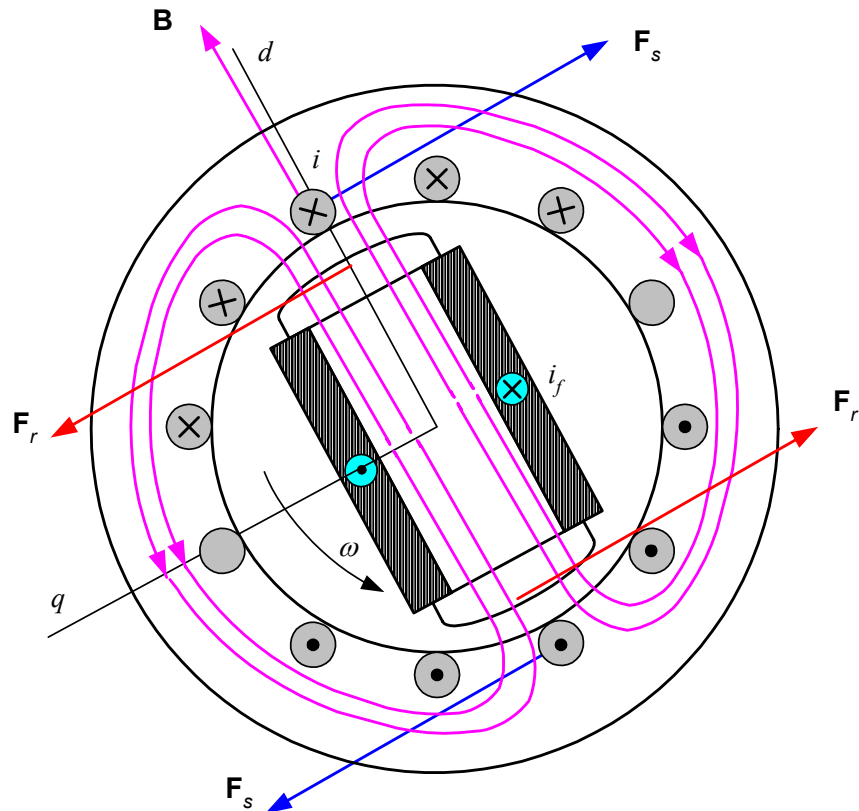


Рис. 3.3. Принцип действия СД

3.3. Системы возбуждения

Варианты системы электромагнитного возбуждения показаны на рис. 3.4.

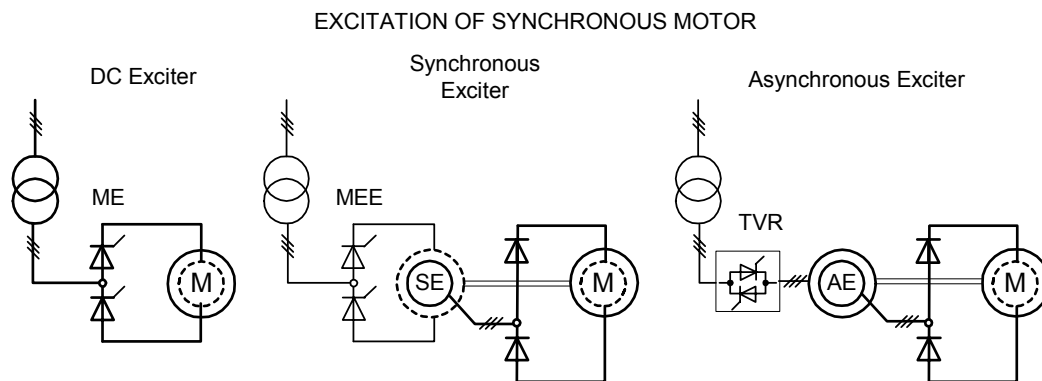


Рис. 3.4. Системы возбуждения СД

Наиболее распространённая система возбуждения – с питанием обмотки возбуждения через контактные кольца и щётки от тиристорного выпрямителя (*TE* на рис.).

Наряду с этим, используют также бесщёточные системы. В этих вариантах используется возбудитель на валу СД. В варианте с синхронным возбудителем (*SE* на рис. 3.4) используется обращённая синхронная машина с трехфазной обмоткой на роторе и обмоткой возбуждения на статоре. Напряжение трехфазной обмотки выпрямляется выпрямителем (чаще всего – диодным) и подводится к обмотке

возбуждения СД; диодный выпрямитель размещён на роторе СД и вращается вместе с ним. Серьёзный недостаток данного варианта – при нулевой скорости СД отсутствует ЭДС возбудителя и, следовательно, невозможно обеспечить ток возбуждения СД. Это препятствует частотному пуску синхронного двигателя именно в режиме синхронного.

От этого недостатка свободна система с асинхронным возбудителем (АЕ на рис. 3.4). В качестве возбудителя используется асинхронная машина с фазным ротором. Обмотка возбуждения питается от ротора возбудителя через выпрямитель. Для регулирования тока возбуждения используется тиристорный регулятор напряжения в цепи статора возбудителя. Направление вращения поля в возбудителе противоположно направлению вращения СД. В этом варианте даже при нулевой скорости обеспечивается достаточное напряжение возбудителя. Более качественные результаты, чем с асинхронной машиной, достигаются при использовании вращающегося трансформатора.

Общий недостаток бесщёточных систем с диодным выпрямителем – невозможность ускоренного гашения тока возбуждения: диодный выпрямитель не позволяет рекуперировать энергию магнитного поля СД. Ускоренное гашение поля необходимо для качественной динамики электропривода и в аварийных режимах.

3.4. Относительные переменные и параметры синхронного двигателя

Относительные значения для СД определяются, в основном, аналогично АД (см. 2.3). Особенностью СД являются только базовые значения обмотки возбуждения. Базовый ток возбуждения I_{fb} создаёт такую же основную гармонику ЭДС статора, как базовый ток статора при условии, что изображающий вектор токов статора направлен по продольной оси. Номинальный ток возбуждения не совпадает при таком выборе с базовым током. Остальные базовые значения обмотки возбуждения определяются через базовый ток и общие базовые значения СД:

$$U_{fb} = P_b/I_{fb}; R_{fb} = U_{fb}/I_{fb}; \Psi_{fb} = U_{fb}/\Omega_b; L_{fb} = \Psi_{fb}/I_{fb}.$$

3.5. Изображающие векторы и предпочтительная система координат синхронного двигателя

Рассматриваются такие же изображающие векторы, как для АД (см. 2.4): вектор токов статора $\mathbf{i}_s$, вектор потокосцеплений статора Ψ_s , вектор основного магнитного потока (потока в зазоре) Ψ_δ .

Алгебраически каждый вектор представляют его компонентами в определённой системе координат. Для СД предпочтительна ортогональная система координат, образуемая осями d, q ротора. Дело в том, что ротор СД, в отличие от АД, обладает разными свойствами по разным направлениям. Ось d – ось симметрии обмотки возбуждения, а для явнополюсного СД – также ось наибольшей магнитной проводимости.

3.6. Основные соотношения и векторная диаграмма синхронного двигателя

Уравнение для напряжений статора имеет такой же вид, как для АД:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + (p/\Omega_b) \Psi_s + v \mathbf{J} \Psi_s,$$

но в него входит относительная скорость ротора, которая в данном случае и является скоростью системы координат.

Вектор потокосцеплений статора выражается через векторы основного потока и токов статора, как и в случае АД:

$$\Psi_s = \Psi_\delta + L_{s\sigma} i_s.$$

Основной магнитный поток, как и для АД, определяется суммарным током обмоток, но суммарный ток выражается по-разному для осей d , q :

$$i_{\Sigma d} = i_{sd} + i_f + i_{cd}, \quad i_{\Sigma q} = i_{sq} + i_{cq}.$$

Здесь i_{cd} , i_{cq} – компоненты тока демпферных контуров ротора (эти токи имеют место в переходных процессах). Без учёта насыщения компоненты основного потока пропорциональны соответствующим суммарным токам; для явнополюсного двигателя коэффициенты L_{md} , L_{mq} для осей различны:

$$\Psi_{\delta d} = L_{md} i_{\Sigma d}, \quad \Psi_{\delta q} = L_{mq} i_{\Sigma q}.$$

Векторная диаграмма для установившегося режима явнополюсного СД показана на рис. 3.5 для двух разных режимов: с подмагничивающим и с размагничивающим током статора (режимы рассматриваются далее в п. 7.3).

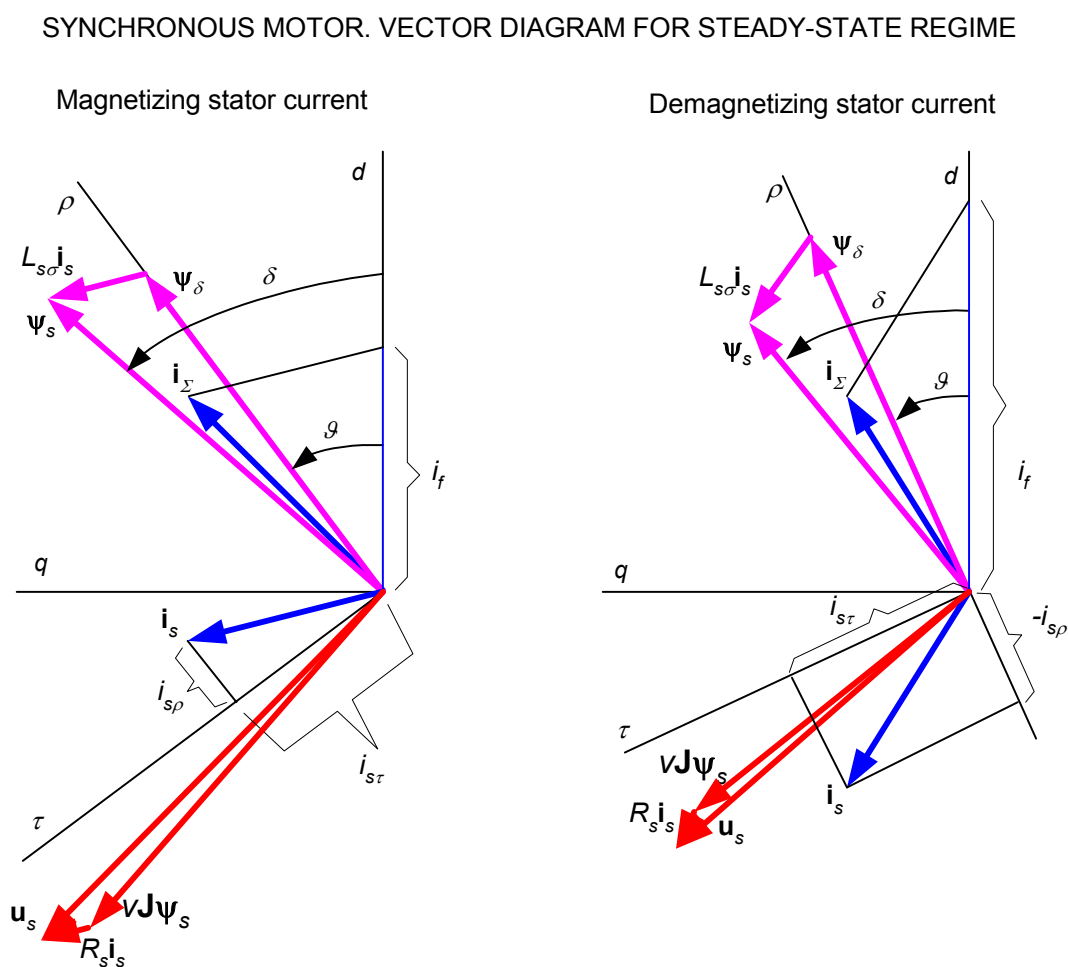


Рис. 3.5. Векторная диаграмма СД

При положительном моменте двигателя вектор основного потока Ψ_δ опережает по отношению к оси d на угол δ . С ростом момента угол δ увеличивается. При отрицательном моменте угол δ также отрицателен.

Характерная особенность явнополюсного СД – вектор основного потока отклонён от оси d на меньший угол, чем вектор суммарного тока $\mathbf{i}_\Sigma$ – проводимость магнитной цепи по поперечной оси меньше, чем по продольной.

На диаграмме показан режим, в котором ток статора не только обеспечивает момент, но также участвует в создании магнитного поля: составляющая тока по направлению ρ вектора основного потока – положительная. Такой режим способствует уменьшению суммарных потерь энергии и, особенно, уменьшению потерь в обмотке возбуждения – наиболее нагревающейся части СД.

Векторная диаграмма поясняет соотношение для электромагнитного момента СД:

$$M = \psi_\delta i_{s\tau}$$

Понятно, что момент пропорционален интенсивности магнитного поля в зазоре. Что касается компоненты тока статора $i_{s\tau}$, то она определяет ток в проводниках статора, для которых индукция магнитного поля максимальна.

3.7. Синхронный двигатель с питанием от сети

3.7.1. Пуск сетевого СД

Асинхронный пуск

Чаще всего используется асинхронный пуск с непосредственным подключением статора к сети. Обмотка возбуждения при этом отключена от возбудителя. Подключать двигатель к сети с разомкнутой цепью обмотки возбуждения недопустимо – напряжение на кольцах при этом было бы в 50-200 раз больше номинального напряжения обмотки. Поэтому в режиме пуска обмотка возбуждения замкнута на резистор.

Начальный этап процесса не имеет заметных отличий от соответствующего этапа в асинхронном электроприводе. Отличия заметны в последующих этапах. Момент и модуль изображающего вектора токов статора содержат переменную составляющую удвоенной частоты скольжения, обусловленную асимметрией ротора: наличием обмотки возбуждения и явнополюсностью. В обмотке возбуждения протекает значительный ток частоты скольжения. Пример процессов показан на рис. 3.6.

Следует отметить, что прямой пуск для СД еще менее благоприятен, чем для АД. Имеют место сверхток статора и колебания момента непосредственно после включения, как и в АД. Но дополнительно имеют место значительные колебания момента, особенно при подсинхронной скорости. В данном примере амплитуда переменной составляющей момента превышает номинальный момент двигателя.

Вход в синхронизм

После достижения подсинхронной скорости асинхронный пуск заканчивается. Включается возбудитель, нарастает постоянная составляющая тока возбуждения, и двигатель входит в синхронизм. Однако для вхождения в синхронизм должны быть выполнены определённые условия:

- характеристика двигателя должна обеспечить малое скольжение в асинхронном режиме при имеющей место нагрузке на валу двигателя;

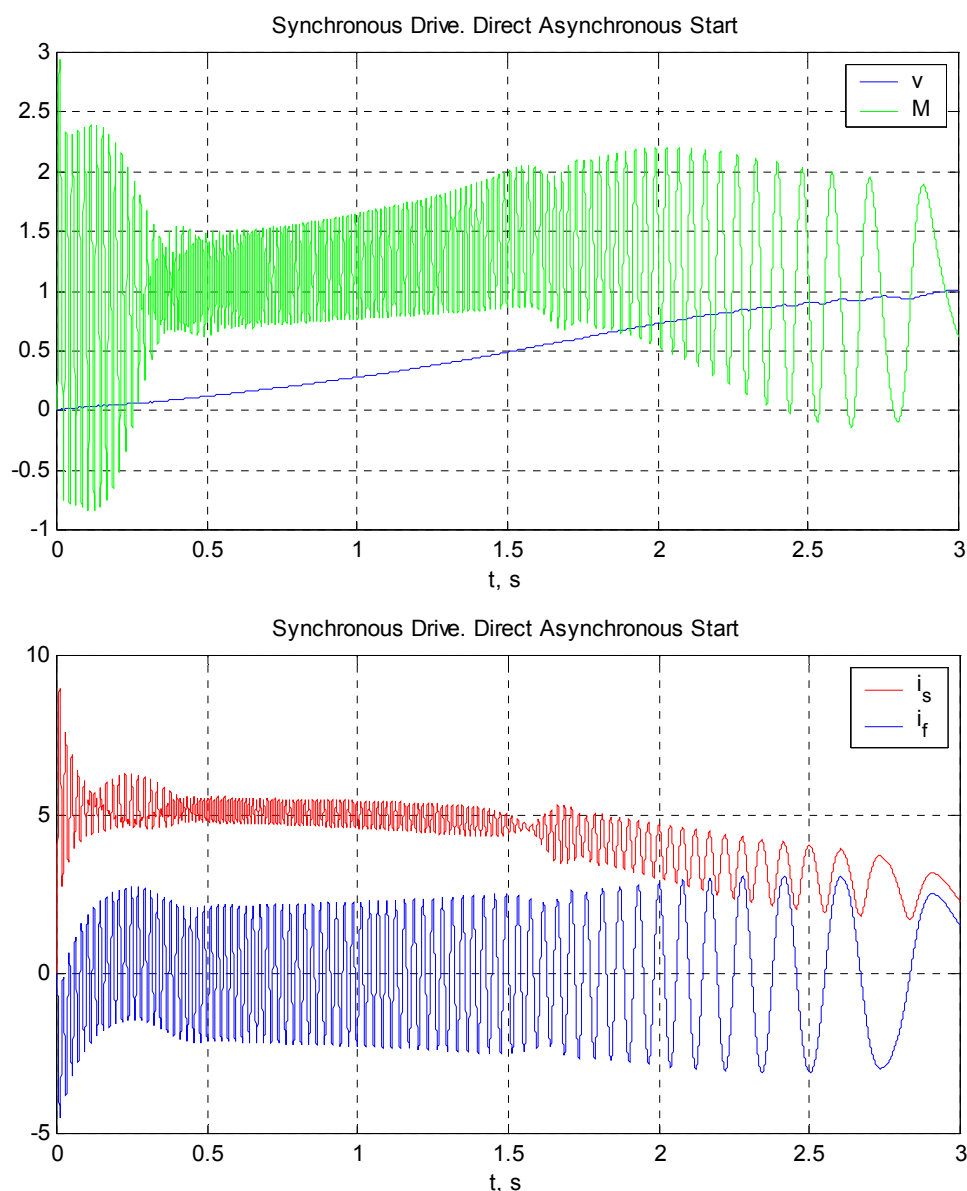


Рис. 3.6. Прямой асинхронный пуск СД

- скольжение это должно быть тем меньше, чем больше электрохимическая постоянная времени электропривода T_j .

Вхождение в синхронизм облегчается оптимальным выбором момента времени для включения возбуждения; для этого существуют специальные схемы.

Таким образом, наиболее тяжёлые условия для вхождения в синхронизм имеют место при значительной нагрузке на валу двигателя.

При пуске без нагрузки явнополюсного двигателя возникает другая опасность: если возбуждение не включено вовремя, двигатель втягивается в синхронизм за счёт момента явнополюсности (как реактивный СД). При последующем включении возбуждения может оказаться, что полюсы ротора сдвинуты на 180 электрических градусов по отношению к полю. Происходит процесс "переполюсовки"; это крайне тяжёлый процесс, со значительным максимальным током статора и значительным напряжением на обмотке возбуждения. Для предотвращения таких последствий возбуждение включают с достаточным упреждением.

3.7.3. Рабочие режимы сетевого СД

Режимы при изменениях нагрузки

Войдя в синхронизм, СД удерживается в нём за счёт синхронизирующего момента. В п. 3.6 было отмечено, что увеличению угла ϑ соответствует увеличение электромагнитного момента. Представим себе, что имел место установившийся режим с определённым моментом нагрузки, после чего момент нагрузки увеличился. Вслед за этим начинается торможение ротора, ось d сдвигается в сторону отставания, угол ϑ увеличивается. При этом нарастает электромагнитный момент СД. В результате устанавливается новый режим с увеличенным углом ϑ .

Характер процессов при этом – колебательный. Колебания демпфируются демпферной клеткой или проводящим массивом ротора.

Процесс устанавливается только при условии, что момент нагрузки не превышает максимального момента СД. Можно отметить, что по отношению к кратковременным нагрузкам (0.5-2 с) максимальный момент СД в 2-3 раза превышает статический максимальный момент.

Важную роль в режимах сетевого СД играет ток возбуждения. Увеличение тока возбуждения увеличивает максимальный момент и отдаваемую в сеть реактивную мощность. Это иллюстрируется статическими характеристиками на рис. 3.7.

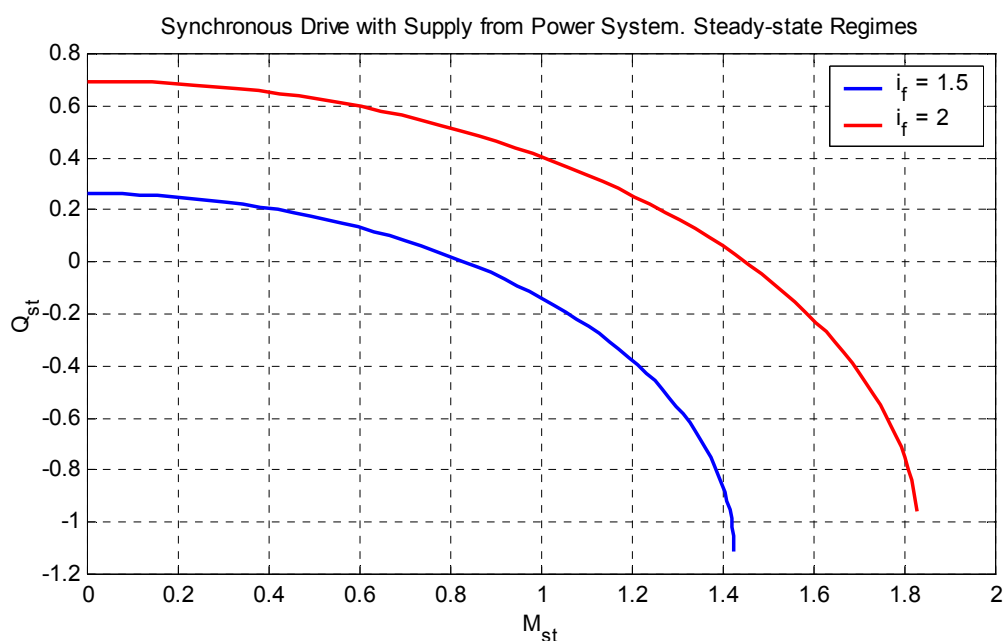


Рис. 3.7. Статические характеристики сетевого СД

Автоматическое регулирование возбуждения

Отметим, что статические характеристики при постоянстве тока возбуждения не вполне благоприятны. Чтобы обеспечить достаточный запас момента, необходимо установить большой ток возбуждения. Но при малой нагрузке это вызывает излишек отдаваемой в сеть реактивной мощности, излишние потери энергии и излишний нагрев СД. Поэтому вполне целесообразно автоматическое регулирование возбуждения сетевых СД. Автоматический регулятор увеличивает ток возбуждения при росте

момента нагрузки. В некоторых системах ток возбуждения регулируется также в зависимости от потребности сети в реактивной мощности.

Следует также учитывать, что по российским Правилам Устройства Электроустановок необходимо обеспечить форсировку тока возбуждения при посадках напряжения в сети: при снижении напряжения в узле нагрузки ниже $0.85 U_N$ следует увеличить ток возбуждения СД до $(1.5-1.8) I_N$. Это способствует сохранению двигателя в синхронизме и повышает устойчивость сети.

3.8. Выводы к главе

1. СД является предпочтительной электрической машиной для двух диапазонов номинального момента: до 100 Н*м – СД с постоянными магнитами; свыше $3-5 \text{ кН*м}$ – СД с электромагнитным возбуждением.
2. Для анализа СД используются методы и понятия, аналогичные АД: изображающие векторы, относительные переменные и параметры.
3. Предпочтительна система координат d, q , связанная с ротором.
4. Процессы при прямом пуске СД ещё менее благоприятны, чем в случае АД.
5. СД практически не может быть использован в частотном электроприводе без замкнутой системы автоматического регулирования.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА НАПЯЖЕНИЯ С ШИМ

4.1. Схема главных цепей

Главная цепь (рис. 4.1) содержит:

- выпрямитель UZL , обычно диодный;
- реактор фильтра L ;
- конденсатор фильтра C ;
- инвертор напряжения UZM .

Выпрямитель обычно подключён к сети через трансформатор или токоограничивающий реактор, не показанный на схеме.

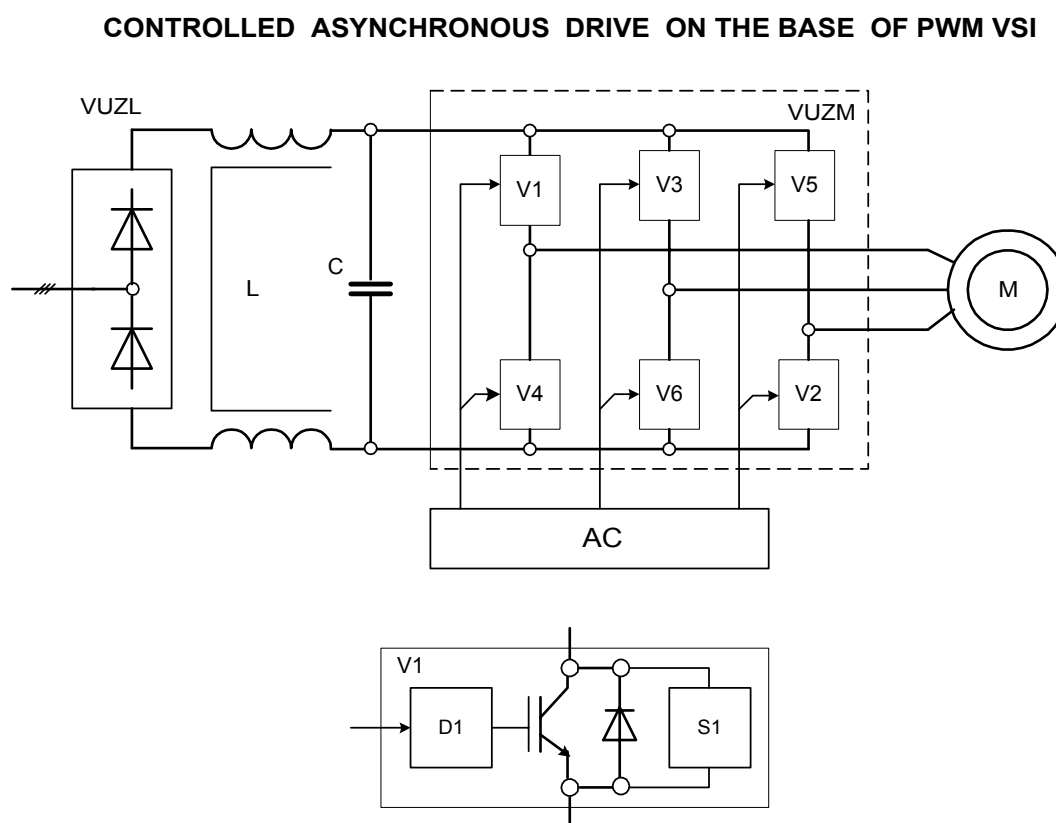


Рис. 4.1. Регулируемый электропривод на основе ИН с ШИМ

Инвертор содержит шесть полупроводниковых ключей. Каждый ключ содержит полностью управляемый полупроводниковый элемент, в настоящее время IGBT или IGCT, и обратный диод. Каждый IGBT управляется драйвером (D1 - D6). Драйвер:

- усиливает и формирует импульсы управления для IGBT;
- формирует диагностические сигналы для устройства автоматического управления;
- гальванически изолирует цепи управления полупроводниковым элементом от устройства управления приводом (обычно через оптоканалы).

4.2. Принцип ШИМ

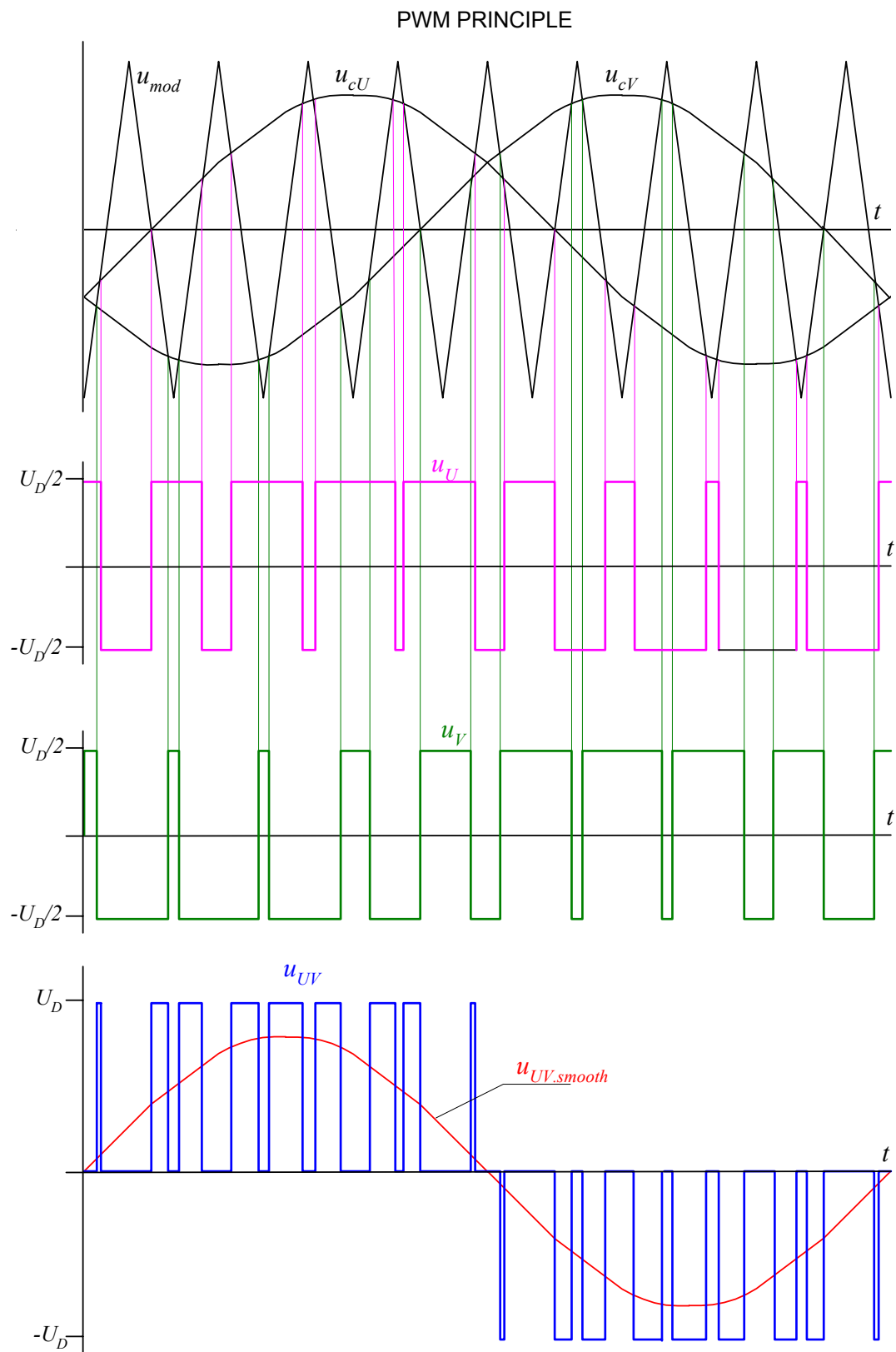


Рис. 4.2. Принцип ШИМ

Ключи в каждой паре, например $V1$ и $V4$, переключаются с определённой частотой – частотой модуляции. Чем большую часть периода модуляции открыт ключ $V1$, тем выше среднее значение потенциала точки U за период модуляции (рис. 3.2). Частота модуляции для современных IGBT – 1-20 кГц.

В большинстве случаев переключение ключей осуществляется путём сравнения управляющего сигнала (u_{cU} в нашем случае) с периодическим модулирующим сигналом (в нашем примере – треугольной пилой). Гладкая составляющая потенциала точки U оказывается пропорциональной управляющему сигналу u_{cU} .

Кроме гладких составляющих, линейные напряжения статора содержат также пульсации. При высокой частоте модуляции пульсации токов статора оказываются незначительными (из-за индуктивностей статора).

Однако пульсации напряжения с крутыми перепадами оказывают негативное влияние на изоляцию обмоток статора. Поэтому данный вид ПЧ нельзя использовать непосредственно для серийных высоковольтных двигателей. Ситуация более благоприятна в многоуровневых инверторах напряжения с ШИМ. В таких инверторах потенциал каждого выходного зажима переключается не между максимальным и минимальным уровнями, а между промежуточными уровнями.

4.3. Торможение в электроприводах на основе ИН с ШИМ

Диодный выпрямитель не может передавать энергию в питающую цепь. Энергия, рекуперированная электроприводом, может только повышать напряжение и энергию конденсатора фильтра. Поэтому в большинстве случаев для рекуперации энергии требуется дополнительное оборудование. Простейший вариант – резистор, подключаемый параллельно конденсатору фильтра через автоматически управляемый полупроводниковый ключ. В этом варианте энергия от тормозных режимов электропривода преобразуется в тепло. Если эта энергия достаточно велика, такой вариант невыгоден. В этом случае используется дополнительное устройство для рекуперации энергии в сеть (дополнительный ИН с ШИМ или реверсивный тиристорный выпрямитель вместо диодного выпрямителя).

В некоторых случаях используют общий выпрямитель и общие шины постоянного напряжения для нескольких электроприводов. В таких случаях появляется дополнительная возможность использовать энергию торможения при одновременном торможении приводов.

4.4. Процессы при включении питания главных цепей

При включении питания в схеме рис. 4.1 напряжение конденсатора устанавливается со значительным перерегулированием, максимальное напряжение в этом процессе может почти вдвое превышать номинальное значение. Чтобы избежать этого, используют дополнительные средства. В некоторых случаях выполняется предварительное включение питания через резисторы. Более радикальное решение – регулируемый тиристорный выпрямитель. Регулирование выполняется таким образом, чтобы уменьшить максимальный ток от сети и максимальное напряжение конденсатора в процессе включения питания. По окончании процесса заряда выпрямитель полностью открывается и работает как диодный выпрямитель.

Наконец, наиболее совершенным вариантом является симметричный ИН с ШИМ (4.6).

4.5. Влияние на питающую сеть

4.5.1. Простейший диодный выпрямитель

Временная диаграмма для фазного тока и фазного напряжения на входе простейшего диодного выпрямителя (со сглаживающим реактором) показана на рис. 4.3. Форма тока близка к трапецеидальной. Основная гармоника тока сдвинута в сторону отставания по отношению к напряжению за счёт процессов коммутации вентилей выпрямителя. Угол сдвига незначителен, поэтому коэффициент мощности по основной гармонике высок: $\cos \varphi_1 \approx 0.93-0.97$. Однако гармонический состав тока неблагоприятен. Ток содержит высшие гармоники с кратностями 5, 7, 11, 13, 17, 19 ... Чтобы искажение напряжения в узле нагрузки оставалось в стандартных пределах, необходимо соотношение мощности короткого замыкания в узле нагрузки к максимальной мощности электропривода: $S_{sc}/P_{\max} \approx 40-50$.

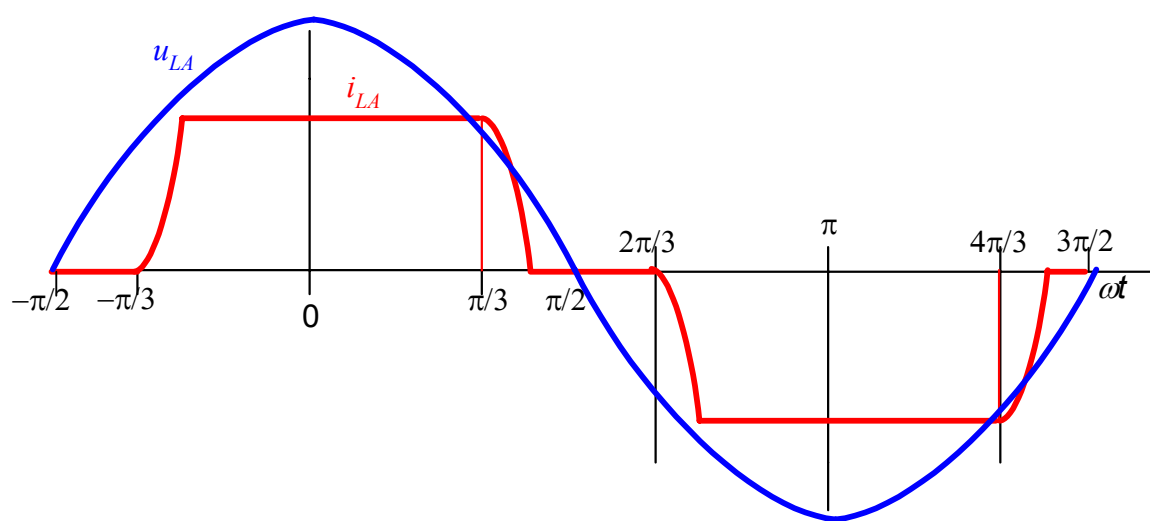


Рис. 4.3. Напряжение и ток на входе мостового диодного выпрямителя

4.5.2. Многофазные выпрямители

В высоковольтных регулируемых электроприводах средней и большой мощности используют последовательные многофазные выпрямители с эквивалентной 12-фазной или эквивалентной 18-фазной схемой по отношению к сети (подобно электроприводам постоянного тока). В эквивалентной 12-фазной схеме из токов исключаются 5-я и 7-я гармоники, в эквивалентной 18-фазной – 5-я, 7-я, 11-я и 13-я гармоники. Форма тока, потребляемого от сети эквивалентным 18-фазным выпрямителем, показана далее на рис. 5.4. Отличие формы тока от синусоидальной в этом случае существенно уменьшено. В результате, возможно питание электропривода от сети при соотношении мощности короткого замыкания в узле нагрузки $S_{sc}/P_{\max} \approx 20-25$. Такое соотношение почти всегда выполнимо. Поэтому дополнительные фильтры гармоник в сети не требуются.

4.5.3. Симметричный ИН с ШИМ

Схема главных цепей такого ПЧ показана на рис. 4.4. Форма токов, потребляемых от сети, формируется за счёт ШИМ, подобно форме токов статора, и она близка к

синусоидальной. Высшие гармоники напряжений фильтруются LC-фильтрами со стороны сети и со стороны статора.

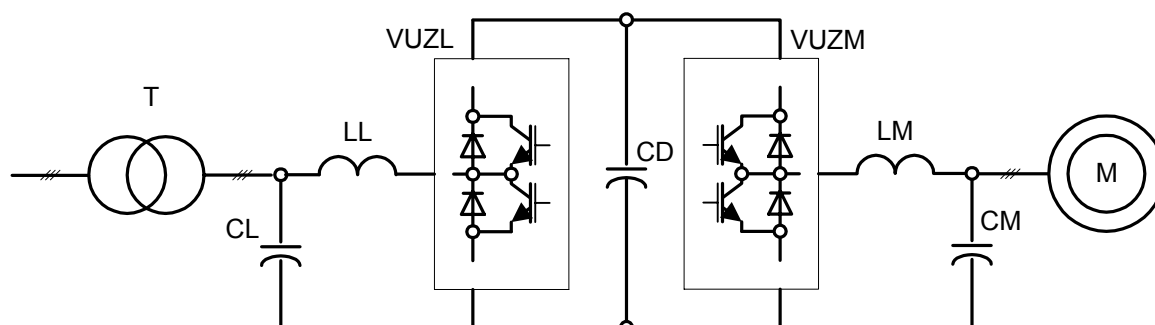


Рис. 4.4. Симметричный ИН с ШИМ

Преобразователь на стороне сети (как и на стороне статора) может работать не только как выпрямитель, но также как инвертор, обеспечивая рекуперацию энергии в сеть в генераторных режимах электропривода.

4.6. Выводы к главе

1. Современные ПЧ на основе ИН с ШИМ позволяют выполнить практически любые требования, предъявляемые к регулируемым электроприводам.
2. При проектировании регулируемого электропривода важной задачей является выбор варианта ПЧ и его основных параметров. Этот выбор определяется совокупностью требований со стороны рабочей машины, электродвигателя и питающей сети.
3. Особенно важно учитывать требования со стороны рабочей машины и двигателя в случае высокودинамичного электропривода: с высокой кратностью максимального момента и высоким быстродействием контура регулирования скорости. Основными параметрами ПЧ со стороны двигателя являются максимальное напряжение и номинальный ток. Следует иметь в виду, что постоянная времени нагрева полупроводниковых приборов в ПЧ несопоставима мала в сравнении с постоянной времени нагрева двигателя. Поэтому во многих случаях приходится выбирать ПЧ с номинальным выходным током, соответствующим максимальному току двигателя. В одном из примеров главного привода прокатного стана номинальное напряжение ПЧ

$$U_{FCN} = 1.35 U_{sN} \text{ и номинальный ток ПЧ } I_{FCN} = 2.5 I_{sN}.$$

4. Желательно выбирать вариант ПЧ таким образом, чтобы исключить необходимость в дополнительных фильтрах высших гармоник со стороны сети. При отношении максимальной мощности привода к мощности трансформатора, питающего узел нагрузки, $P_{\max}/S_{TN} > 0.2$, следует использовать ПЧ с улучшенными характеристиками на стороне сети.

5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА ТОКА С ШИМ

Этот вид ПЧ используется, наряду с ПЧ на основе ИН, в высоковольтных регулируемых электроприводах средней и большой мощности (примерно от 0.25 МВт и выше).

5.1. Функциональная схема

Пример функциональной схемы показан на рис. 5.1.

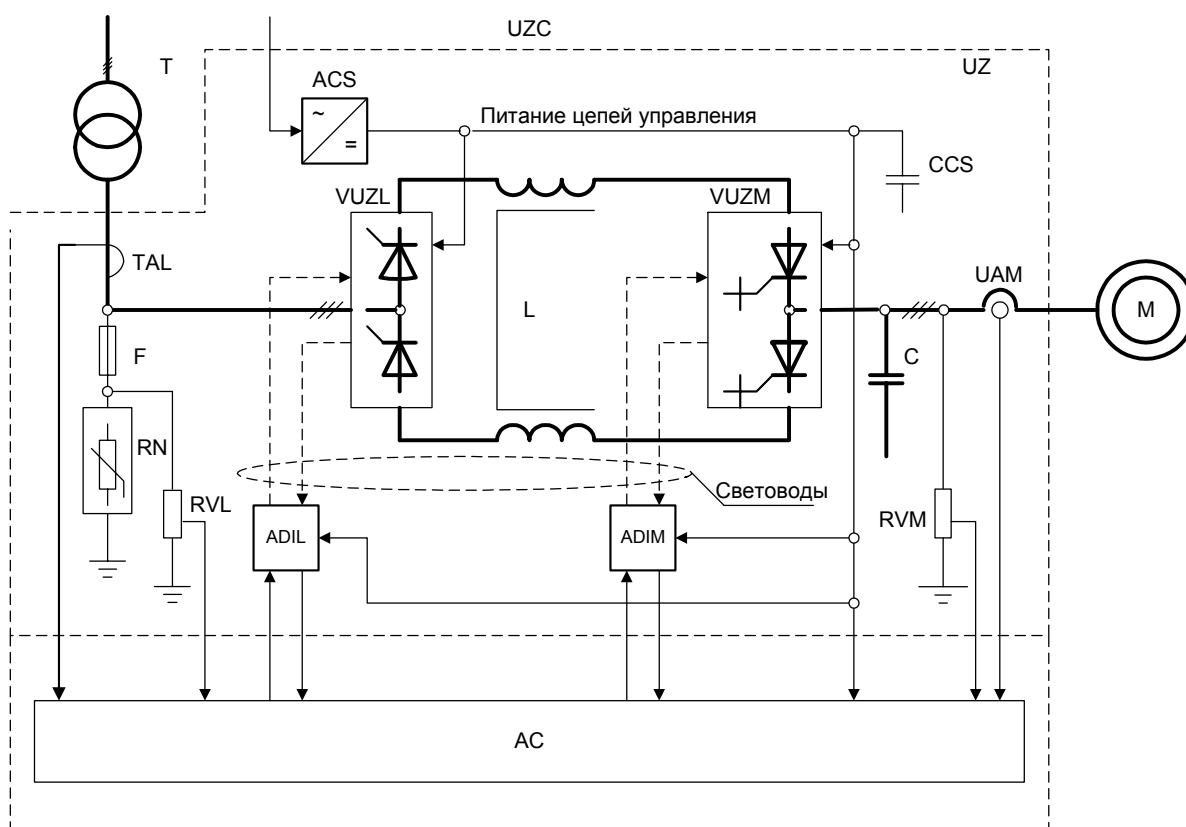


Рис. 5.1. Функциональная схема электропривода на основе ИТ с ШИМ

В состав электропривода входят:

- электродвигатель M ;
- трансформатор T ;
- преобразовательно-регулирующее устройство (ПРУ) UZC .

В состав ПРУ входят

- тиристорный выпрямитель-инвертор – $VUZL$;

- мостовой преобразователь с широтно-импульсной модуляцией на основе полностью управляемых полупроводниковых элементов – $VUZM$;
- сглаживающий реактор звена выпрямленного тока LD ;
- трехфазная конденсаторная батарея фильтра C ;
- элементы обратной связи по напряжениям RVL , RVM и токам TAL , UAM ;
- микропроцессорное устройство автоматического управления AC .

К выводам переменного тока преобразователя $VUZM$ подключена соответствующая трехфазная обмотка статора. Выводы переменного тока преобразователя $VUZL$ подключены к вторичной обмотке изолирующего трансформатора.

5.2. Принцип действия

Преобразователь $VUZL$ преобразует входное переменное напряжение в регулируемый ток звена выпрямленного тока. Преобразователь $VUZM$ на стороне двигателя преобразует выпрямленный ток в двуполярные пакеты импульсов. Высокочастотные составляющие этих пакетов уходят в конденсаторную батарею фильтра CM . Низкочастотные составляющие проходят в обмотки статора двигателя. Принцип действия поясняется рис. 5.2.

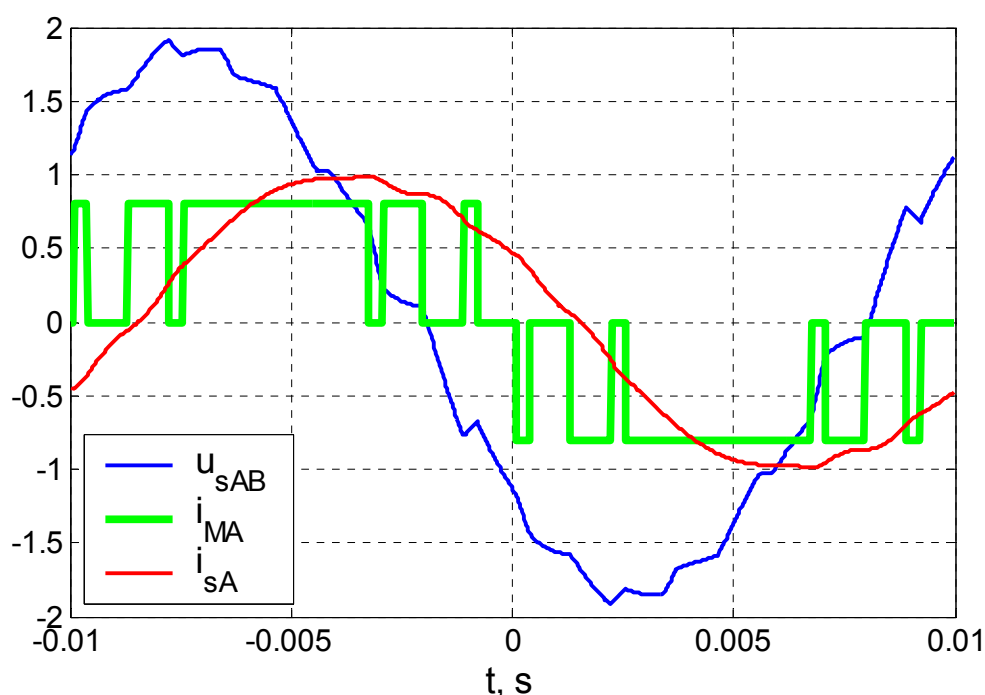


Рис. 5.2. Временная диаграмма для напряжений и токов ПЧ на стороне статора: u_{sAB} – одно из линейных напряжений, i_{MA} – один из выходных токов инвертора, i_{sA} – один из фазных токов статора

Для модуляции токов используются методы, аналогичные тем, которые используются в ИН с ШИМ. Но если в ИН на вход модулятора поступают компоненты вектора заданных выходных напряжений ПЧ (отнесенные к напряжению звена постоянного

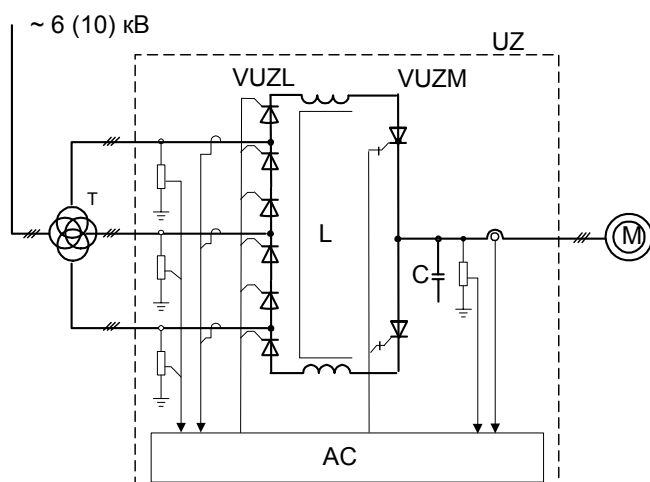
напряжения), то в ИТ на вход модулятора поступают компоненты заданного вектора выходных токов (отнесенные к току звена постоянного тока).

5.3. Преобразователь со стороны сети

Простейший преобразователь, показанный на рис. 5.1, – трехфазный мостовой тиристорный выпрямитель-инвертор. В ПЧ на основе инвертора тока выпрямленный ток сохраняет направление во всех режимах. Выпрямленное напряжение изменяется за счёт угла управления. В установившихся режимах электропривода выпрямленное напряжение примерно пропорционально активной составляющей напряжения статора. При снижении скорости происходит снижение выпрямленного напряжения, увеличивается угол отставания вектора тока на стороне сети от напряжения, снижается коэффициент мощности по основной гармонике на стороне сети. Перевод преобразователя со стороны сети в инверторный режим (за счёт угла управления) позволяет рекуперировать энергию в сеть.

Кратности высших гармоник в токах от сети такие же, как в случае диодного выпрямителя, но действующие значения этих гармоник еще примерно в 1.5 раза выше. Поэтому, как и в случае ИН, чаще всего используются варианты преобразователя со стороны сети с улучшенными характеристиками: многофазный тиристорный выпрямитель-инвертор или выпрямитель-инвертор с ШИМ (рис. 5.3).

18-пульсный тиристорный выпрямитель-инвертор со стороны питания



Симметричный ИТ с ШИМ

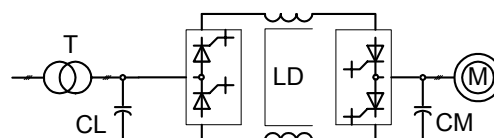


Рис. 5.3. Преобразователи на стороне сети с улучшенными характеристиками

Форма тока, потребляемого от сети эквивалентным 18-фазным преобразователем, показана на рис. 5.4. В этом варианте несколько улучшается ситуация с высшими гармониками.

Однако не устраняется снижение коэффициента мощности по основной гармонике при снижении скорости электропривода. Это обстоятельство не играет решающей роли в электроприводах с вентиляторной характеристикой момента нагрузки: при снижении скорости резко снижается активная мощность.

Все необходимые свойства по отношению к сети обеспечиваются при использовании на стороне сети такого же преобразователя, как на стороне статора. В этом случае возможно обеспечить не только удовлетворительный гармонический состав токов от сети, но также близкое к нулю потребление реактивной мощности.

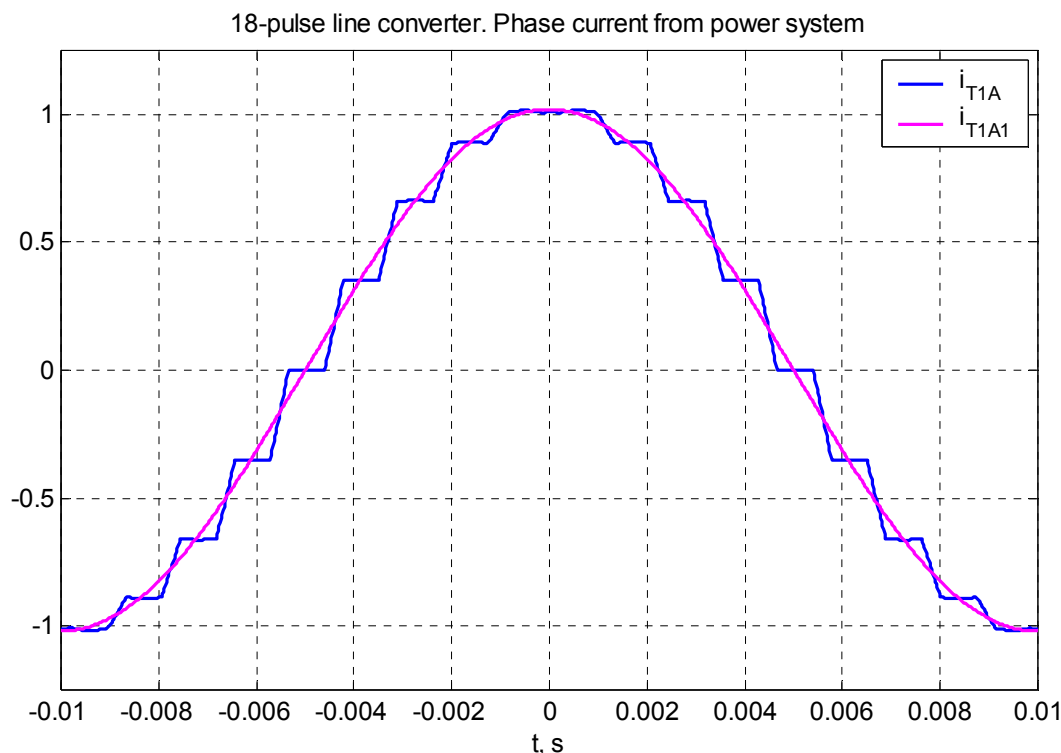


Рис. 5.4. Форма тока, потребляемого от сети 18-пульсным преобразователем

5.4. Сопоставление ИТ с ИН

ПЧ на основе ИТ с ШИМ по принципу действия содержит больше пассивных элементов, чем простейший ПЧ на основе ИН с ШИМ, показанный на рис. 4.1. Поэтому в области низковольтных регулируемых электроприводов используются исключительно ПЧ на основе ИН с ШИМ.

Однако в высоковольтных электроприводах средней и большой мощности простейшая схема неприменима, как было указано в гл. 4. Схема ИН с ШИМ усложняется, в ряде случаев на выходе ИН приходится использовать LC-фильтр. В этих условиях теряется преимущество ИН с ШИМ. Следует учитывать также то обстоятельство, что накапливающий элемент ИН с ШИМ – конденсатор – менее надёжен, чем накапливающий элемент ИТ с ШИМ – реактор.

5.5. Выводы к главе

1. ПЧ на основе ИТ с ШИМ, в такой же мере, как ПЧ на основе ИН с ШИМ, позволяет выполнить требования к регулируемому электроприводу.
2. Область применения данного вида ПЧ – высоковольтные регулируемые электроприводы средней и большой мощности.
3. При использовании ПЧ на основе ИТ с ШИМ приходится решать такие же задачи при выборе варианта ПЧ и его параметров, как и в случае ИН с ШИМ.

6. МНОГОФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ

6.1. Структура системы

Многофазная система обычно основана на двигателе с многофазной обмоткой статора. На рис. 6.1 показан пример 2*3-фазной системы.

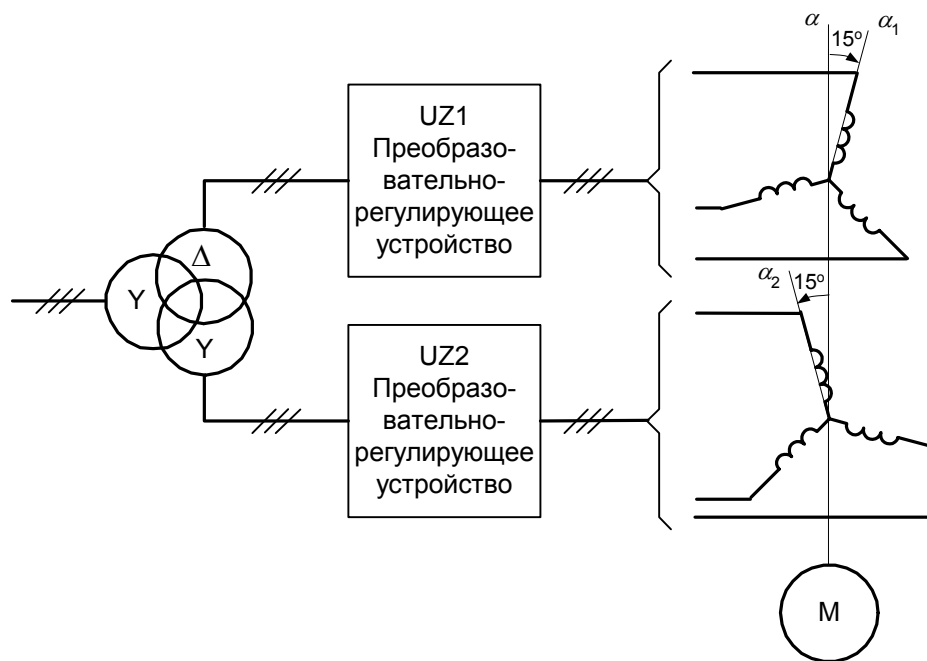


Рис. 6.1

В этом случае используется двигатель с двумя 3-фазными обмотками статора. Обмотки размещены с пространственным сдвигом 30 электрических градусов между осями соответственных фаз. Каждый модуль ПРУ питает соответствующую 3-фазную обмотку статора симметричной 3-фазной системой токов. Но токи соответственных фаз двух модулей сдвинуты во времени на 1/12 периода. Такой же временной сдвиг имеет место и между ЭДС вращения соответственных фаз.

Преобразователю-регулирующему устройству (ПРУ) содержит два одинаковых модуля $UZ1$, $UZ2$. Питающие напряжения этих модулей обычно сдвинуты во времени на 1/12 периода (на 30°).

Можно считать, что система работает как два регулируемых электропривода с общим валом. Однако пространственный сдвиг обмоток и временной сдвиг токов и ЭДС создают ряд преимуществ, рассматриваемых далее.

6.2. Пространственные гармоники магнитного поля

При анализе принципа работы асинхронного и синхронного двигателя обычно учитывается синусоидальная волна магнитного поля, бегущая в воздушном зазоре машины. Однако магнитное поле имеет более сложный вид. На рис. 6.2 показано магнитное поле, создаваемое катушкой одной из фаз статора с током i_{sU} . Поле показано дополнительно на развёртке двигателя. Рассматривается магнитное напряжение в воздушном зазоре u_{Msr} по радиальному направлению r (по пути l_r) как функция угла χ между этим направлением и осью обмотки.

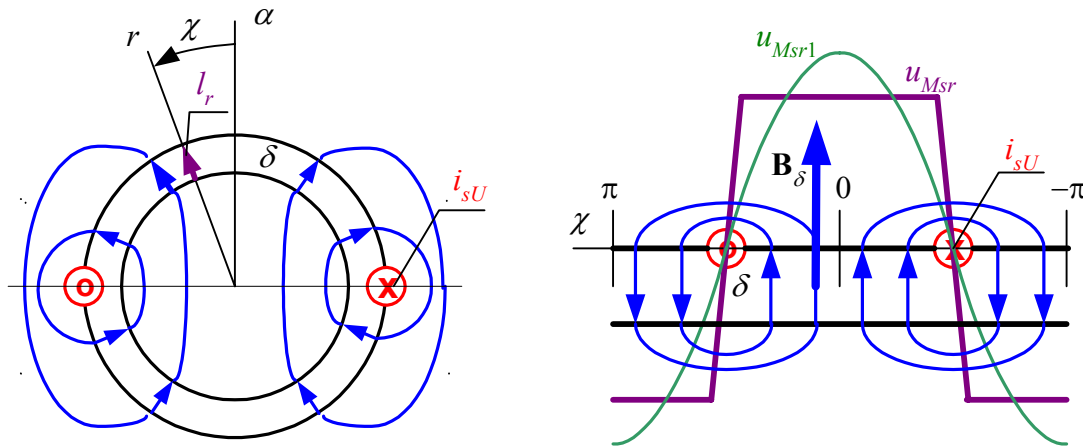


Рис. 6.2

Несинусоидальная функция $u_{Msr} = f(\chi)$ может быть представлена гармоническим рядом:

$$u_{Msr} = U_{Msr1} \cos \chi + \sum_n U_{Msrn} \cos n\chi, n = 2m - 1 = 3, 5, 7, 9, 11, \dots$$

При наличии 3-фазной обмотки с симметричной 3-фазной системой токов

$$i_{sU} = I_{sm} \cos \omega t, i_{sV} = I_{sm} \cos(\omega t - 2\pi/3), i_{sW} = I_{sm} \cos(\omega t + 2\pi/3),$$

результатирующее магнитное напряжение содержит основную пространственную гармонику

$$u_{Msr1} = U_{M\Sigma 1} \cos(\chi - \omega t);$$

это – поле, вращающееся с угловой скоростью ω . Кроме того, результирующее поле содержит гармоники с номерами $n = 6k \pm 1 = 5, 7, 11, 13, 17, 19, \dots$. Высшие пространственные гармоники представляют собой поля, вращающиеся с различными угловыми скоростями.

Из-за этих полей имеют место добавочные потери энергии в машине. Кроме того, эти поля искажают форму ЭДС машины и, как следствие, искажают форму токов статора. И, наконец, возникают пульсации электромагнитного момента машины.

В 3-фазной машине принимаются специальные меры для уменьшения высших пространственных гармоник. Обычно используется укорочение шага обмотки. Такая мера существенно снижает амплитуды 5-й и 7-й гармоник. Но при этом уменьшаются номинальный момент и номинальная мощность машины, с коэффициентом $k_w \approx 0.95$.

В машине с двумя 3-фазными обмотками при соответствующих токах устраняются пространственные гармоники с номерами $n = 5, 7, 17, 19, 29, 31, \dots$. В машине с тремя 3-фазными обмотками устраняются пространственные гармоники с номерами $n = 5, 7, 11, 13, 23, 25, 29, 31, \dots$. И это достигается без снижения номинальной мощности.

6.3. Временные гармоники токов статора

В реальном электроприводе токи статора, помимо основной гармоники, содержат также высшие гармоники. В симметричной системе номера этих гармоник $l_r = 6k - 1 = 5, 11, 17, \dots$ и $l_f = 6k + 1 = 7, 13, 19, \dots$. Высшие временные гармоники токов создают вращающиеся поля, угловые скорости вращения этих полей $\omega_r = -l_r \omega$ и $\omega_f = l_f \omega$. Эти

поля, как и поля от пространственных гармоник, увеличивают потери энергии в машине и повышают нагрев, вызывают пульсации электромагнитного момента.

В машине с двумя 3-фазными обмотками устраняется влияние временных гармоник с номерами $l = 5, 7, 17, 19, 29, 31 \dots$. В машине с тремя 3-фазными обмотками устраняется влияние временных гармоник с номерами $l = 5, 7, 11, 13, 23, 25 \dots$.

6.4. Особенности ПЧ

В многофазной системе ПЧ разделён на модули. В такой структуре снижены аварийные токи.

Питание ПЧ от обмоток трансформатора со сдвинутыми во времени напряжениями позволяет подавить высшие временные гармоники в первичном токе трансформатора. В 2*3-фазной системе подавляются гармоники с номерами $l_L = 5, 7, 17, 19, 29, 31 \dots$. В 3*3-фазной системе подавляются гармоники с номерами $l_L = 5, 7, 11, 13, 23, 25 \dots$.

6.5. Уравнительные токи

Цепи статора многофазной машины характеризуются повышенным числом независимых переменных состояния. Если рассматривать в качестве переменных состояния потокосцепления, то в машине с двумя трехфазными обмотками независимыми переменными являются потокосцепления $\psi_{s1\alpha1}, \psi_{s1\beta1}, \psi_{s2\alpha2}, \psi_{s2\beta2}$. Эти переменные можно рассматривать как проекции двух векторов Ψ_{s1}, Ψ_{s2} на оси соответствующих обмоток α_1, β_1 , и α_2, β_2 (рис. 6.1). Соответственно четыре напряжения могут рассматриваться как входы статора; эти напряжения могут быть представлены как два вектора $\mathbf{u}_{s1}, \mathbf{u}_{s2}$.

Потокосцепления и напряжения возможно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} \Psi_{sI} &= \frac{1}{2} \left[C \left(-\frac{\pi}{12} \right) \Psi_{s1} + C \left(\frac{\pi}{12} \right) \Psi_{s2} \right]; \Psi_{sE} = \frac{1}{2} \left[C \left(-\frac{\pi}{12} + \frac{\pi}{2} \right) \Psi_{s1} + C \left(\frac{\pi}{12} - \frac{\pi}{2} \right) \Psi_{s2} \right]; \\ \mathbf{u}_{sI} &= \frac{1}{2} \left[C \left(-\frac{\pi}{12} \right) \mathbf{u}_{s1} + C \left(\frac{\pi}{12} \right) \mathbf{u}_{s2} \right]; \mathbf{u}_{sE} = \frac{1}{2} \left[C \left(-\frac{\pi}{12} + \frac{\pi}{2} \right) \mathbf{u}_{s1} + C \left(\frac{\pi}{12} - \frac{\pi}{2} \right) \mathbf{u}_{s2} \right]. \end{aligned}$$

Здесь матрица $C(\alpha)$ выполняет поворот вектора на угол α .

Векторы $\Psi_{sI}, \mathbf{u}_{sI}$ представляют собой в осях α, β главное потокосцепление статора и главное напряжение. Векторы $\Psi_{sE}, \mathbf{u}_{sE}$ представляют собой уравнительное потокосцепление и уравнительное напряжение.

Уравнения многофазной машины могут быть преобразованы таким образом, что объект разделяется на две автономные части: главную часть и объект для уравнительных напряжений. Рис. 6.3 представляет многофазную машину как объект. Главная часть – такая же, как для трехфазной машины. Она содержит звено *Motor Electromagnet Loops* (электромагнитные контуры двигателя) и звено механического движения *Mechmove*. В случае синхронного двигателя главная часть имеет дополнительный вход – напряжение возбуждения u_f .

Побочная часть для уравнительных напряжений содержит только контур, в который входит сопротивление и индуктивность рассеяния статора. Уравнение для уравнительных токов и напряжений –

$$L_{s\sigma} \frac{d}{\Omega_b dt} \mathbf{i}_{sE} = \mathbf{u}_{sE} - R_s \mathbf{i}_{sE}.$$

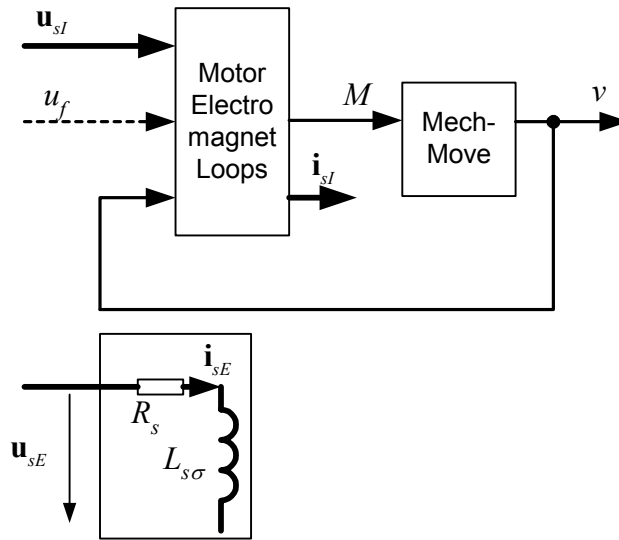


Рис. 6.3

Индуктивность побочной ветви оказывается меньше, чем эквивалентная индуктивность статора для высокочастотных составляющих напряжений. В случае ПЧ на основе ИН с ШИМ без выходного фильтра пульсации выходных токов ПЧ оказываются увеличенными. В случае ПЧ с фильтром возможен резонанс в побочной ветви на более высокой частоте, чем в главной части; поэтому необходима увеличенная ёмкость конденсаторов фильтра.

Следует также иметь в виду, что изменённая структура объекта регулирования требует дополнительных мер в системе регулирования электропривода – регулирования уравнительных токов.

6.6. Выводы к главе

1. В многофазной системе повышается номинальная мощность двигателя, уменьшается негативное влияние высших пространственных гармоник магнитного поля, высших временных гармоник токов.
2. Многократно уменьшается амплитуда пульсаций электромагнитного момента двигателя.
3. За счёт модульной структуры повышается надёжность ПЧ.
4. Улучшается гармонический состав токов, потребляемых от сети.
5. Вместе с тем, в многофазной системе требуются дополнительные меры для устранения нежелательного резонанса в цепях статора и для регулирования уравнительных токов.

7. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

7.1. Формирование компонент тока

Принцип действия асинхронного электропривода с векторным управлением, ориентированным по полю, состоит в том, что формируются компоненты вектора токов статора $\mathbf{i}_s$ (рис. 2.6): компонента i_{s1} для необходимого поля двигателя и компонента i_{s2} для необходимого момента.

Этот принцип реализуется, например, в функциональной схеме рис. 7.1.

SIMPLE EXAMPLE OF THE VECTOR CONTROL SYSTEM

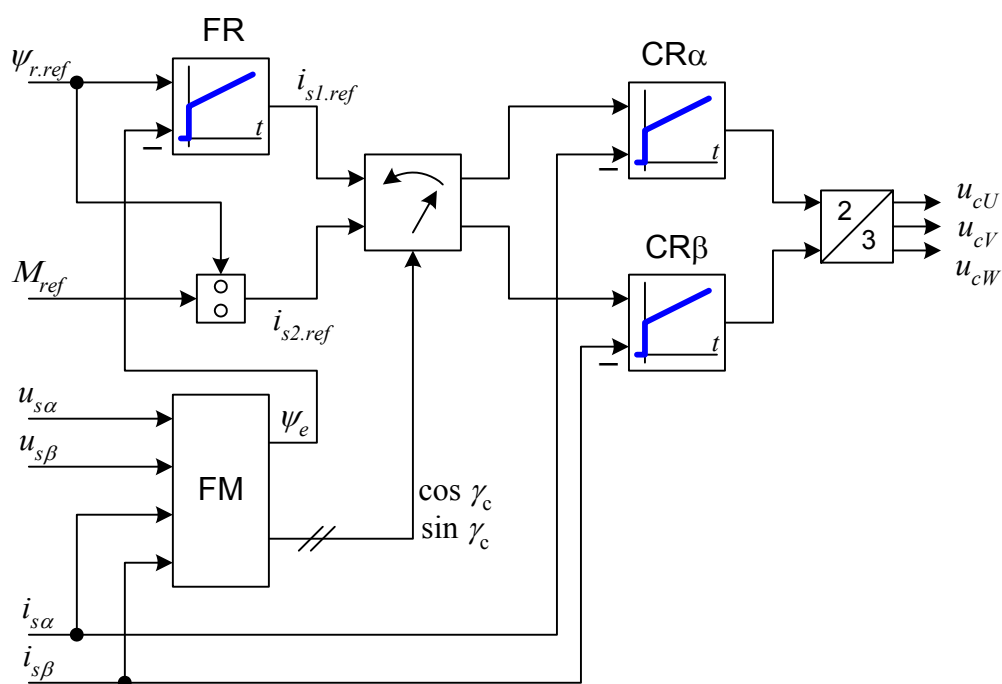


Рис. 7.1. Простой пример системы векторного управления асинхронного электропривода

Важной частью системы является измеритель FM вектора эквивалентного магнитного потока ротора ψ_r — его модуля ψ_r и функций его аргумента (угла) $\cos \gamma_c$, $\sin \gamma_c$.

Задание намагничивающей компоненты тока $i_{s1.ref}$ либо вводится непосредственно, либо формируется регулятором магнитного потока FR. В последнем случае задание $i_{s1.ref}$ формируется в зависимости от разности заданного потока $\psi_{e.ref}$ и измеренного потока.

Задание моментной компоненты тока $i_{s2.ref}$ формируется в зависимости от задания момента M_{ref} .

$$i_{s2.ref} = M_{ref} / \psi_{e.ref}$$

Таким путём формируется задание вектора токов статора $\mathbf{i}_{s.ref}$ — задаются его проекции во вращающихся координатах 1, 2, связанных с вектором магнитного потока ротора.

Далее эти проекции преобразуются к координатам статора преобразователем поворота вектора. Поворотом управляют функции угла поворота $\cos \gamma_c$, $\sin \gamma_c$. Преобразование

поворота выражается соотношением:

$$i_{s\alpha.ref} = \cos \gamma_c * i_{s1.ref} - \sin \gamma_c * i_{s2.ref},$$

$$i_{s\beta.ref} = \sin \gamma_c * i_{s1.ref} + \cos \gamma_c * i_{s2.ref}.$$

Задания $i_{s\alpha.ref}$, $i_{s\beta.ref}$ являются входами регуляторов тока CR_α , CR_β . Сигналами обратной связи для этих регуляторов являются измеренные токи $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$. Выходные сигналы регуляторов тока преобразуются к фазным координатам, и результатом этого преобразования являются сигналы управления фазными ШИМ: u_{cU} , u_{cV} , u_{cW} .

Регуляторы тока в данном варианте должны иметь высокое быстродействие. При этом условии фактические токи близки к заданиям, в результате обеспечиваются необходимый поток и необходимый момент.

Важно отметить, что при векторном управлении задаются мгновенные значения токов для каждого момента времени, а не частота и амплитуда напряжений. Частота определяется фактической скоростью ротора и скольжением.

7.2. Оптимизация режимов

В данном пункте рассматривается оптимизация установившихся режимов.

Оптимизацию возможно выполнить по функционалу эквивалентных потерь ΔP_e , учитывающему мощность потерь в двигателе, преобразователе частоты (ПЧ) и сети, а также ущерб от реактивной мощности, потребляемой от сети. Приближённо этот функционал выражается в следующей форме:

$$\Delta P_e = (R_{se} + R_r)(M / \Psi_r)^2 + (R_{se} / L_m^2 + Gv^{3/2})\Psi_r^2.$$

Здесь M – электромагнитный момент двигателя, v – скорость, Ψ_r – магнитный поток ротора, пропорциональный эквивалентному потоку по (2.4), G – параметр, учитывающий потери в магнитопроводе двигателя, R_r – сопротивление ротора, R_{se} – эквивалентный параметр, учитывающий потери в статоре двигателя, в ПЧ и сети, а также ущерб от потребляемой реактивной мощности.

Минимум функционала ΔP_e достигается при следующей приближённой зависимости потока от момента и скорости:

$$\Psi_{r.opt} = \left(\frac{R_{se} + R_r}{R_{se} / L_m^2 + Gv^{3/2}} \right)^{1/4} M^{1/2}. \quad (7.1)$$

На рис. 7.2 представлены характеристики для конкретного примера. Здесь показаны:

- оптимальный поток $\Psi_{r.opt(v=0.5)}$ при скорости $v = 0.5$;
- оптимальный поток $\Psi_{r.opt(v=1)}$ при скорости $v = 1$;
- оптимальный поток собственно двигателя $\Psi_{rM.opt(v=1)}$ при скорости $v = 1$.

Характеристики рассчитаны при усреднённых параметрах: $R_r = 0.0125$, $R_s = 0.0125$, $R_{se} = 0.035$, $G = 0.02$, $L_m = 3$. Формула (9.1) не учитывает насыщение магнитопровода двигателя. Поэтому характеристики справедливы для сравнительно невысоких значений магнитного потока.

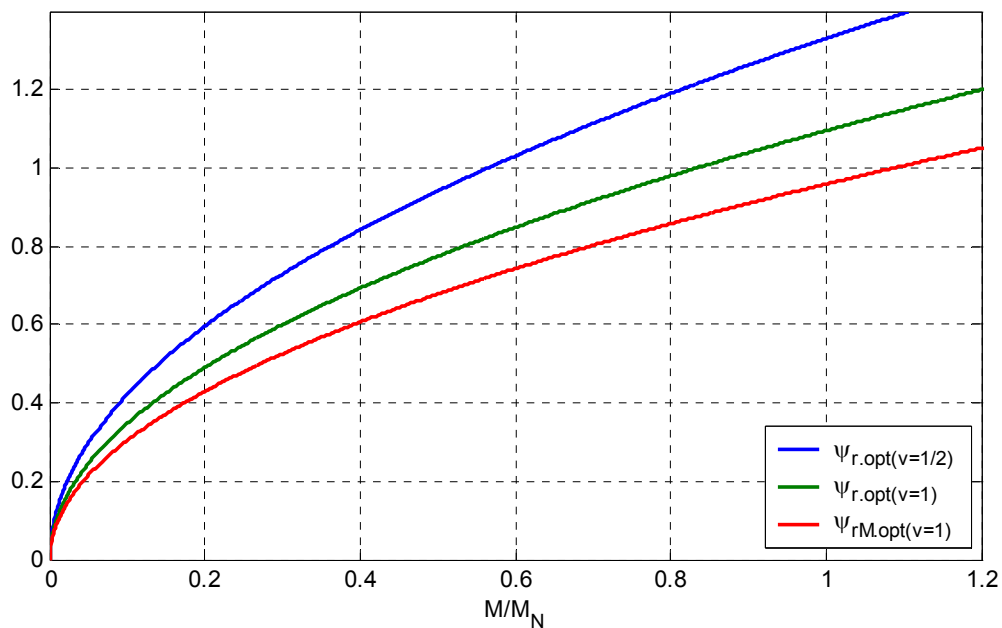


Рис. 7.2

Отметим следующие особенности характеристик:

- Зависимость оптимального потока от момента при неизменной скорости – функция квадратного корня.
- Оптимальный поток возрастает при снижении скорости.
- Оптимальный поток в регулируемом электроприводе выше, чем оптимальный поток собственно двигателя – играют роль дополнительные потери от тока в ПЧ и питающей сети.

Оптимальный поток при нулевом моменте – также нулевой. Такой режим не используется в реальных электроприводах. Либо магнитный поток ограничивают снизу, либо приближённо аппроксимируют функцию оптимального потока, например, используют линейную зависимость потока от момента, близкую к теоретической характеристике в зоне номинального момента.

Поток также приходится ограничивать сверху. И играют роль следующие условия:

- ограниченное выходное напряжение ПЧ;
- насыщение магнитопровода двигателя.

7.3. Измерение вектора магнитного потока

Обычно используется косвенное измерение потока. Непосредственно измеряются только напряжения и токи. Можно сформировать компоненты вектора потокосцеплений статора интегрированием противо-ЭДС:

$$\psi_{s\alpha} = (\omega_b/p)(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}), \quad \psi_{s\beta} = (\omega_b/p)(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}).$$

Затем формируются компоненты вектора потока ротора:

$$\psi_{e\alpha} = \psi_{s\alpha} - L_\sigma i_{s\alpha}, \quad \psi_{e\beta} = \psi_{s\beta} - L_\sigma i_{s\beta}.$$

Функциональная схема показана на рис. 7.3.

PRINCIPLE OF FLUX MEASURING

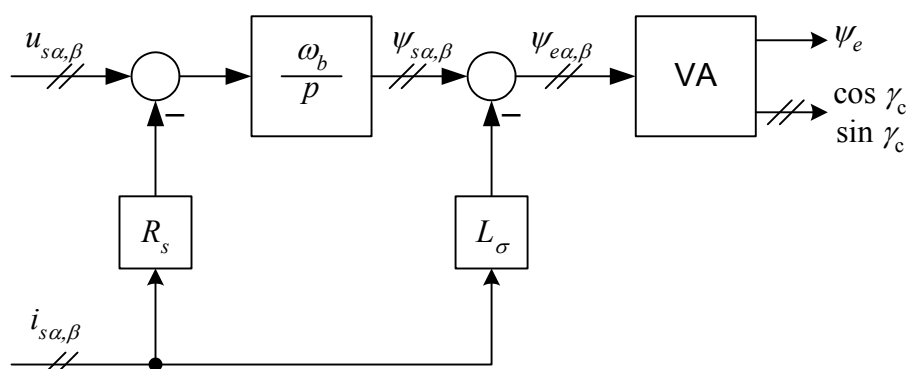


Рис. 7.3. Принцип измерения вектора магнитного потока

Однако, проблема – сложная. Имеют место серьёзные трудности, особенно в приводах без датчика скорости, когда необходимо измерять также и скорость:

- температурные изменения сопротивления статора;
- необходимость фильтрации измеренных компонент потока;
- невозможность использования интегрирования в чистом виде из-за накопления погрешностей.

Необходимо отметить, что точность измерения понижена при низких скоростях электропривода.

7.4. Процессы электропривода с векторным управлением

Пример процессов показан на рис. 7.4.

Показаны следующие переменные:

- основной магнитный поток $\psi_{\delta F}$ (сигнал фильтрован, полоса пропускания фильтра 1000 рад/с);
- электромагнитный момент M_F (сигнал фильтрован аналогичным фильтром);
- задание скорости v_{ref} ;
- скорость v ;
- сигнал обратной связи по скорости (от косвенного измерителя) v_{FMJ} ;
- составляющие тока статора i_{s1} , i_{s2} (фильтрованные сигналы);
- ток одной из фаз статора i_{sU} .

Показаны два этапа, проходящие последовательно во времени:

- подготовка электропривода к работе – включение команды магнитного потока и нарастание потока до заданного значения;
- собственно работа электропривода – в данном случае разгон до заданной скорости.

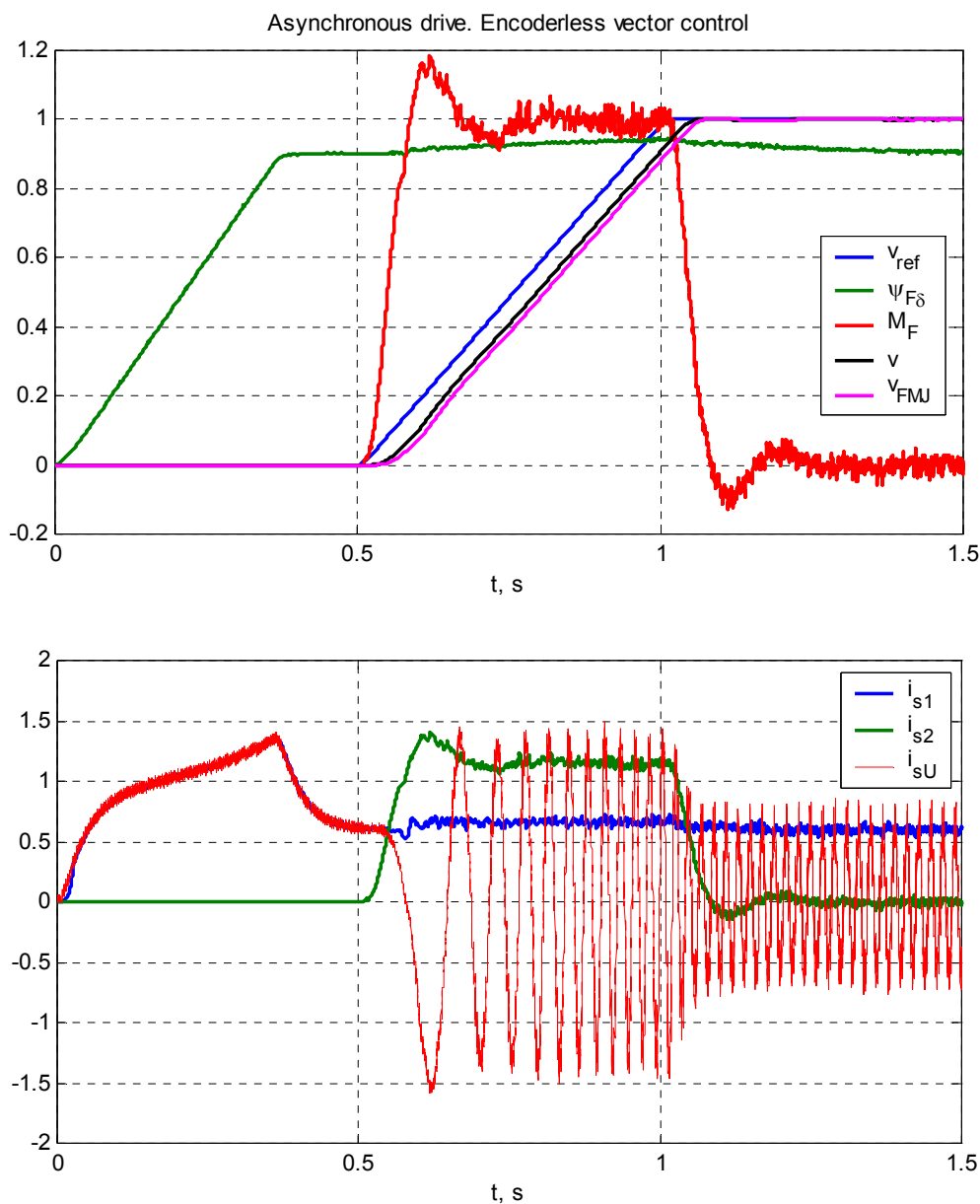


Рис. 7.4. Пример процессов асинхронного электропривода с векторным управлением

На подготовительном этапе магнитный поток нарастает с заданным темпом; для этого соответствующим образом изменяется компонента тока статора i_{s1} . Эта компонента в процессе нарастания потока значительно превышает установившееся значение. Именно превышение обеспечивает ускоренное нарастание потока. После нарастания потока возникает установившийся режим, в котором фазные токи статора – постоянные токи.

В процессе работы компонента тока i_{s1} практически не изменяется, необходимый момент обеспечивается компонентой тока статора i_{s2} . Разгон осуществляется с заданным темпом. Частота токов статора нарастает по мере разгона двигателя. Амплитуда токов статора несколько превышает значение i_{s2} за счёт компоненты i_{s1} . Процессы изменения скорости близки к типовым процессам электропривода с ПИ регулятором скорости.

В некоторых случаях, когда не предъявляются требования к динамике, подготовительный этап исключают. Команда магнитного потока включается одновременно с командой пуска.

7.5. Выводы к главе

1. Многие рабочие машины предъявляют серьёзные требования к регулируемому электроприводу. Только электроприводы с замкнутой системой автоматического управления могут удовлетворять таким требованиям.
2. Общепринятый метод управления асинхронными электроприводами – векторное управление с ориентацией по полю; этот метод обеспечивает быстродействующее и достаточно точное регулирование магнитного потока и момента АД.

8. РЕГУЛИРУЕМЫЕ СИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ

Для СД, в отличие от АД, практически непригодно регулирование скорости в разомкнутой системе. Реально в любых регулируемых синхронных электроприводах используется векторное управление в той или иной форме, даже если используются другие термины. При этом полноценные синхронные электроприводы выполняются на основе общих подходов, рассмотренных ранее для АД.

8.1. Задачи регулирования

Безусловно, основной задачей регулируемого электропривода является обеспечение необходимых свойств в отношении момента и скорости. Но двигатель переменного тока как объект регулирования имеет многомерный вход. Например, для АД можно рассматривать в качестве входов компоненты напряжения статора u_{s1} , u_{s2} , т.е. вход – двумерный. Поэтому в рассмотренной системе векторного управления АД, кроме момента, поддерживается на заданном уровне магнитный поток ротора ψ_r . СД с электромагнитным возбуждением – трехмерный объект, дополнительным входом является напряжение возбуждения u_f . Имеется возможность выбрать две дополнительные регулируемые переменные, кроме момента.

Мы рассмотрим случай, когда в качестве дополнительных переменных выбраны основной магнитный поток ψ_δ и намагничивающая составляющая тока статора i_{sp} . Эти переменные должны поддерживаться на заданных уровнях. Задания могут быть либо постоянными, либо формироваться в функции скорости, напряжения питающей сети и т. п.

8.2. Простейший пример векторного управления синхронного электропривода

Функциональная схема показана на рис.8.1. В качестве входов рассматриваются задания основного потока $\psi_{\delta.ref}$, намагничивающей составляющей тока статора $i_{sp.ref}$, момента M_{ref} . В функции этих заданий формируются задания токов статора $i_{sd.ref}$, $i_{sq.ref}$ и тока возбуждения $i_{f.ref}$. Формирование осуществляется элементом RF с использованием уравнений и параметров двигателя. Задания токов статора преобразуются к координатам статора α , β преобразователем поворота вектора. Преобразователь поворота управляется сигналами обратной связи $\cos \gamma$, $\sin \gamma$ от датчика положения ротора.

Образовавшиеся задания компонент тока статора $i_{sa.ref}$, $i_{sb.ref}$ и задание тока возбуждения $i_{f.ref}$ поступают на входы соответствующих регуляторов CR_α , CR_β , CR_f . На эти же регуляторы поступают соответственные сигналы обратной связи. Выходы регуляторов токов статора преобразуются к трехфазной системе, таким образом формируются управляющие сигналы для ПЧ u_{cU} , u_{cV} , u_{cW} . Управляющий сигнал для возбудителя u_{cf} формируется непосредственно регулятором тока возбуждения. Регуляторы поддерживают заданные значения токов.

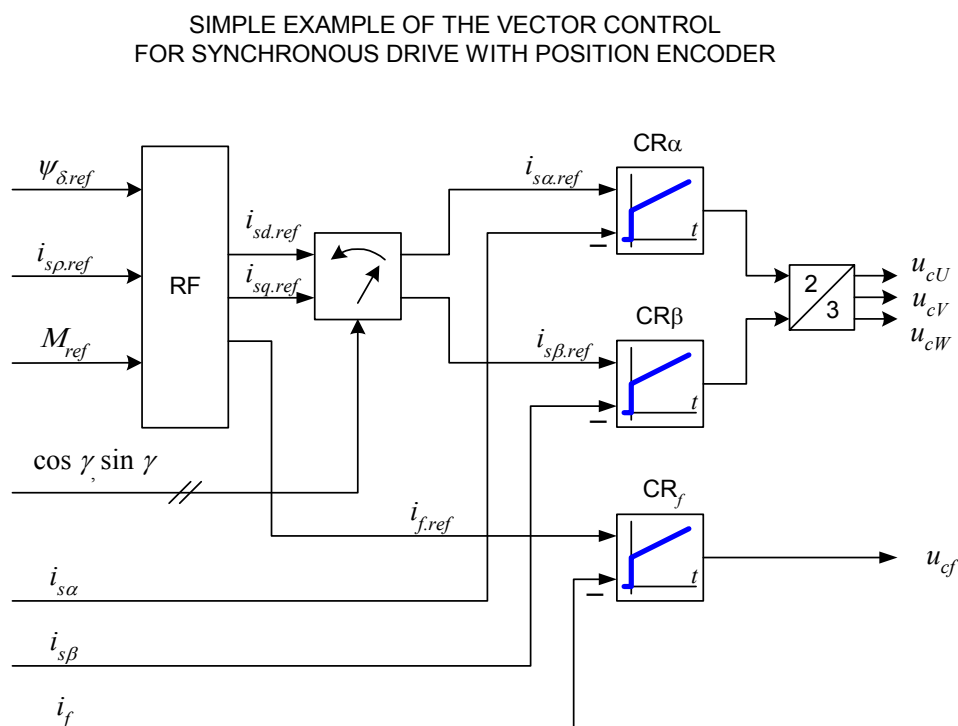


Рис.8.1. Простейший пример векторного управления СД с датчиком положения ротора

8.3. Оптимальные и целесообразные режимы

Система управления поддерживает регулируемые переменные на заданных уровнях. Сами же задания $\psi_{\delta.ref}$, $i_{sp.ref}$ формируются в функции задания момента M_{ref} и скорости v_{ref} таким образом, чтобы оптимизировать режимы электропривода или, по крайней мере, приблизить режимы к оптимальным.

Без учёта насыщения оптимальные режимы выражаются зависимостями вида квадратного корня:

$$\psi_{\delta.opt} / \psi_{\delta N} = f_\psi(v) * \sqrt{|M / M_N|}; i_{sp.opt} / i_{spN} = f_i(v) * \sqrt{|M / M_N|},$$

где $f_\psi(v)$, $f_i(v)$ – функции скорости. Имеется в виду, что номинальные значения также являются оптимальными. При учёте насыщения приведенные соотношения действительны лишь для области моментов ниже номинального.

Прежде всего отметим, что в оптимальных режимах поток должен снижаться до нуля при х.х. Это условие практически невыполнимо. Для быстрого изменения потока требуется совершенно нереальная кратность максимального напряжения возбудителя.

Полностью размагниченный двигатель не готов принять нагрузку. Поэтому приходится ограничивать магнитный поток снизу. Если же речь идёт о высокодинамичном электроприводе с высоким темпом изменения момента, то приходится отказаться от регулирования потока в функции момента, его регулируют только в функции скорости. Всё отмеченное здесь в отношении потока СД распространяется также на АД.

Ещё одна особенность оптимальных режимов СД – положительная подмагничивающая составляющая тока статора. Именно такому режиму соответствует векторная диаграмма рис. 3.5. При этом ток статора – *отстающий*. Этим оптимизированные режимы СД в регулируемом электроприводе существенно отличаются от режимов сетевого СД. Для сетевых СД обычно номинальный режим – с коэффициентом мощности $\cos \varphi_N = 0.8-0.9$ при опережающем токе статора. При этом СД выдаёт в сеть реактивную мощность. Ток возбуждения в таких режимах сетевого СД – увеличенный, он создаёт поле и компенсирует размагничивающую составляющую тока статора. Векторные диаграммы для режимов с подмагничивающим и размагничивающим токами статора были показаны на рис. 3.5.

Переход к подмагничивающему току статора снижает ток возбуждения примерно в 1.3-1.5 раз. При этом несколько снижаются суммарные потери энергии в СД, а потери в обмотке возбуждения уменьшаются примерно вдвое; а ведь обмотка возбуждения – самая критичная по температуре часть СД.

Необходимо подчеркнуть, что режимы с отстающим током статора могут поддерживаться не любым видом преобразователя частоты (ПЧ). Довольно часто для СД используются ПЧ с зависимым инвертором тока (LCI). Коммутация тириستоров в инверторе такого ПЧ возможна только при опережающем токе статора.

8.4. Синхронные электроприводы без датчика положения ротора

В электроприводах, которые не должны продолжительно обеспечивать момент при нулевой или очень малой скорости, стремятся обойтись без датчика положения ротора. В таких системах управления измеряется вектор потокосцеплений статора, аналогично тому, как это выполняется для АД (п. 7.2). Далее используется один из двух вариантов:

- измеренные векторы токов статора и потокосцеплений статора вводятся в элемент, содержащий математическую модель СД; этот элемент формирует информацию о положении осей d, q ;
- из векторов токов и потокосцеплений статора формируют вектор основного потока и используют для заданий токов не координаты d, q , а координаты ρ, τ , связанные с вектором основного потока; управление оказывается аналогичным векторному управлению АД с ориентацией по полю, но дополнительно формируется задание тока возбуждения.

В целом задача управления без датчика положения ротора для СД сложнее, чем для АД. Основная трудность – трогание с места и прохождение зоны инфра-низких скоростей. В асинхронном электроприводе, в крайнем случае, это возможно выполнить в разомкнутой системе, задавая модуль вектора тока статора и плавно повышая частоту. Синхронный двигатель – более колебательный элемент электропривода. Поэтому процессы в таком режиме сопровождаются значительными колебаниями.

Тем не менее, задача качественного управления синхронным электроприводом без датчика положения выполнима. На рис.8.2. показаны процессы модели синхронного

электропривода на основе инвертора напряжения с ШИМ, без датчика положения ротора.

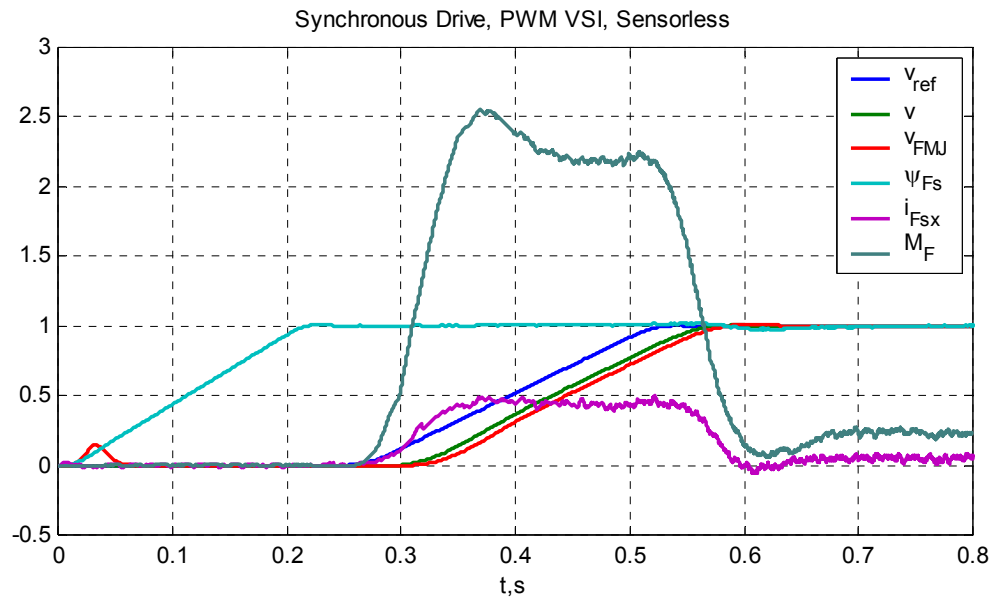


Рис.8.2. Пример процессов модели синхронного электропривода без датчика положения

Показаны следующие переменные:

- потокосцепление статора ψ_{Fs} (сигнал фильтрован, полоса пропускания фильтра 1000 рад/с);
- реактивная составляющая тока статора i_{Fsx} (сигнал фильтрован аналогичным фильтром);
- электромагнитный момент M_F (сигнал фильтрован аналогичным фильтром);
- задание скорости v_{ref} ;
- скорость v ;
- сигнал обратной связи по скорости (от косвенного измерителя) v_{FMJ} .

Как и в случае асинхронного электропривода, на первой стадии процесса ($t < 0.25$ с) создаётся магнитное поле: нарастают ток возбуждения и потокосцепление статора; ток статора отсутствует. Вектор потокосцеплений в этом случае направлен по продольной оси. Следящая система косвенного измерителя положения стремится совместить направление своей внутренней оси d_{FM} с направлением измеренного вектора. При этом внутренняя система координат движется, это заметно в сигнале обратной связи по скорости v_{FMJ} .

Далее во время работы электропривода сигнал обратной связи по скорости следует за фактической скоростью так, как должен следовать выходной сигнал фильтра. Постоянная времени измерителя в данном примере $T_{FM} = 0.01$ с.

Режимы, которые поддерживает система в данном примере, отличаются от описанных оптимизированных режимов (п. 8.3): здесь поддерживается потокосцепление статора, а реактивный ток статора задаётся в функции момента. Но, как и в оптимизированных режимах, ток статора при нагрузке – отстающий.

Достаточно высокое качество косвенного измерения положения и скорости достигнуто также и в действующем мощном высоковольтном электроприводе.

8.5. Выводы к главе

1. СД более сложный объект управления, но он предоставляет дополнительные возможности в отношении энергетических режимов как трехмерный объект.
2. Задачи автоматического регулирования синхронного электропривода, как и асинхронного, успешно решаются в системах векторного управления. Предпочтительная система координат для управления – оси d, q ротора, но возможно также использование системы, ориентированной по полю.
3. Задача регулирования без датчика положения ротора для синхронного электропривода сложнее, чем для асинхронного, но эта задача – решаемая.

9. ЧАСТОТНЫЙ ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

9.1. Область применения и общий принцип частотного пуска

Частотный пуск используется для двигателей переменного тока, как правило, двигателей большой мощности, в тех случаях, когда не требуется регулирование скорости приводимого механизма. Частотный пуск устраняет неблагоприятные факторы, имеющие место при прямом пуске, в отношении воздействия на двигатель, механизм и питающую сеть.

Обобщённая функциональная схема приведена на рис. 9.1.

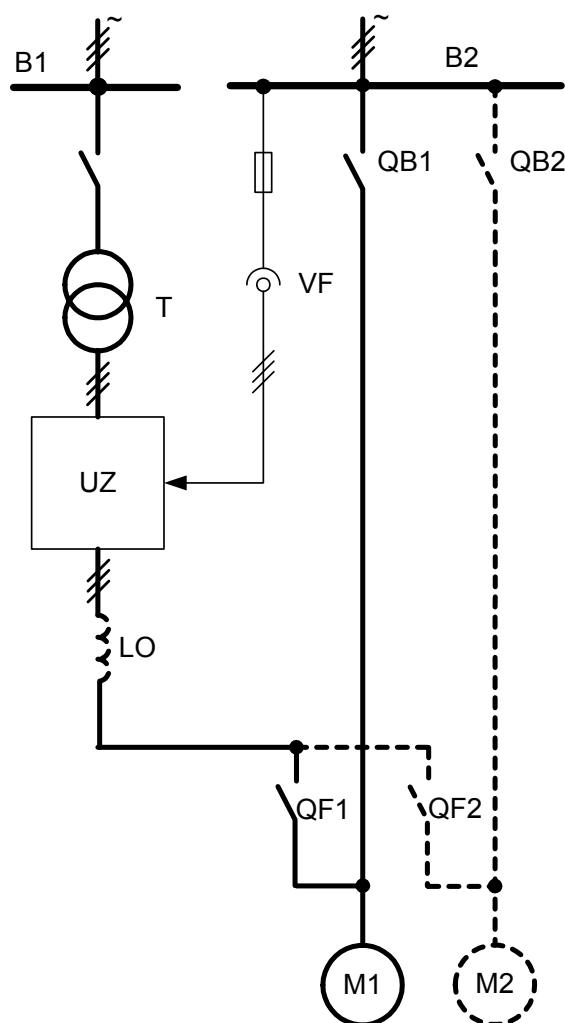


Рис. 9.1

На схеме показаны: электродвигатель $M1$, преобразовательно-регулирующее устройство (ПРУ) UZ , трансформатор T , элемент обратной связи по напряжению VF , контакторы (выключатели) $QF1$, $QB1$, секции распределительного устройства $B1$, $B2$ (это может быть одна и та же секция). В некоторых случаях используется дополнительный реактор LO на выходе ПРУ.

Одно преобразовательно-регулирующее устройство часто используют для частотного пуска нескольких двигателей. Часть схемы, относящаяся к двигателю $M2$, показана на рис. 9.1 пунктирными линиями.

Общий принцип частотного пуска состоит в том, что двигатель вначале подключается (контактором $QF1$) к выходу ПРУ, ускоряется в составе регулируемого электропривода до определённой скорости, близкой к синхронной скорости, далее определённым образом синхронизируется с сетью, на которую он должен переключиться. После этого статор двигателя отключается от ПРУ и подключается к сети (контактором QB).

Процедура синхронизации и переключения на сеть называется синхронным трансфером. Основная задача синхронного трансфера – обеспечить достаточно плавное переключение, без заметных толчков в токе статора и моменте двигателя.

Используются разные виды синхронного трансфера, отличающиеся последовательностью работы контакторов $QF1$, $QB1$, а также методом синхронизации с сетью.

9.2. Переключение при работающем преобразователно-регулирующем устройстве

Когда частота напряжения статора в процессе ускорения приближается к частоте сети, замыкаются дополнительные контуры регулирования:

- контур регулирования углового положения вектора напряжения статора;
- контур регулирования модуля вектора напряжения статора.

Эти контуры стремятся свести к нулю рассогласование векторов напряжения статора и сети.

После того, как погрешности по угловому положению и по модулю входят в заданные пределы, статор подключается к сети контактором $QB1$. Затем уже запирается ПРУ и отключается контактор $QF1$.

Такой метод обеспечивает почти идеальное переключение.

Недостаток метода: выход работающего ПРУ подключается к сети и в течение определённого времени остаётся подключённым к сети. Это создаёт угрозу сверхтоков в ПРУ по двум возможным причинам:

- ошибка в начальной синхронизации;
- повреждение внутри ПРУ на интервале его совместной работы с сетью.

При большой мощности к. з. на шинах, к которым переключается двигатель, мгновенные значения сверхтоков могут превышать значения, допустимые по условиям даже не повреждения, а разрушения силовых полупроводниковых элементов в составе ПРУ. Для каждого такого элемента в каталоге производителя указывается максимальное мгновенное значение тока по условиям разрушения (Surge Current). При потенциальной возможности таких токов на выходе ПРУ включается токоограничивающий реактор LO (рис. 9.1).

9.3. Переключение с паузой

9.3.1. Общее свойство режимов при переключении с паузой

По этому методу вначале запирается ПРУ. Только после этого статор подключается к сети. Имеет место пауза продолжительностью T_p , в течение которой статор двигателя отключён от каких-либо источников.

К концу паузы скорость вращения вектора напряжения статора равна скорости ротора. Модуль вектора напряжения статора к этому моменту определяется потоком ротора АД и основным магнитным потоком СД.

За время паузы скорость ротора снизится на величину Δv_p , и произойдёт отставание вектора потока по углу на величину $\Delta \gamma_p$.

Последовательность работы контакторов $QF1$, QBI может быть различной в различных вариантах этого метода.

Возможен вариант, в котором контактор QBI включается раньше, чем отключается контактор $QF1$. В этом случае во время паузы статор двигателя подключён к выходу запертого ПРУ. Если в составе ПРУ имеется выходной фильтр (например, в ПЧ на основе ИТ с ШИМ на выходе обязательно имеется конденсаторная батарея), то статор во время паузы подключён к конденсаторной батарее фильтра.

В любом случае, после запираания ПРУ происходит очень быстрое и весьма значительное изменение вектора тока статора. Значительное изменение претерпевает также вектор потокосцепления статора.

Если даже в момент подключения к сети вектор эквивалентного потокосцепления сети совпадает с тем значением, которое он должен иметь в новом установившемся режиме, новый установившийся режим не может возникнуть мгновенно. Неизбежен электромагнитный и электромеханический переходный процесс.

Поэтому, **при наличии паузы принципиально невозможно идеальное переключение. Неизбежны изменения в токе статора, в моменте и в скорости двигателя.** Задача состоит только в том, чтобы исключить сверхтоки статора и свести к минимуму колебания момента.

9.3.2. Свободная составляющая вектора потокосцеплений статора

Причина для возникновения свободной составляющей

На рис. 9.2. представлена упрощенная эквивалентная схема цепи статора после подключения к сети.

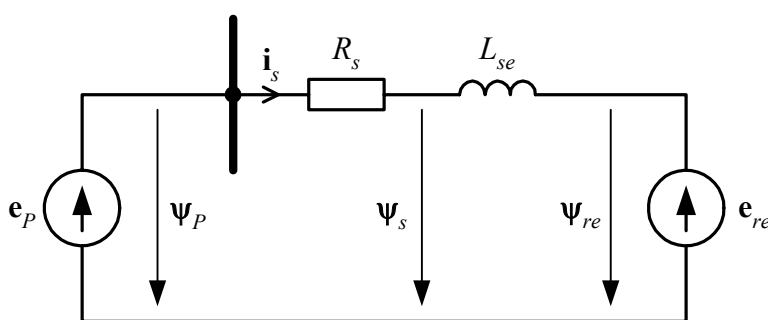


Рис. 9.2

На схеме обозначены: e_p – вектор эквивалентной ЭДС сети, e_{re} – вектор эквивалентной ЭДС от магнитного потока ротора, ψ_p – вектор эквивалентного потокосцепления сети, ψ_{re} – вектор эквивалентного потокосцепления ротора, ψ_s – вектор потокосцеплений статора, i_s – вектор токов статора, R_s – сопротивление статора, L_s – индуктивность статора.

Рассматриваются векторы в системе координат α, β статора.

За момент времени $t = 0$ принимается момент подключения статора к сети.

Вектор потокосцеплений статора в новом *установившемся* режиме можно принять с практической точностью:

$$\Psi_{s.sts}(t) = \Psi_P(t).$$

Процесс после подключения к сети в принятой упрощённой схеме представляет собой, в общем случае, сумму установившейся и свободной составляющих:

$$\Psi_s(t) = \Psi_{s.sts}(t) + \Psi_{s.f}(t).$$

Установившаяся составляющая представляет собой вектор с неизменным модулем, вращающийся с угловой скоростью, равной угловой частоте сети:

$$\Psi_{s.sts}(t) = C(\Omega_b v_P t) \Psi_{s.sts}(0).$$

Здесь $C(\Omega_b v_P t)$ – матрица поворота вектора на угол $(\Omega_b v_P t)$, где v_P – относительная угловая частота сети.

Свободная составляющая вектора потокосцепления статора – неподвижный вектор в системе координат статора, затухающий с постоянной времени T_{se} рассматриваемой цепи:

$$\Psi_{s.f}(t) = e^{-t/T_{se}} \Psi_{s.f}(0).$$

Начальное значение свободной составляющей равно разности векторов потокосцепления и установившегося потокосцепления в начальный момент времени. Поскольку потокосцепления – непрерывные переменные, начальное значение вектора потокосцепления совпадает с его значением в момент времени $t = -0$, непосредственно предшествующий подключению к сети. В результате мы получаем простое соотношение для начального значения свободной составляющей вектора потокосцепления:

$$\Psi_{s.f}(0) = \Psi_s(-0) - \Psi_P(-0).$$

Итак, свободная составляющая вектора потокосцеплений статора возникает в том случае, когда в момент времени, предшествующий подключению к сети, вектор потокосцепления статора не совпадает с вектором потокосцепления сети. Этому соответствует несовпадение ЭДС статора и ЭДС сети (можно считать, напряжения сети) в момент времени $t = -0$.

Отрицательный эффект от свободной составляющей процесса

Чем же угрожает свободная составляющая вектора потокосцепления? Дело в том, что этому потокосцеплению соответствует свободная составляющая вектора тока статора:

$$\mathbf{i}_{s.f}(t) = e^{-t/T_{se}} \mathbf{i}_{s.f}(0).$$

Это – также неподвижный вектор в системе координат статора.

Свободная составляющая вектора тока статора ведёт к двум отрицательным результатам:

- На фазные токи накладывается апериодическая составляющая; в результате мгновенные значения тока могут значительно превышать амплитуду номинального тока статора.
- Взаимодействие неподвижной составляющей вектора тока и вращающегося магнитного поля создаёт переменную составляющую электромагнитного момента; частота этой составляющей примерно равна частоте сети.

Задача устранения свободной составляющей

Ввиду изложенного, **самая важная задача при реализации синхронного трансфера – свести к минимуму разность ЭДС статора и напряжения сети к моменту подключения статора к сети.**

Многие практические методики наладки режима синхронного трансфера включают процедуру проверки выполнения этого условия. Например, имитируется режим синхронного трансфера: контактор *QBI* включается, но цепь предварительно разорвана таким образом, что ток в статор от выключателя не проходит. Осциллографируется одно из линейных напряжений сети и соответствующее линейное напряжение статора и проверяется их совпадение в момент включения выключателя *QBI*. Как следует из изложенного, такая процедура вполне оправдана.

Скорость двигателя во время паузы неуправляема. Неуправляема ЭДС статора АД. ЭДС статора СД теоретически управляема за счёт тока возбуждения; но при короткой паузе возможности такого управления невелики.

Следовательно, **требуется выполнить необходимые условия к началу паузы.**

Влияние погрешности по времени паузы

Погрешность по времени паузы определяется разбросом по времени включения выключателя *QBI*. Безусловно, использование выключателя с достаточно стабильным временем включения сокращает погрешность. Тем не менее, погрешность неизбежна.

Рассмотрим, прежде всего, погрешность по угловому положению вектора ЭДС. Её можно выразить следующим образом:

$$\Delta\gamma_e \approx \Omega_b \left\{ [v(0) - v_p] \Delta T_p + \frac{1}{2} \alpha(0) (\Delta T_p)^2 \right\}.$$

Здесь $v(0)$, $\alpha(0)$ – относительная скорость и относительное ускорение двигателя в момент подключения к сети.

Из формулы следует, что наибольшую роль играет отклонение по скорости двигателя в момент подключения. Второе слагаемое, пропорциональное ускорению – величина второго порядка малости.

9.3.3. Переключение без начального опережения по скорости

Это – достаточно простой метод. В процессе ускорения двигателя при подходе к номинальной скорости замыкается контур регулирования фазы вектора потокосцепления статора. Вектор потокосцепления статора сравнивается по фазе с вектором эквивалентного потокосцепления сети. Задаётся угол опережения вектора потокосцепления статора. Регулятор фазы вводит дополнительное задание на вход регулятора скорости.

Желательно также обеспечить регулирование модуля вектора потокосцепления статора воздействием на регулятор магнитного потока.

После того, как регулятор фазы вводит систему в установившийся режим, начинаются операции по переключению. Подается команда на включение контактора *QBI*. Поскольку время включения этого контактора довольно значительно, с задержкой запирается преобразовательно-регулирующее устройство. Задержка программируется таким образом, чтобы обеспечивалась пауза с заданным малым временем. При использовании стабильного выключателя удаётся работать с паузой порядка 36-40 ms.

На рис. 9.3 представлена осциллограмма процессов трансфера для электропривода нагнетателя 3 MW, 1490 rpm. ПРУ – на основе ИТ с ШИМ. Электромеханическая постоянная времени электропривода $T_j = 13.6$ s. Представлены процессы нагруженного привода. Время паузы $T_P = 40$ ms.

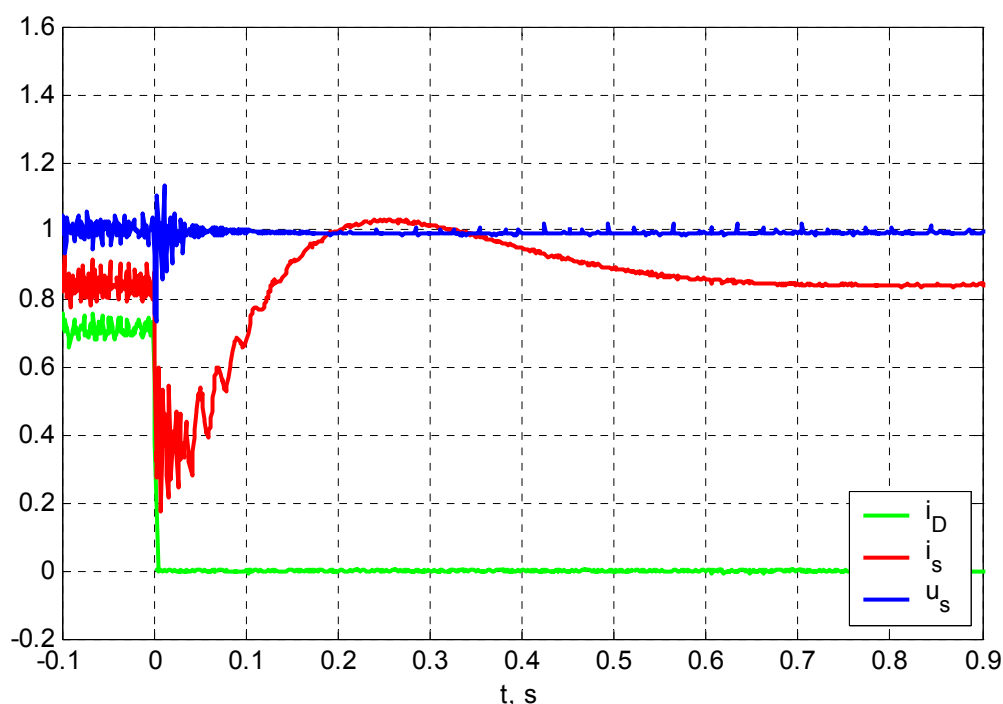


Рис. 9.3

Зарегистрированные переменные: i_D – выпрямленный ток ПРУ, i_s – ток статора (модуль вектора), u_s – напряжение статора (модуль вектора).

Во время паузы ток статора не падает до нуля – статор остаётся подключённым к конденсаторной батарее фильтра ПРУ.

Представлен благоприятный случай: к моменту окончания паузы вектор потокосцепления статора совпадает с вектором потокосцепления сети, совпадают также напряжения по модулю. В результате после подключения к сети свободная составляющая процесса практически отсутствует – колебания частоты 50 Hz в модуле вектора тока статора несущественны. Но имеют место переходные электромагнитные и электромеханические процессы: нарастание тока статора и восстановление скорости, – с небольшим перерегулированием по току.

На рис. 9.4 представлены процессы при таких же условиях, как для рис. 9.3, но при уменьшенном начальном опережении вектора потокосцепления статора. На рис. 9.5

показаны процессы при таких же условиях, как для рис. 9.3, но при увеличенном напряжении сети.

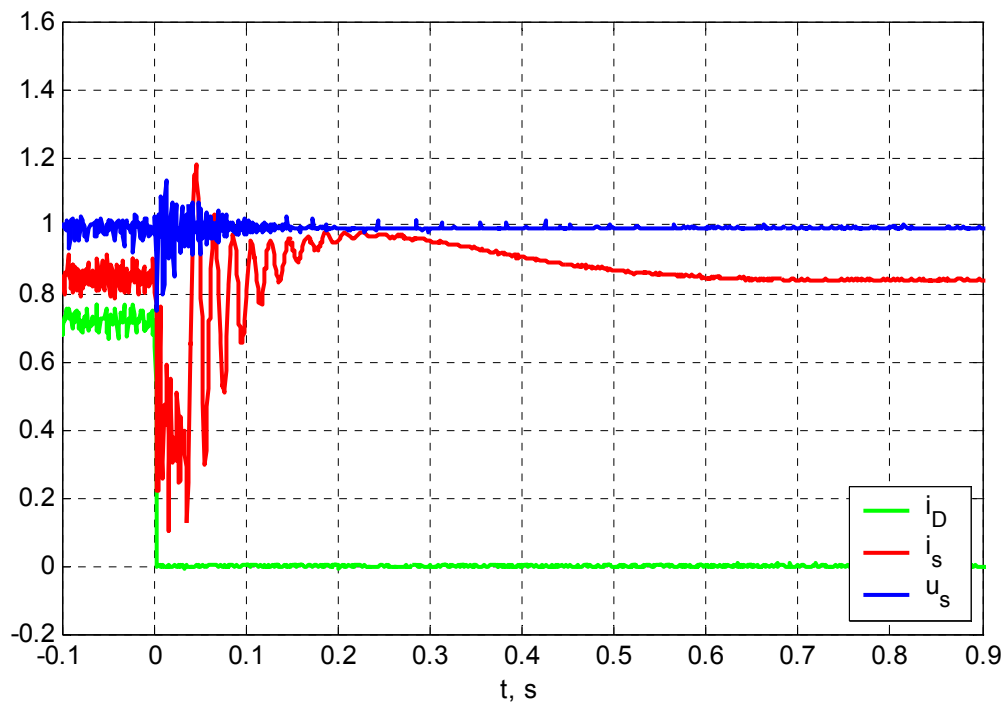


Рис. 9.4

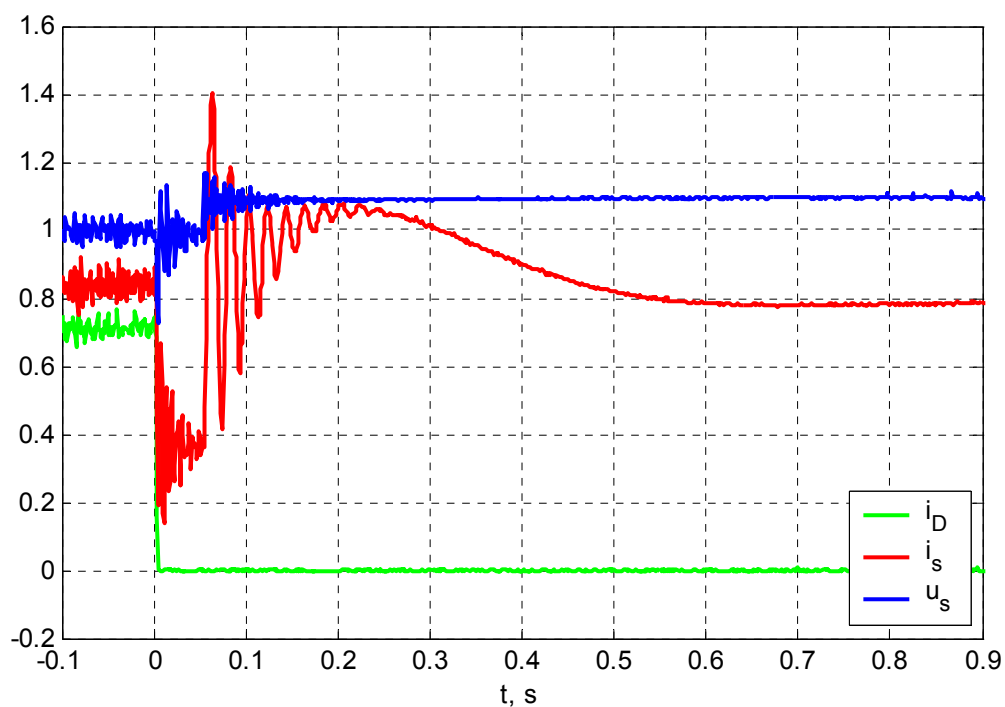


Рис. 9.5

В обоих случаях очень заметна свободная составляющая тока статора. Перерегулирование по току намного выше, чем в благоприятном случае.

Следует отметить, что процессы заметно неблагоприятнее в малоинерционных приводах, например, в приводах насосов.

9.3.4. Переключение с начальным опережением по скорости

Режим с опережением по скорости

Начальное опережение по скорости Δv_0 вводится для того, чтобы в момент подключения к сети угловая скорость вектора потока двигателя была близка к таковой для вектора потокоцепления сети.

Необходимое опережение составляет:

$$\Delta v_0 = \frac{T_p}{T_j} M_c.$$

В связи с необходимым опережением по скорости, до начала переключения контур регулирования положения вектора потока двигателя не может и не должен работать. В режиме, предшествующем паузе, векторы потока ротора АД (основного потока СД) и эквивалентного потока сети вращаются несинхронно. Угол между векторами изменяется в пределах $-\pi - +\pi$.

Необходимое опережение по скорости пропорционально моменту нагрузки двигателя. Желательно вводить опережение с учётом фактического момента нагрузки. В системе регулирования электропривода, как правило, существует сигнал, пропорциональный моменту нагрузки. Например, в электроприводе с ПИ регулятором скорости выходной сигнал интегральной части регулятора скорости пропорционален моменту нагрузки.

Задание скорости для данного режима имеет вид:

$$v_G = v_p + \frac{T_p}{T_j} M_c.$$

В системе с ПИ регулятором скорости зависимость скорости от момента нагрузки – возрастающая. На рис. 9.6 показана эта характеристика (“Drive”). Кроме того, показана характеристика нагрузки – “Load”.

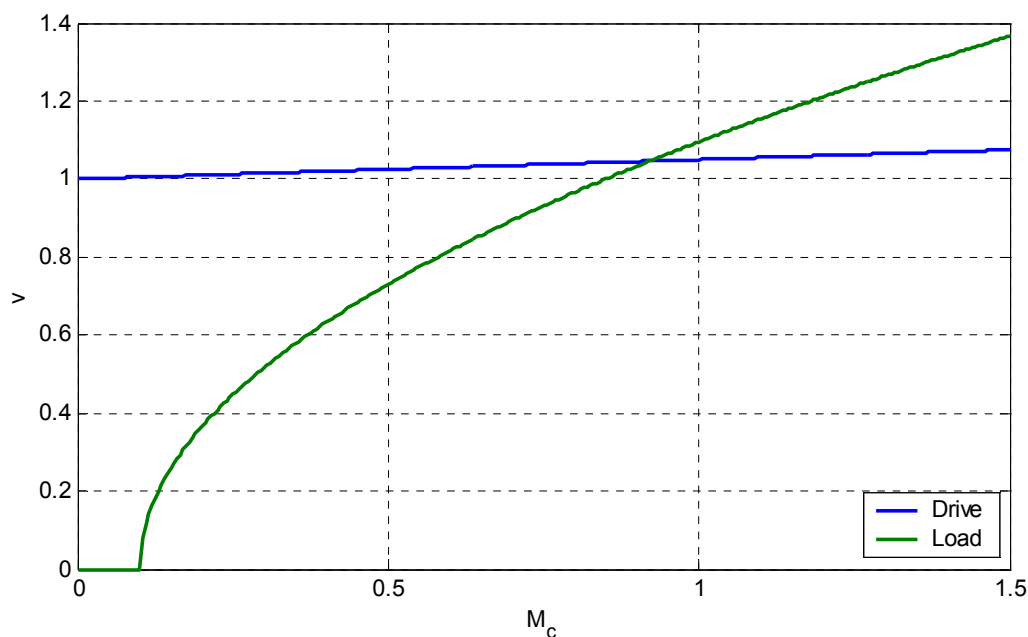


Рис. 9.6

Точка пересечения характеристик определяет установившийся режим электропривода. Если бы это была зависимость между скоростью и электромагнитным моментом двигателя, то установившийся режим был бы статически неустойчив, но это – зависимость скорости от момента нагрузки. Тем более, в замкнутой системе регулирования обеспечивается устойчивость данного режима. На рис. 9.7 показаны процессы в системе регулирования со специальным регулятором скорости; это – процессы при скачкообразных изменениях момента нагрузки.

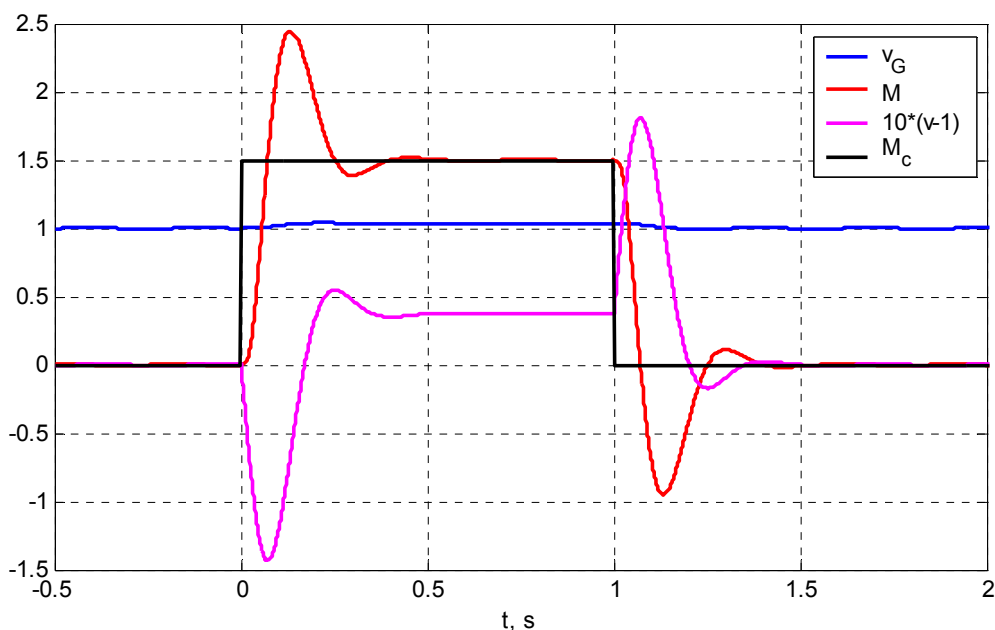


Рис. 9.7

Зарегистрированы: v_G – задание скорости, M – электромагнитный момент двигателя, $(v - 1)$ – отклонение скорости от скорости х. х., M_c – момент нагрузки.

После наброса нагрузки происходит просадка скорости, затем устанавливается режим с превышением задания скорости и фактической скорости над уровнем скорости х. х. Характер процессов практически не отличается от типовых процессов системы подчинённого регулирования с ПИ регулятором скорости (п. 1.7). Таким образом, замкнутая система вполне устойчива.

Режимы с перекрытием включённого состояния контакторов $QF1$, $QB1$

В этом варианте вначале запирается ПРУ, затем включается контактор $QB1$ (статор подключается к сети), после чего отключается контактор $QF1$ (статор отключается от выхода ПРУ).

Если время T_B включения контактора $QB1$ достаточно существенно, вначале должна подаваться команда на включение этого контактора. Команду на запираение ПРУ желательно подать с задержкой по времени, чтобы обеспечить малое время паузы T_P .

Интервал времени T_B от подачи первой команды до подключения статора к сети содержит два подинтервала:

1. Подинтервал продолжительностью $(T_B - T_P)$, на котором вектор потока двигателя вращается с опережением по скорости Δv_0 .

2. Собственно пауза продолжительностью T_P , когда вектор потока двигателя тормозится.

Соответственно, необходимое опережение по углу в момент подачи первой команды должно составлять:

$$\Delta\gamma_1 = \Omega_b \left(-T_B + \frac{3}{2} T_P \right) \frac{T_P}{T_j} M_c.$$

Режимы без перекрытия включённого состояния контакторов QF1, QB1

В этом случае возможны разные варианты в отношении последовательности команд. Рассматриваем самый неблагоприятный вариант в отношении времени паузы, но зато наиболее надёжный: гарантировано исключается перекрытие включённого состояния контакторов. В этом варианте контакторы *QF1*, *QB1* взаимно блокированы, включение контактора *QB1* только начинается после отключения контактора *QF1*. Чтобы исключить разрыв цепи статора при работающем ПРУ, команда на запирание ПРУ подаётся одновременно с командой на отключение статора от ПРУ (отключение контактора *QF1*).

В данном случае время паузы приближённо содержит время отключения контактора *QF1* и время включения контактора *QB1*. Оно может оказаться на порядок больше, чем в варианте с перекрытием включённого состояния контакторов.

Необходимое опережение по фазе в этом случае составляет:

$$\Delta\gamma_1 = \frac{1}{2} \Omega_b \frac{T_P^2}{T_j} M_c.$$

И опережение по скорости, и опережение по углу при значительном времени паузы оказываются приемлемыми только для высоко-инерционных электроприводов: вентиляторов, турбокомпрессоров и т. п.

Автор имеет личный опыт реализации данного варианта синхронного трансфера. С 1997 г. эксплуатируется система частотного пуска синхронных двигателей 20 МВт турбокомпрессоров, разработанная под руководством автора.

9.4. Выводы к главе

1. Частотный пуск – высокоэффективный метод пуска двигателей переменного тока, не нуждающихся в регулировании скорости. Частотный пуск устраняет все недостатки прямого пуска.
2. Помимо обычных режимов регулируемого электропривода, в системе частотного пуска предусматривается автоматическая синхронизация с питающей сетью и автоматическое безударное переключение статора двигателя на сеть. Это – достаточно сложный, ответственный и, в определённой мере, рискованный режим.
3. Практически гладкое переключение на сеть обеспечивается только в варианте переключения на сеть без паузы в питании цепи статора. В любом варианте с паузой после включения возникают электромагнитные и электромеханические переходные процессы. Возможно лишь свести к минимуму перерегулирование по току статора и колебания электромагнитного момента двигателя.

10. ДВУХЗОННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ

10.1. Область применения и цели двухзонного регулирования

10.1.1. Специфические механизмы

Специфические требования к моменту

Двухзонное регулирование используется в электроприводах постоянного и, естественно, в регулируемых электроприводах переменного тока. Прежде всего, оно применяется в случаях специфических требований к моменту электропривода в функции скорости.

Если момент, необходимый для механизма, начинает выше некоторой скорости убывать с ростом скорости, это создаёт возможность для двухзонного регулирования. Кривая 1 на Рис. 10.1 ограничивает сверху типичную область моментов.

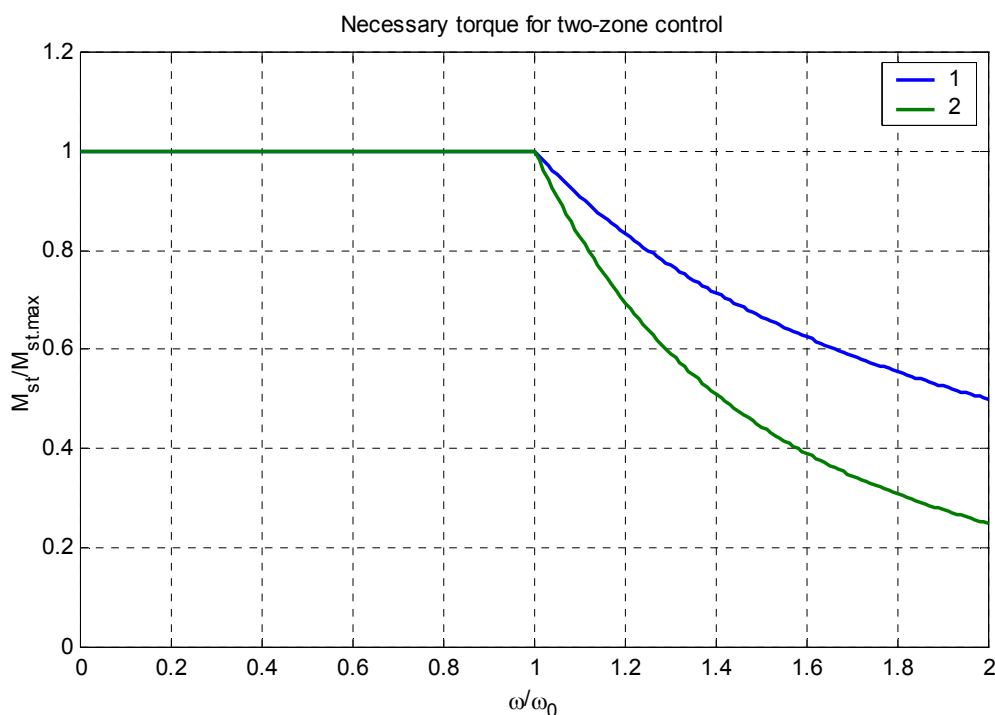


Рис. 10.1. Условия для двухзонного регулирования скорости

Типичными механизмами, где используется двухзонное регулирование, являются главные приводы прокатных станов и металлорежущих станков, тяговые электроприводы. Например, если на станке обрабатывается деталь меньшего диаметра с тем же усилием резания и той же скоростью резания, то момент снижен, а угловая скорость должна быть повышена.

Основные понятия

Угловая скорость ω_0 , с которой начинает снижаться необходимый момент, называется основной скоростью. Зону скорости $|\omega| \leq \omega_0$ называют нижней зоной, зону скоростей $|\omega| \geq \omega_0$ – верхней зоной. Выбор электропривода традиционно определяется условиями:

$|M_c| < M_N$ для нижней зоны, $|P_c| < P_N$ для верхней зоны.

Соответственно нижнюю зону называют зоной регулирования при постоянстве момента, верхнюю – зоной регулирования при постоянстве мощности.

Цель двухзонного регулирования

Для чего же используют двухзонное регулирование. Габариты и цена двигателя определяются номинальным моментом. Поэтому двухзонное регулирование не даёт эффекта в отношении двигателя. Но габариты и цена преобразовательного оборудования, питающего двигатель, определяются максимальной мощностью. Если не использовать двухзонное регулирование, то максимальная мощность имеет вид:

$$P_{1\max} = M_{\max} \omega_{\max};$$

при двухзонном регулировании максимальная мощность уменьшена:

$$P_{2\max} = M_{\max} \omega_0.$$

Таким образом, двухзонное регулирование используют для экономии на преобразователе.

Общий принцип реализации двухзонного регулирования

Реализуется двухзонное регулирование путём ослабления поля двигателя, будь это двигатель постоянного тока, АД или СД. Таким путём исключают или резко уменьшают рост выходного напряжения преобразователя с ростом скорости и, следовательно, уменьшают необходимую максимальную мощность преобразователя.

Ускорение в верхней зоне

Поскольку номинальный и максимальный моменты в верхней зоне уменьшаются, принято в этой зоне уменьшать ускорение-замедление обратно пропорционально скорости.

10.1.2. Массовые электроприводы

В п. 7.2 было отмечено, что оптимальное значение магнитного потока двигателя в регулируемом электроприводе заметно выше, чем поток в номинальном режиме серийного электродвигателя, предназначенного для питания от сети. Усилить поле в номинальном режиме не представляется возможным – для этого необходимо повышенное напряжение статора.

Поэтому в подавляющем большинстве случаев оптимальное значение основной скорости, выше которой ослабляется поле, оказывается ниже номинальной скорости двигателя. В такой ситуации двухзонное регулирование применимо не только к электроприводам со специфическим характером нагрузки, но практически ко всем электроприводам. В массовых электроприводах насосов, вентиляторов, мельниц двухзонное регулирование означает некоторое усиление поля при снижении скорости ниже номинальной.

10.2. Возможности асинхронного и синхронного электроприводов в отношении двухзонного регулирования

10.2.1. Асинхронный электропривод

Максимальный момент АД

Момент АД при неизменной скорости и неизменном напряжении статора (а значит, при неизменном потокосцеплении статора ψ_s) ограничен: с ростом тока ротора из-за индуктивности рассеяния нарастает угол между векторами потока и ротора и потокосцепления статора, уменьшается поток ротора (см. векторную диаграмму рис. 2.6). При однозонном регулировании ограниченность момента АД крайне редко играет роль, поскольку в этом случае отношение $M_{\max}/M_N \approx 2-2.5$. Но при двухзонном регулировании ограниченность момента – важнейший фактор.

Относительное значение максимального момента:

$$M_{\max} \approx \frac{1}{2} \frac{1}{L_{\sigma}} \psi_s^2; \psi_s \approx \frac{U_s}{v}.$$

В нижней зоне с ростом скорости нарастает и напряжение статора. Но в верхней зоне, если напряжение статора ограничивается, то с ростом скорости в квадрате снижается максимальный момент. Максимальная мощность

$$P_{\max} \approx \frac{1}{2} \frac{1}{L_{\sigma}} \frac{U_s^2}{v}$$

с ростом скорости не остаётся неизменной, но снижается.

Таким образом, асинхронному электроприводу наилучшим образом соответствует не кривая 1, а кривая 2 Рис. 10.1.

Следует отметить, что в электроприводах постоянного тока максимальная мощность также несколько снижается при максимальной скорости. Однако в асинхронном электроприводе этот фактор решающим образом ограничивает диапазон ослабления поля. При усреднённом значении $L_{\sigma} \approx 0.2$ и при $U_s = 1$ максимальной мощности $P_{\max} = 1.5$ соответствует максимальная скорость $v_{\max} = 1.67$.

Особенно трудно обеспечить широкий диапазон ослабления поля для электроприводов, где требуется высокая кратность максимальной мощности в верхней зоне. Приходится использовать ПЧ с повышенным запасом по выходному напряжению.

Двухзонное регулирование в разомкнутой системе

Такое регулирование реализуется выбором параметров оборудования и коэффициента U/f . При определённой частоте достигается максимальное выходное напряжение ПЧ. При дальнейшем нарастании частоты напряжение сохраняется постоянным, и поле АД ослабляется.

Двухзонное регулирование в системе векторного управления АД

В системе векторного управления асинхронного электропривода (п. 7.1) задаётся поток ротора. Самое простое – уменьшать в верхней зоне задание потока обратно пропорционально скорости

$$\psi_{r.ref} = \psi_{r.ref0}/(v/v_0).$$

В этом случае в верхней зоне обеспечивается та же кратность максимальной мощности, что и при основной скорости. Но необходимое напряжение статора со скоростью возрастает. Для рассмотренного примера параметров при максимальной скорости $v_{\max} = 2$ и максимальной мощности $P_{\max} = 1.5$ необходимое напряжение для установившихся режимов (без учёта динамики) $U_{s,\max} \approx 1.15$. Это не столь существенный запас.

Кажущиеся трудности возникают при использовании серийных АД для двухзонного регулирования. В этих случаях можно рекомендовать выбрать серийный двигатель по необходимым значениям номинального момента и **максимальной** скорости. Естественно, номинальная мощность двигателя окажется завышенной, но это не означает увеличения габаритов и цены двигателя. Необходимое номинальное выходное напряжение ПЧ выбирается ниже номинального напряжения двигателя; при выборе номинальных напряжений возможно найти удовлетворительный вариант.

10.2.2. Синхронный электропривод

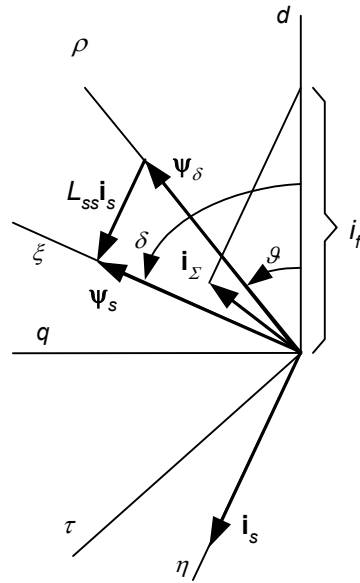
Прежде всего, следует отметить, что СД с постоянными магнитами (СДПМ), по крайней мере, серийно выпускаемые двигатели не обеспечивают двухзонного регулирования. Не случайно в современных металлорежущих станках используются приводы подач на основе СДПМ, а главные приводы – на основе АД. Поэтому синхронные электроприводы с двухзонным регулированием – это электроприводы средней и большой мощности на основе СД с электромагнитным возбуждением.

Поскольку такой СД – трехмерный объект, возможности для двухзонного регулирования благоприятнее, чем для АД. Возможен такой вариант задания энергетических переменных, в котором напряжение статора при постоянной мощности не возрастает в верхней зоне. Это – задание потокосцепления статора, убывающего обратно пропорционально скорости. В отношении второй энергетической переменной возможны варианты. Один из вариантов – задание нулевой реактивной составляющей тока статора. Векторная диаграмма показана на Рис. 10.2.

В таком режиме при неизменной мощности электропривода в верхней зоне сохраняются неизменными напряжение и ток статора. Диапазон ослабления поля с точки зрения установившихся режимов не ограничен. Автору удалось на экспериментальной установке достигнуть соотношения $v_{\max}/v_0 = 5$.

10.3. Реальные диапазоны регулирования для верхней зоны

Мы рассмотрели условия для напряжения статора в верхней зоне только на основе характеристик для установившихся режимов. Анализ с учётом динамики многократно сложнее. Можно считать, что приемлемый диапазон в верхней зоне ограничен примерными значениями $v_{\max}/v_0 \approx 1.5$ для асинхронных электроприводов и $v_{\max}/v_0 \approx 2$ – для синхронных.



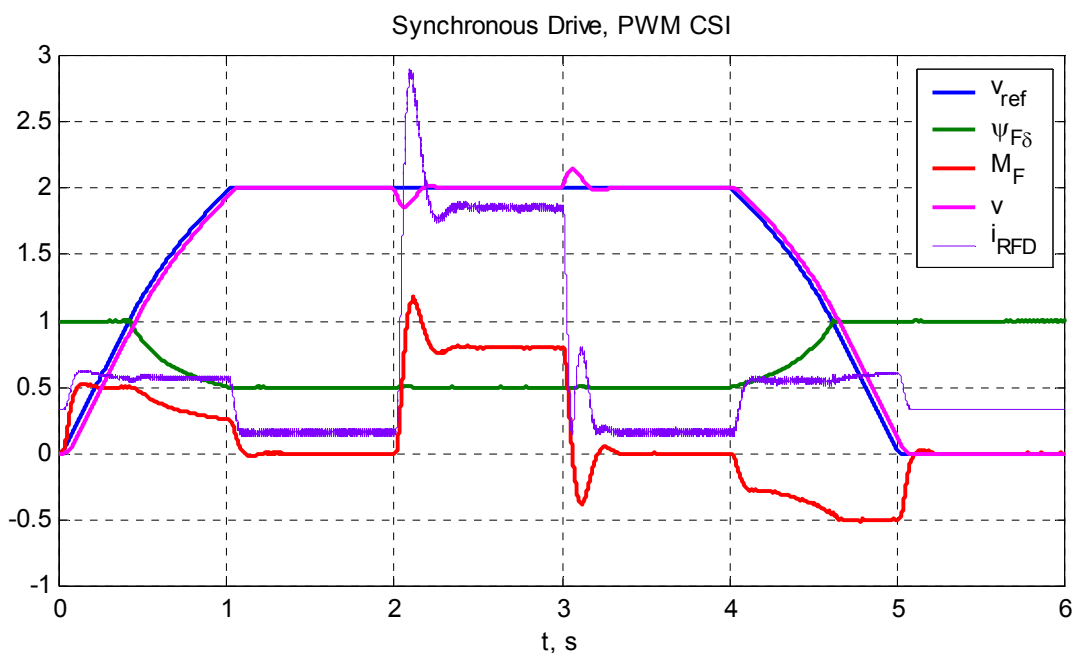


Рис. 10.3. Процессы синхронного электропривода с двухзонным регулированием

Показаны разгон до максимальной скорости, наброс и сброс нагрузки, торможение. Максимальная мощность в этом примере $P_{\max} = 2.5$, диапазон регулирования в верхней зоне $v_{\max}/v_0 = 2$. Магнитный поток при максимальной скорости ослаблен вдвое. Можно также отметить снижение ускорения-замедления с ростом скорости выше основной. Процессы имеют типовой характер.

10.5. Выводы к главе

1. Двухзонное регулирование скорости специфических механизмов, со снижением необходимого момента выше определённого уровня скорости, позволяет снизить максимальную мощность преобразователя.
2. В верхней зоне электроприводы работают с ограничением продолжительной и максимальной мощности (а не момента). Ускорение-замедление снижаются с ростом скорости.
3. Реальные диапазоны регулирования в верхней зоне достигают $v_{\max}/v_0 \approx 1.5$ для асинхронных электроприводов и $v_{\max}/v_0 \approx 2$ - для синхронных.
4. Двухзонное регулирование целесообразно также для массовых регулируемых электроприводов с серийными двигателями. В этом случае используется некоторое усиление поля ниже номинальной скорости.

11. ПЛАВНЫЙ ПУСК АСИНХРОННЫХ И СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Рассмотренные ранее регулируемые электроприводы и системы частотного пуска электроприводов переменного тока обладают широчайшими возможностями в отношении качества режима. В практике, однако, достаточно широко используются так называемые устройства плавного пуска. Эти устройства намного проще, чем ПЧ регулируемых электроприводов, но их возможности гораздо беднее.

11.1. Схема главных цепей электропривода с устройством плавного пуска и принцип действия.

Схема приведена на рис. 11.1.

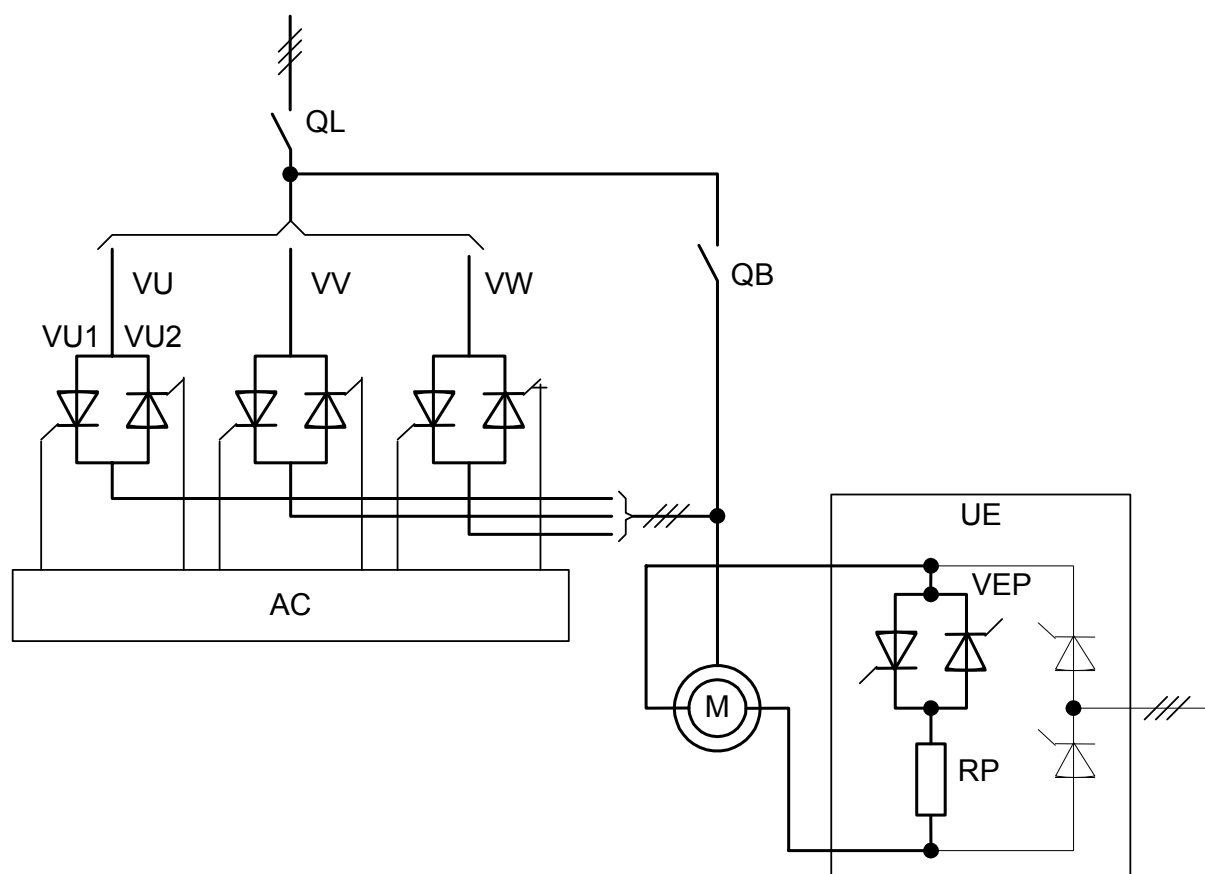


Рис. 11.1

В основе устройства плавного пуска – тиристорный регулятор напряжения. Напряжение регулируется тремя парами встречно-параллельных тиристоров VU , VV , VW (тиристорных ветвей в высоковольтных устройствах). Устройство управления AC подаёт импульсы на открытие тиристоров. Напряжение регулируется путём сдвига импульсов относительно питающего напряжения.

По мере разгона двигателя уменьшается угол сдвига импульсов, возрастает напряжение статора. По окончании пуска включается байпасный контактор QB , подключающий статор двигателя непосредственно к сети.

Схема представлена для случая синхронного двигателя. В этом случае во время пуска обмотка возбуждения подключена к цепи с резистором RP и парой встречно-параллельных тиристоров VEP (как для прямого пуска).

На рис. 11.2 представлен интервал процесса, поясняющий принцип плавного пуска,

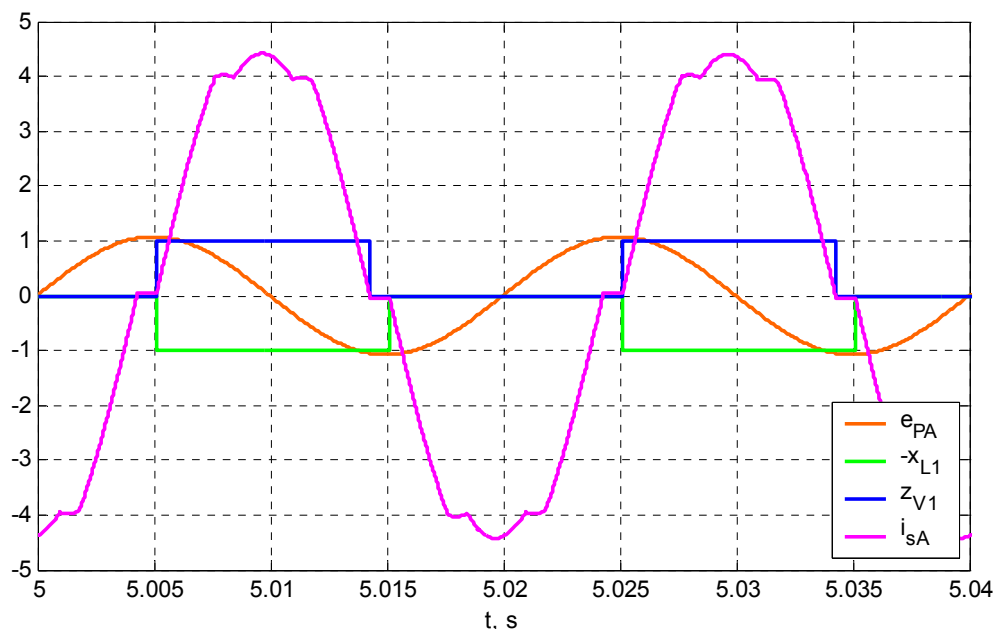


Рис. 11.2

Представлены следующие переменные:

- e_{PA} – эквивалентная ЭДС сети,
- x_{L1} – команда проводящего состояния тиристора $VU1$,
- z_{V1} – проводящее состояние тиристора $VU1$,
- i_{sA} – фазный ток.

В данном примере импульс на проводящее состояние тиристора отстаёт от начала соответствующего полупериода питающего напряжения примерно на угол $\pi/2$.

Фазный ток – прерывистый: имеют место интервалы времени, на которых фазный ток – нулевой. Ток тиристора прерывается раньше окончания команды проводящего состояния.

11.2. Методы управления

11.2.1. Управление в разомкнутой системе

Угол сдвига между открывающими импульсами и питающим напряжением изменяется по определённой программе.

Сдвиг импульсов можно характеризовать углом управления β_L . Здесь принято, что значение $\beta_L = 0$ соответствует отставанию импульса на $1/4$ периода по отношению к началу соответствующего полупериода питающего напряжения. Изменение угла β_L в положительном направлении соответствует сдвигу импульсов в сторону опережения.

Обычно в начале процесса проходит быстрое нарастание угла β_L до определённого значения β_{L1} , обеспечивающего необходимый пусковой момент. Затем угол медленно нарастает от значения β_{L1} до значения $\beta_L = \pi/2$. Последнее значение соответствует полному открытию тиристоров. После этого включается байпасный контактор.

11.2.2. Управление с ограничением тока

Используется обратная связь по току от трансформаторов тока. Задаётся уровень ограничения тока. Угол управления β_L изменяется в замкнутом контуре регулирования тока. Когда угол β_L достигает значения, близкого к $\beta_L = \pi/2$, включается байпасный контактор.

11.3. Пример процессов асинхронного электропривода

Параметры электропривода: $T_j = 10$ s; $I_{dst}/I_N = 6$; $M_{dst}/M_N = 0.7$.

Результаты моделирования представлены на рис. 11.3; начальная стадия процесса показан на рис. 11.4.

Зарегистрированы переменные:

- β_L – угол управления;
- i_s – ток статора (модуль вектора тока);
- M – электромагнитный момент двигателя;
- v – скорость.

Переменные представлены как относительные величины при общепринятом выборе базовых значений для двигателя.

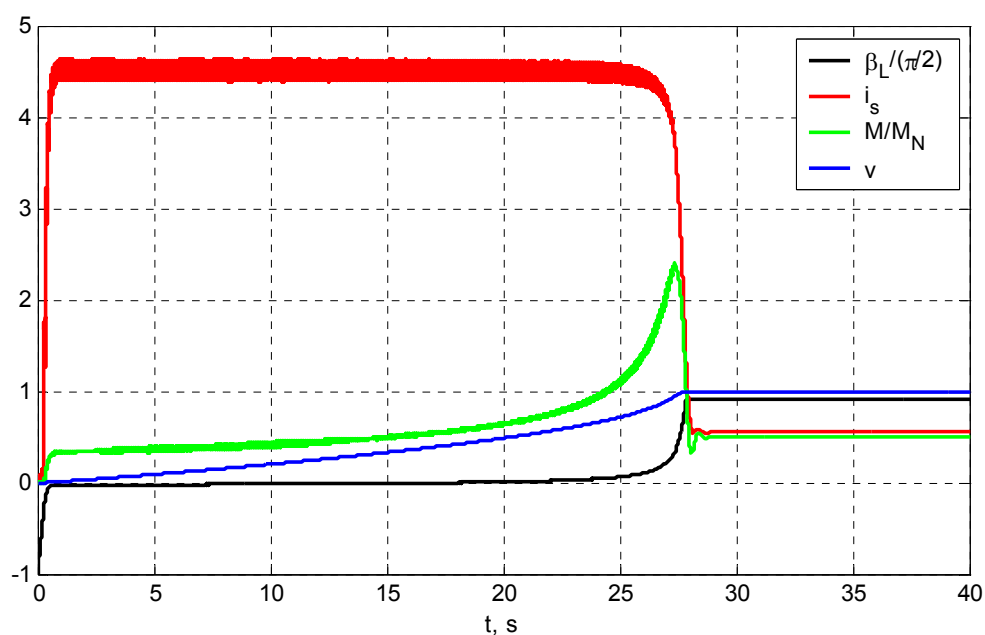


Рис. 11.3

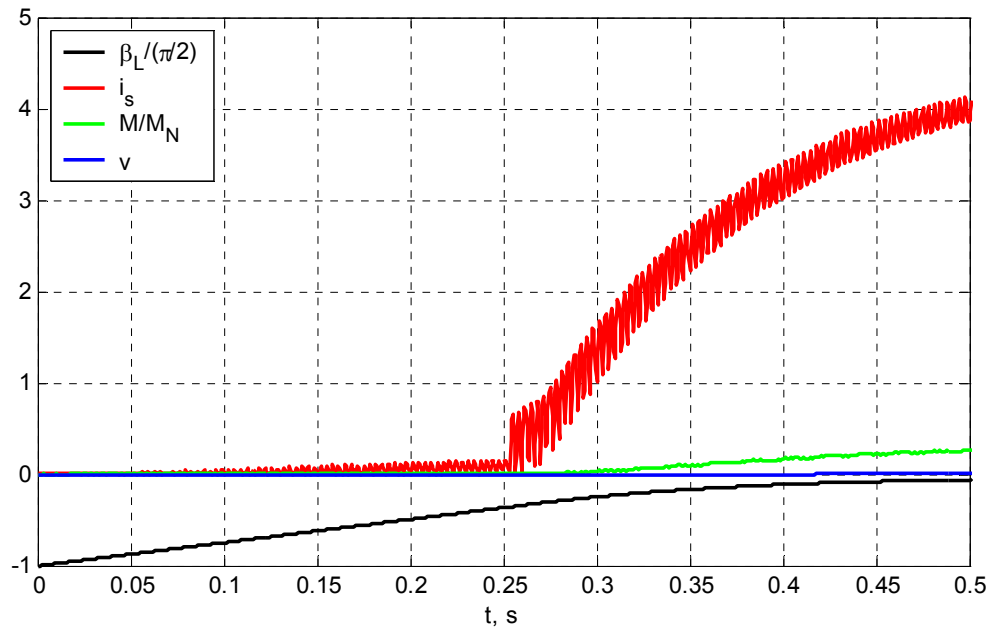


Рис. 11.4

Отметим 3 стадии процесса:

1. Нарастание угла β_L от начального отрицательного значения до значения $\beta_L \approx 0$. **Плавнo нарастают ток статора и момент.**
2. Ток статора удерживается на заданном уровне. В данном примере заданный уровень $I_{Gs} = 4.5$. Угол β_L очень медленно изменяется вблизи значения $\beta_L = 0$. Момент нарастает по мере роста скорости.
3. После того, как момент достигает максимального значения, начинается быстрое снижение момента и тока статора. Угол β_L быстро достигает максимального значения. Пуск заканчивается. Включается байпасный контактор.

11.4. Специфика процессов синхронного электропривода

На рис. 11.5 представлены процессы пуска синхронного электропривода со сравнительно малой нагрузкой вентиляторного типа. На рис. 11.6 – процессы при пуске с постоянным моментом нагрузки, близким к номинальному моменту (электропривод мельницы).

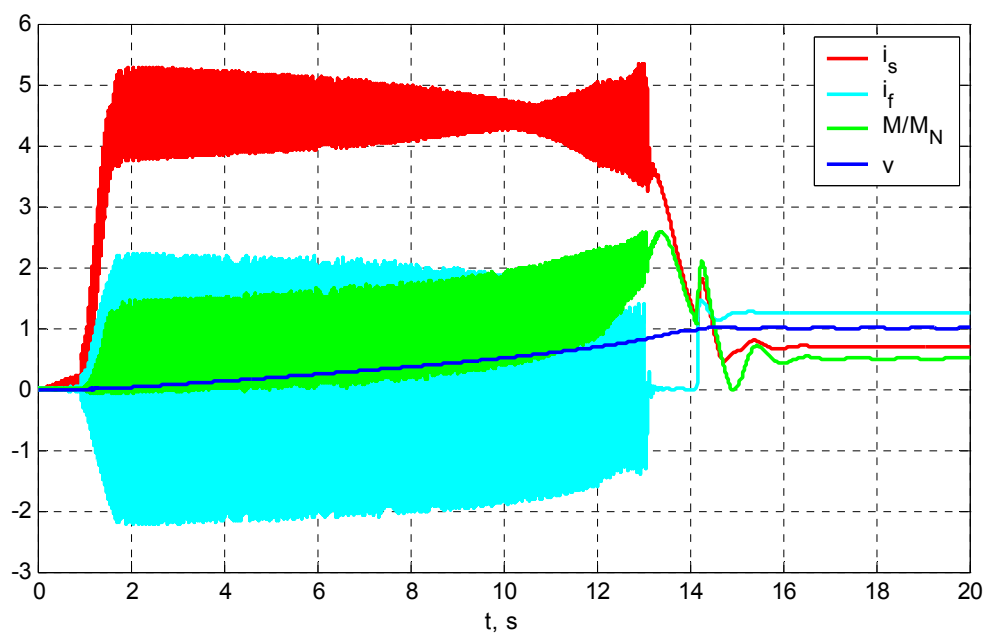


Рис. 11.5

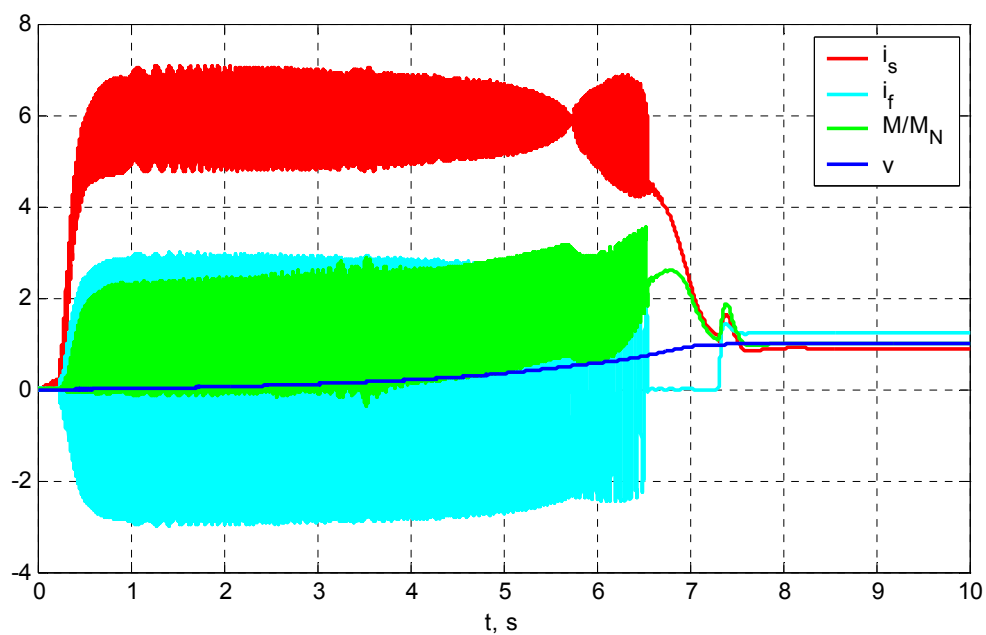


Рис. 11.6

Имеет место значительный переменный ток обмотки возбуждения частоты скольжения. Этот ток замыкается по разрядной цепи обмотки возбуждения.

Переменный ток обмотки возбуждения вызывает значительные пульсации момента.

Как и при прямом пуске, необходимо своевременное включение возбуждения.

11.5. Нагрев двигателя

Нагрев за время пуска T_A характеризуется параметром T_Q :

$$T_Q = \int_0^{T_A} i_s^2 dt.$$

В табл. 11.1 приведены значения параметра для примера по п. 11.3. Они отнесены к значению при прямом пуске.

Таблица 11.1

Нагрев двигателя при прямом пуске и при плавном пуске

Ограничение тока	Отношение перегрева к перегреву при прямом пуске $T_Q / T_{Q, dst}$
$4.5 I_N$	1.15
$4 I_N$	1.30

Нагрев двигателя за время пуска не снижен, а повышен по сравнению с прямым пуском. Чем ниже уровень ограничения тока, тем выше нагрев.

11.6. Влияние на питающую сеть

При плавном пуске исключается глубокий провал напряжения на шинах узла нагрузки, от которых питается устройство плавного пуска. При прямом пуске такой провал обусловлен переходным сверх-током статора.

Однако работа устройства плавного пуска вызывает сильное искажение напряжения на шинах узла нагрузки.

На рис. 11.7 представлен интервал процесса плавного пуска асинхронного электропривода по п. 11.3.

Зарегистрированы следующие переменные:

- e_{PAB} – эквивалентная линейная ЭДС сети,
- u_{PAB} – линейное напряжение на шинах узла нагрузки,
- i_{sA} – фазный ток,
- i_s – ток статора (модуль вектора тока).

Напряжение на шинах узла нагрузки достаточно сильно искажено. В данном примере коэффициент искажения напряжения

$$K_{UH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2}}{U_1}.$$

достигает значения $K_{UH} = 0.068$. ГОСТ 13109-97 допускает кратковременно $K_{UH} \leq 0.08$.

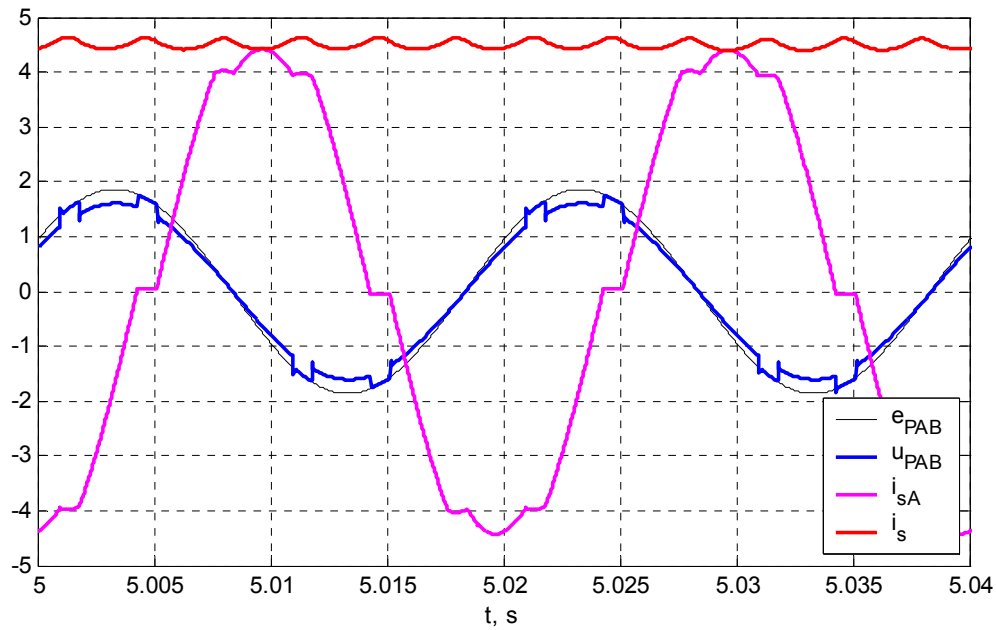


Рис. 11.7

На рис. 11.8 представлены значения коэффициента гармоник $K_{Un} = U_n/U_1$ для данного примера в функции номера гармоники n .

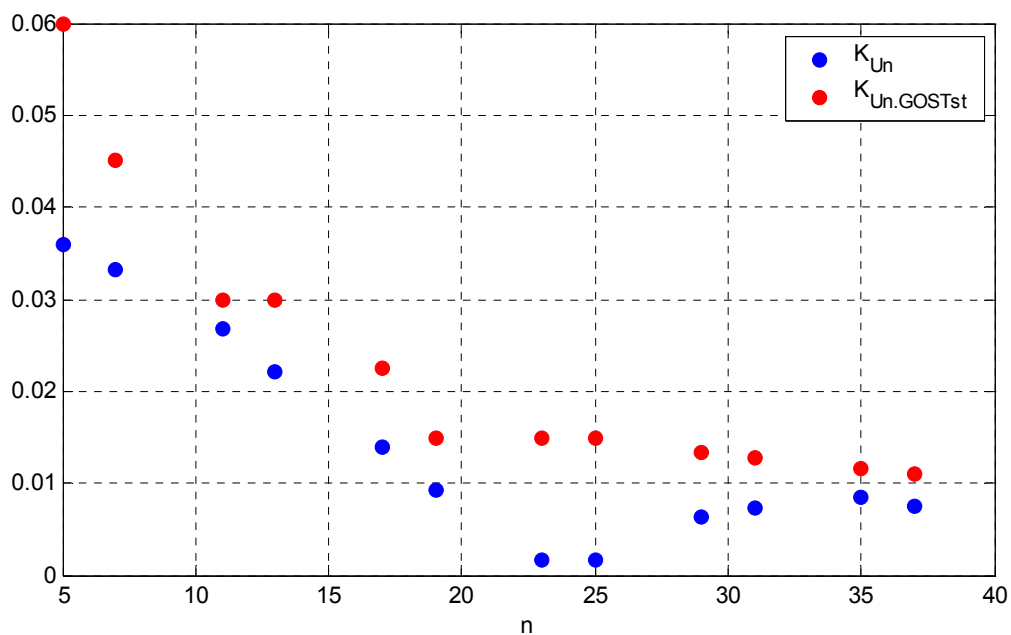


Рис. 11.8

Для сравнения показаны предельно (кратковременно) допустимые значения коэффициента гармоник по ГОСТ $K_{Un.GOSTst}$. В данном примере требования стандарта выполняются с минимальным запасом также и в отношении коэффициентов гармоник.

Однако отношение мощности к. з. в узле нагрузки к номинальной полной мощности двигателя составляет для данного примера $S_{sc}/S_N = 40$. Таким образом, для выполнения требований Стандарта **необходима достаточно мощная сеть**.

11.7. Выводы к главе

1. Устройство плавного пуска в любом случае устраняет основные недостатки прямого пуска: ударный ток статора и колебательный момент большой амплитуды. **Этим многократно увеличивается ресурс двигателя и механизма.**
2. Устройство плавного пуска в любом случае не снижает нагрев двигателя. Наоборот, **нагрев увеличивается.**
3. Устройство плавного пуска только в редких случаях снижает неблагоприятное воздействие на сеть. Устраняется глубокий провал напряжения, обусловленный динамическим сверх-током статора сразу после включения. Но искажение напряжения в сети увеличивается. Необходима достаточно мощная сеть.

12. РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ПИТАЮЩАЯ СЕТЬ

Электромагнитная совместимость с питающей сетью является одним из определяющих факторов при выборе вида и параметров регулируемого электропривода переменного тока. Это относится, прежде всего, к электроприводам большой мощности.

Электромагнитная совместимость означает:

1. Электропривод нормально работает при допустимых изменениях в питающей сети.
2. Воздействие работающего электропривода на питающую сеть не вызывает недопустимых изменений в сети.

Особую роль этот фактор играет в СНГ по двум обстоятельствам. Во-первых, в течение десятилетий проводится техническая политика дробления мощности в сетях промышленных предприятий. Мощность к. з. на шинах узлов нагрузки, в большинстве случаев, искусственно ограничивается. Это даёт возможность использовать более компактные и более дешёвые отключающие аппараты. Однако при этом усиливается влияние возмущений в сети на регулируемые электроприводы и обратное влияние регулируемых электроприводов на смежные электроприёмники.

Во-вторых, в России и большинстве стран СНГ действует жёсткий стандарт по качеству напряжения в сетях. Он, в основном, соответствует международному стандарту, но является значительно более жёстким, чем стандарт США.

Вследствие изложенного, возможно сделать важный вывод: **не каждый регулируемый электропривод может работать в любой сети.**

Рассмотренные виды ПЧ – двухзвенные; каждый ПЧ содержит два преобразователя. Взаимодействие электропривода с сетью определяется, прежде всего, видом преобразователя на стороне сети.

12.1. Нормальные и предельно допустимые изменения в питающей сети

Эти требования устанавливаются Международным Стандартом IEC61000-2-12 и Российским Стандартом ГОСТ13109-97.

Следует иметь в виду, что требования стандарта распространяются на узлы нагрузки (точки общего присоединения) общего назначения, от которых питаются, кроме регулируемых электроприводов, также и другие электроприёмники, например, нерегулируемые двигатели. Если от узла нагрузки питаются только регулируемые электроприводы, то в качестве точки общего присоединения рассматривается узел нагрузки более высокого уровня.

Количественные показатели здесь приведены для сетей 6-20 kV.

Стандарт ограничивает нормальные и предельно допустимые изменения. Изменения должны быть в пределах нормальных с вероятностью 95 % для интервала времени 24 ч. Это означает возможность достаточно длительных предельных отклонений.

Специалист по электроприводу может сделать такие выводы:

1. **Оборудование должно функционировать при предельных отклонениях в сети.**

2. С другой стороны, **регулируемый электропривод не должен вызывать отклонений в сети сверх нормально допустимых**, по крайней мере, в установившихся режимах.

12.1.1. Отклонение модуля вектора напряжения в узле нагрузки и частоты

Нормально допустимое установившееся отклонение напряжения $\delta U = \pm 5 \% U_N$.
Предельно допустимое установившееся отклонение напряжения $\delta U = \pm 10 \% U_N$.

Нормально допустимое и предельно допустимое отклонения частоты составляют $\pm 0.2 \text{ Hz}$ и $\pm 0.4 \text{ Hz}$ соответственно.

12.1.2. Несимметрия напряжений

Рассматриваем изображения синусоидальных процессов в виде векторов. Проекция вектора (например, вектора $\underline{U}_{AB1}$, рис. 12.1) на ось $+j$ при вращении вектора в положительном направлении даёт синусоидальный процесс $u_{AB1}(t)$ (если для модулей векторов используют действующие значения, то проекция умножается на $\sqrt{2}$).

Симметричная трехфазная система характеризуется симметричным треугольником линейных напряжений (например, треугольником A_1, B_1, C_1 на рис. 12.1). В системе прямой последовательности вектор $\underline{U}_{BC1}$ отстаёт от вектора $\underline{U}_{AB1}$, а вектор $\underline{U}_{CA1}$ отстаёт от вектора $\underline{U}_{BC1}$.

Несимметричная система линейных напряжений может быть представлена как сумма симметричных систем прямой и обратной последовательности, как это иллюстрируется рис. 12.1.

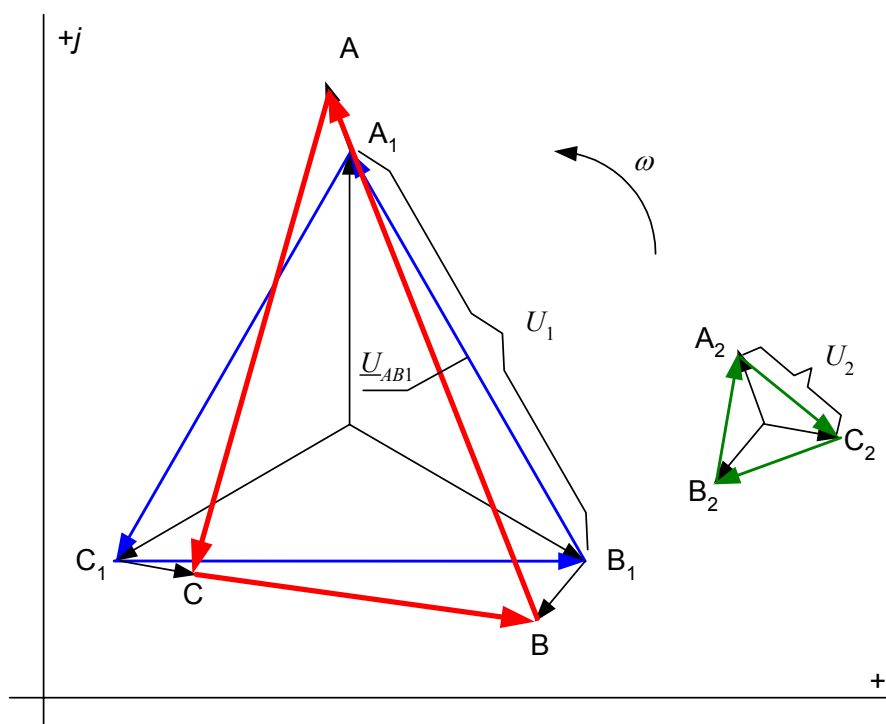


Рис. 12.1

Несимметрия по обратной последовательности характеризуется отношением напряжения обратной последовательности U_2 к напряжению прямой последовательности U_1 :

$$K_{2U} = U_2 / U_1.$$

Рекомендуемая приближённая формула для коэффициента (IEC 61000-2-12):

$$K_{2U} = \sqrt{\frac{6(U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2)}{(U_{AB} + U_{BC} + U_{CA})^2}} - 2.$$

Нормально допустимое и предельно допустимое значения этого коэффициента составляют 2 % и 4 % соответственно.

12.1.3. Искажение напряжения

Высшие гармоники

Российский стандарт ограничивает искажение напряжения только высшими гармониками. Имеются в виду составляющие напряжения, частоты которых являются целыми кратными по отношению к частоте сети. Если считать напряжение (например, линейное напряжение) периодической функцией времени, не содержащей постоянной составляющей, то оно может быть представлено гармоническим рядом:

$$u(t) = \sum_n \sqrt{2} U_n \sin(n\omega t + \alpha_n), n = 1, 2, 3, \dots$$

Стандартом ограничивается коэффициент искажения синусоидальности напряжения (THD):

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2}}{U_1}.$$

Для сетей 6-20 kV нормально-допустимое и предельно допустимое значения составляют 5 % и 8 % соответственно.

Кроме того, стандарт ограничивает коэффициенты гармоник $K_{U(n)}$. На диаграмме рис. 12.2 представлены нормально допустимые значения этих коэффициентов $K_{Un.Rus}$. Здесь же показаны нормально допустимые значения по IEC61000-2-12 $K_{Un.Intl}$.

Предельно допустимые значения коэффициентов гармоник по отечественному стандарту в 1.5 раза выше нормально допустимых значений.

Интергармоники

Ток, потребляемый от сети многими видами регулируемого электропривода, помимо гармоник с частотами, кратными частоте сети, содержит также другие составляющие. Это вызывает появление таких составляющих в напряжении на шинах узла нагрузки. В результате напряжение уже не является периодическим процессом. Отечественный стандарт не вводит ограничения на составляющие напряжения с некрatными частотами. Однако международный стандарт IEC 61000-2-12 вводит такие ограничения как рекомендации. Ограничения коэффициентов для этих, так называемых, **интергармоник**, предлагается принимать такими же, как для ближайших больших чётных гармоник. Как видно на диаграмме рис. 12.2, допустимые значения весьма малы.

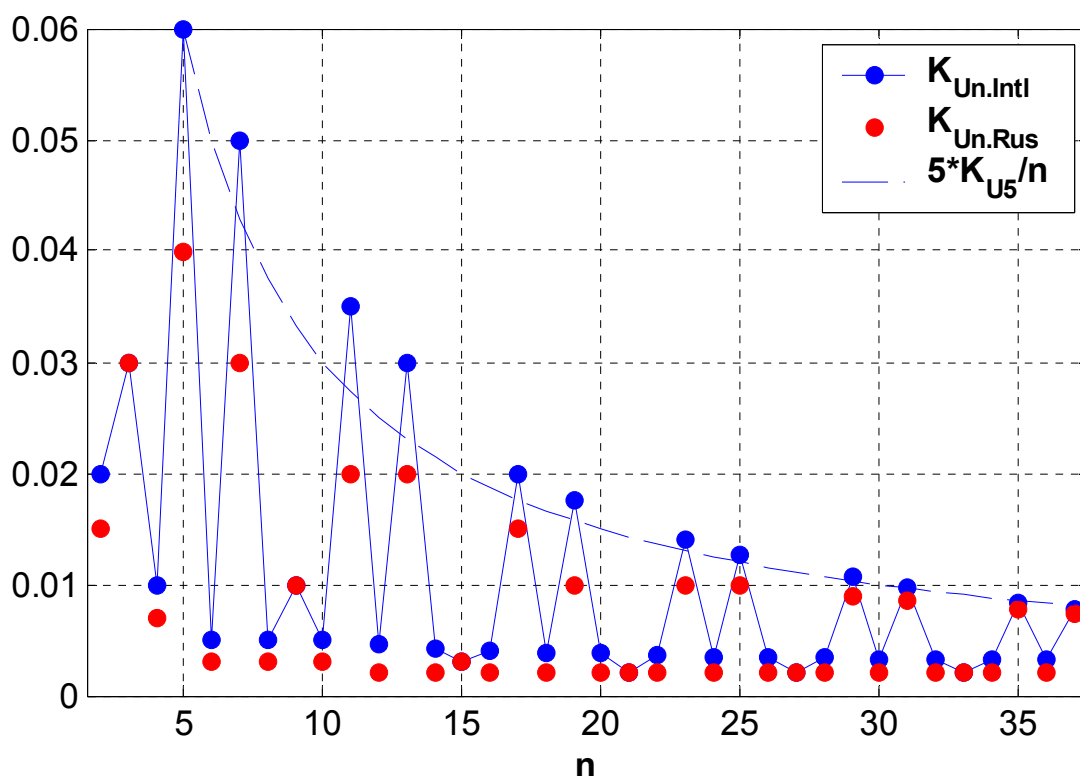


Рис. 12.2

12.2. Влияние возмущений в питающей сети на регулируемый электропривод

«Иммунитет» регулируемого электропривода по отношению к возмущениям в сети является, пожалуй, самым важным фактором в отношении режимной надёжности. Возмущения со стороны механизма смягчаются механической инерцией агрегата. Между тем, многие виды возмущений со стороны сети имеют внезапный характер; парировать такие возмущения гораздо сложнее.

12.2.1. Изменение модуля вектора напряжения в узле нагрузки

Этот вид возмущения имеет высокую вероятность. Возмущение может вызываться перегрузкой сети, прямым пуском мощного двигателя переменного тока, симметричным к.з. в сети.

Изменение напряжения в пределах выше уставки защиты минимального напряжения

Электропривод должен функционировать с полной нагрузкой при изменении модуля вектора питающего напряжения в пределах, определяемых Стандартом, 90-110 % номинального напряжения. В ряде применений оговариваются также расширенные пределы.

В массовых электроприводах запас по выходному напряжению ПЧ обычно невелик. Поэтому при пониженном напряжении сети напряжение статора оказывается также пониженным. Любой серийный двигатель переменного тока должен работать продолжительно с пониженным, в пределах Стандарта, напряжением статора. Но, естественно, он работает со сниженным магнитным потоком и повышенным током

статора. Важно, чтобы **ПЧ также обеспечивал повышенный продолжительный ток.**

Кроме того, электропривод, по крайней мере, не должен отключаться при продолжительном снижении напряжения до 70-85 % номинального напряжения (уставки защиты минимального напряжения). Чтобы выполнить это условие, система регулирования электропривода должна автоматически снижать скорость при перегрузке по току статора в таком режиме.

И наконец, электропривод не должен отключаться и в тех случаях, когда изменения напряжения в сети происходят скачкообразно.

Указанные режимы рассматриваются здесь для ПЧ на основе ИТ с ШИМ.

На рис. 12.3 представлен пример процессов при скачкообразном снижении напряжения на шинах узла нагрузки, от уровня 105 % номинального напряжения до уровня 90 % номинального напряжения. На рис. 12.4 показаны процессы при скачкообразном восстановлении напряжения. Процессы зарегистрированы для асинхронного электропривода насоса, ПЧ на основе ИТ с ШИМ выпрямителем и ШИМ инвертором (гл. 5).

Зарегистрированные переменные (относительные значения): i_D – выпрямленный ток, u_R – напряжение на шинах узла нагрузки (модуль изображающего вектора), ψ_e – поток ротора (модуль изображающего вектора), v – скорость.

После скачкообразного снижения напряжения очень быстро снижается выпрямленный ток. Далее (под действием регулятора выпрямленного тока) выпрямленный ток нарастает. Магнитный поток ротора двигателя снижается (под действием регулятора потока, задание которого зависит от напряжения сети). В возникшем установившемся режиме поток ниже, чем в исходном режиме, а ток – выше.

После скачкообразного восстановления напряжения выпрямленный ток быстро нарастает. Под действием регулятора выпрямленного тока выпрямленный ток снижается. Под действием регулятора потока нарастает магнитный поток ротора.

Следует отметить, что при недостаточном быстродействии регулятора выпрямленного тока возможно отключение электропривода максимально-токовой защитой мгновенного действия во время нарастания тока после скачка.

Приведенные процессы соответствуют электроприводу с достаточно большой электромеханической постоянной времени. В случае малоинерционного привода при скачках питающего напряжения имеют место изменения скорости. Провал выпрямленного тока после скачкообразного снижения питающего напряжения вызывает снижение момента двигателя, скорость начинает снижаться. Далее скорость восстанавливается. Наоборот, быстрое нарастание выпрямленного тока после скачкообразного повышения напряжения вызывает кратковременное повышение скорости.

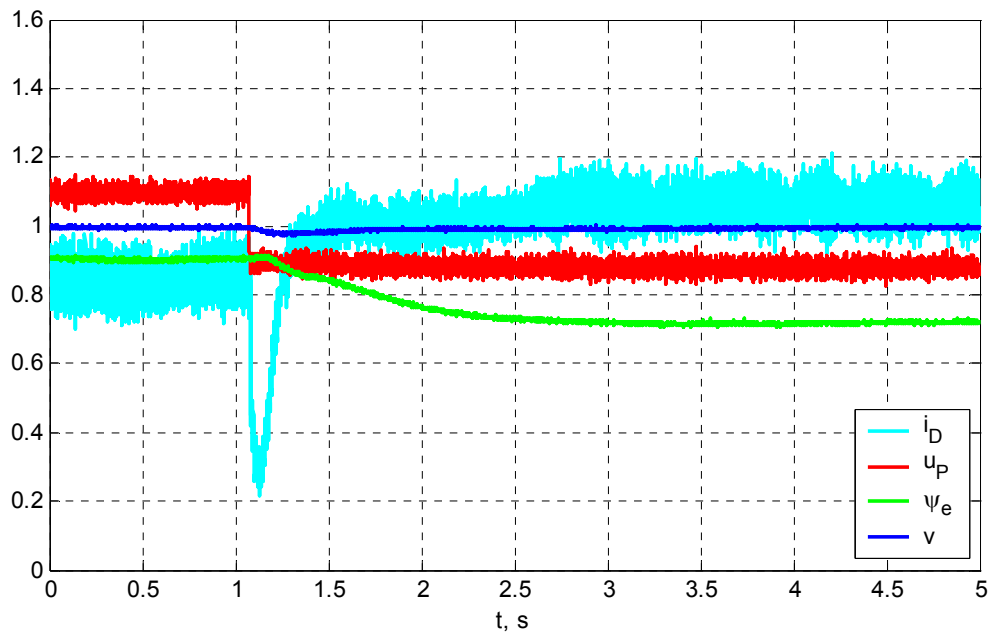


Рис. 12.3

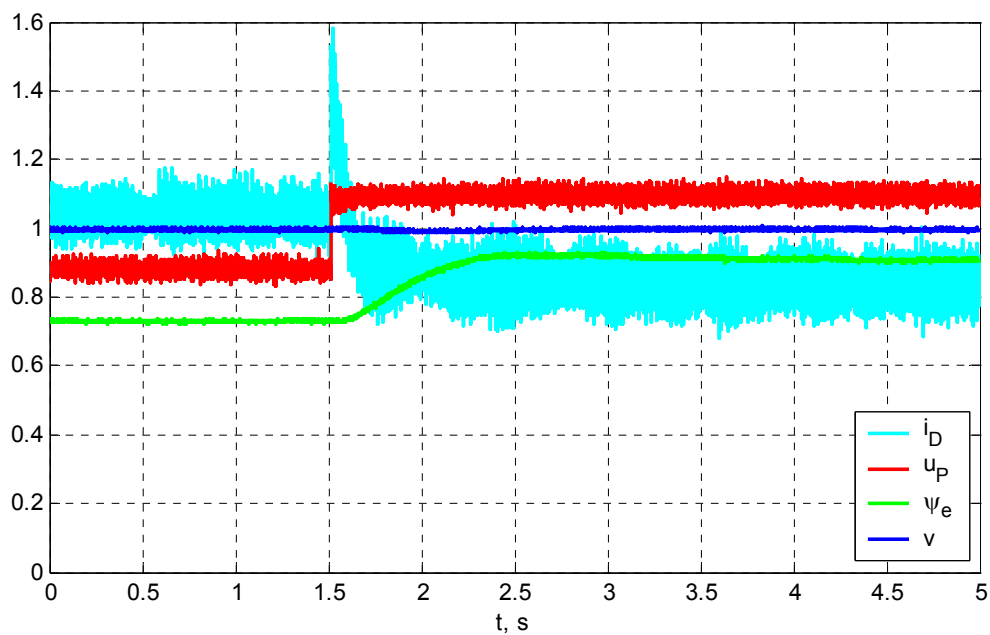


Рис. 12.4

Снижение напряжения ниже уставки защиты минимального напряжения

В этих случаях защита отключает электропривод.

Если требуется, осуществляется самозапуск после восстановления напряжения. На рис. 12.5 показан пример процессов при самозапуске.

Зарегистрированы те же переменные, что и на рис. 12.3, 10.4. Но вместо выпрямленного тока i_D зарегистрирован фильтрованный сигнал i_{FD} ; постоянная времени фильтра $T_{IDF} = 1$ ms.

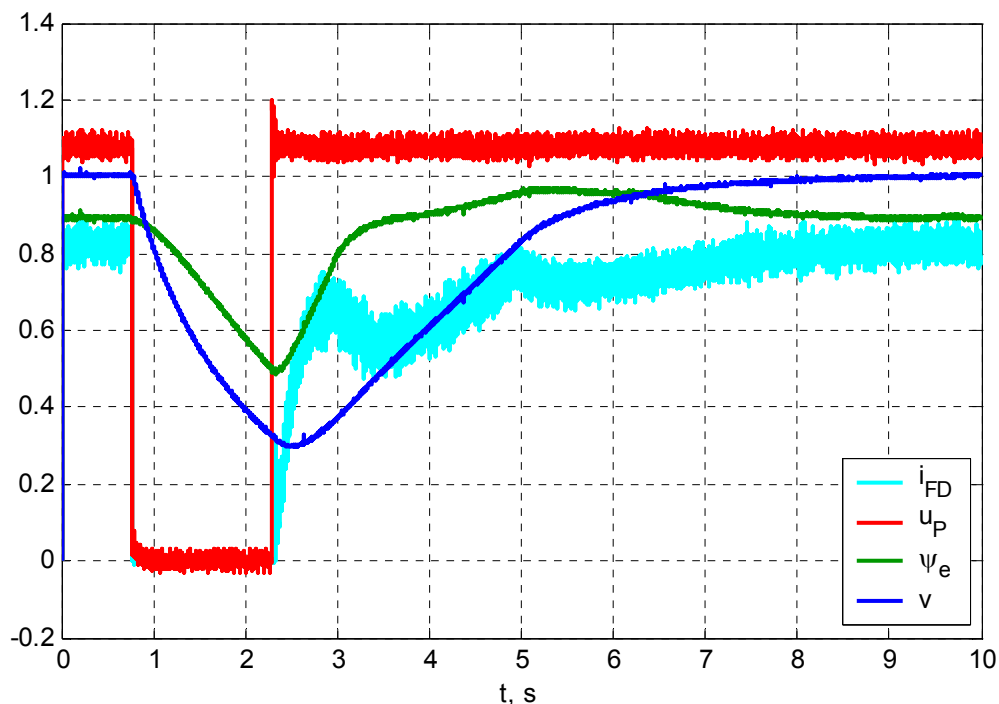


Рис. 12.5

Выпрямленный ток очень быстро снижается до нуля после исчезновения питания. Происходит затухание магнитного потока и торможение электропривода. После восстановления питания магнитный поток и скорость восстанавливаются. Осциллограмма соответствует малоинерционному электроприводу; в этом случае за время паузы происходит существенная потеря скорости.

12.2.2. Искажение питающего напряжения высшими гармониками

Такое искажение вызывается как работой самого регулируемого электропривода, так и смежными электроприёмниками.

Во многих случаях отдельная секция шин распреустройства используется только для питания регулируемых электроприводов. В этих случаях данная секция рассматривается как автономная система, на которую не распространяются требования Стандарта в отношении качества напряжения. В таких случаях искажения напряжения особенно значительны.

Влияние искажений на регулируемый электропривод наименее существенно в случае неуправляемого диодного выпрямителя на стороне сети в ПЧ на основе ИН с ШИМ (гл. 4).

В случае управляемого преобразователя на стороне сети, как в ИН с ШИМ, так и в ИТ с ШИМ, искажения напряжения влияют на электропривод через систему управления указанного преобразователя. Управляющие импульсы силовых полупроводниковых приборов синхронизированы с питающим напряжением. Искажения питающего напряжения воздействуют на синхронизацию.

Один из методов синхронизации – использование, вместо напряжений, сигналов эквивалентных потокоцеплений. Например, используется интегрированный вектор:

$$\psi_L = \frac{\Omega_b}{p} \mathbf{u}_L.$$

В интегрированном сигнале высшие гармоники существенно подавлены. В реальных системах интегрирование – приближённое.

При таком подходе имеется возможность исключить дополнительно влияние гармоник от данного электропривода. Мы можем рассматривать сеть как источник ЭДС $\mathbf{e}_P$ (вектор) с внутренним сопротивлением R_P и внутренней индуктивностью L_P по отношению к зажимам, на которых измеряется напряжение $\mathbf{u}_L$. Восстанавливается потокосцепление идеального источника питания. Это потокосцепление может быть сформировано следующим образом:

$$\psi_P = \frac{\Omega_b}{p} \mathbf{e}_P = \frac{\Omega_b}{p} (\mathbf{u}_L + R_P \mathbf{i}_L) + L_P \mathbf{i}_L.$$

Общее свойство достаточно совершенных систем управления – возможность работы от сети даже при высоком содержании высших гармоник в напряжении. Один из путей решения задачи – использование локальной следящей системы в алгоритме управления. Такая система обладает фильтрующими свойствами, но не вносит фазовой погрешности.

12.2.3. Нарушение симметрии напряжений

Этот вид возмущения является, пожалуй, наиболее тяжёлым для регулируемого электропривода. К тому же, вероятность такого возмущения гораздо выше, чем таковая для глубокого симметричного провала напряжений: однофазное к. з. между линейными проводами многократно вероятнее, чем симметричное 3-фазное к. з.

При асимметрии линейных напряжений сети в напряжении звена постоянного напряжения (тока) возникает составляющая более низкой частоты, чем основная гармоника пульсаций. Например, при 6-пульсном выпрямителе основная гармоника пульсаций имеет частоту $6f_P$ (f_P – частота сети). За счёт асимметрии появляется составляющая с частотой $2f_P$. Такая составляющая появляется и в более сложных схемах преобразователя со стороны сети.

Фильтрующие свойства аккумулирующего элемента в звене постоянного тока обычно недостаточны для такой сравнительно низкочастотной составляющей. В результате появляется значительный уровень пульсаций напряжения конденсатора в ИН или пульсаций тока реактора в ИТ. Пульсации проходят в токи статора двигателя, вызывая пульсации момента. В замкнутой системе автоматического регулирования электропривода пульсации через сигналы обратной связи могут выводить регуляторы на ограничение в таких режимах, когда регуляторы ещё должны действовать.

Поэтому в регулируемых электроприводах предусматривается защита от нарушения симметрии. Например, защита отключает электропривод при разности наибольшего и наименьшего линейных напряжений более 5 % номинального напряжения, с выдержкой времени 1 с.

Причины, вызывающие нарушение симметрии, имеют ту же природу, что и те, которые вызывают глубокие симметричные провалы напряжения. Если в приводе предусматривается самозапуск после восстановления уровня напряжения, то самозапуск целесообразен также после восстановления симметрии.

12.3. Влияние регулируемого электропривода на питающую сеть

Следующие факторы определяют влияние регулируемого электропривода на сеть:

- реактивная мощность, потребляемая от сети;
- высшие гармоники в токах, потребляемых от сети;
- быстрые часто повторяющиеся изменения активной мощности, потребляемой от сети высоко-динамичным электроприводом.

Влияние на сеть существенно зависит от вида ПЧ, точнее, от вида выпрямителя в ПЧ. Рассматриваются наиболее распространённые виды:

- диодный выпрямитель в ПЧ на основе инвертора напряжения (ИН) с ШИМ;
- тиристорный выпрямитель в ПЧ на основе инвертора тока (ИТ) с ШИМ;
- ШИМ выпрямитель с входным LC фильтром в ПЧ на основе ИН с ШИМ;
- ШИМ выпрямитель в ПЧ на основе ИТ с ШИМ.

12.3.1. Реактивная мощность, потребляемая от сети

Реактивная мощность, потребляемая электроприводом, повышает потери в сети. Изменения реактивной мощности вызывают изменения напряжения в узле нагрузки, от которого питается электропривод.

Электроприводы с диодным выпрямителем на входе ПЧ и электроприводы с ШИМ выпрямителем имеют благоприятные характеристики в отношении потребляемой реактивной мощности. Эта мощность невелика.

Более заметна реактивная мощность, потребляемая электроприводом на основе инвертора тока с ШИМ, с тиристорным выпрямителем на входе ПЧ. Однако, при нагрузке насосно-вентиляторного типа специальные меры обеспечивают потребление реактивной мощности в пределах $Q_1 = (0.4-0.6) \cdot S_N$, где S_N – номинальная полная мощность двигателя.

Пример характеристик для активной и реактивной мощности P_1 , Q_1 представлен на рис. 12.6 в функции скорости. Приведены характеристики для однозонного и для двухзонного регулирования P_{1oz} , Q_{1oz} и P_{1tz} , Q_{1tz} . При двухзонном регулировании основная скорость выбрана несколько ниже номинальной; при этом поток в нижней зоне выше номинального потока.

При снижении скорости ниже номинальной несколько усиливается магнитный поток. Угол управления выпрямителя почти не изменяется в зоне выше основной скорости. Такое регулирование заметно снижает диапазон изменения реактивной мощности.

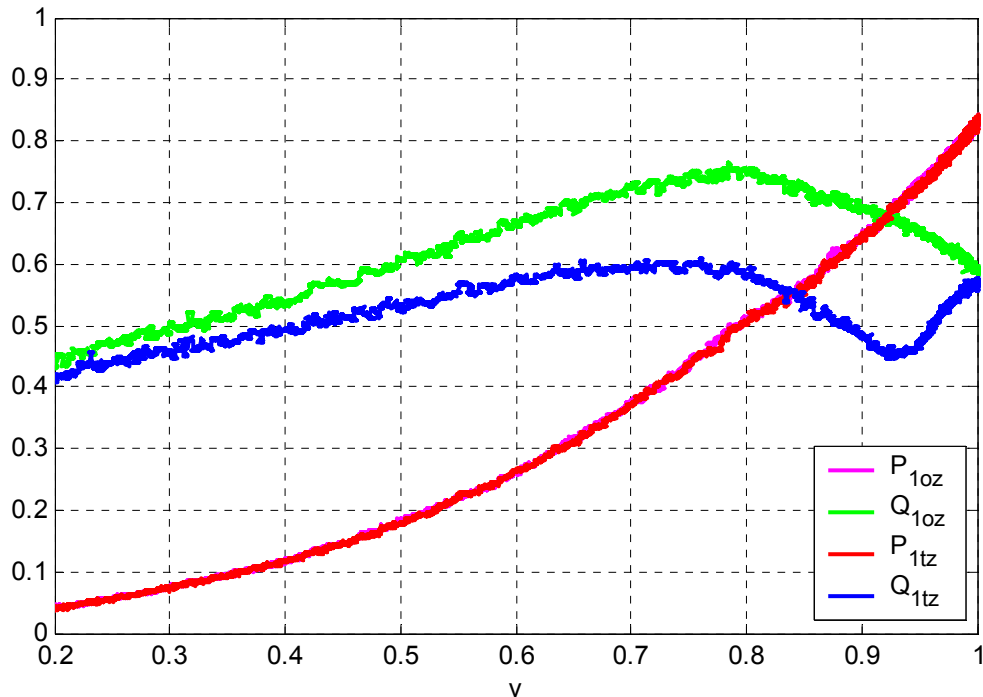


Рис. 12.6

12.3.2. Искажение напряжения в узле нагрузки от работы электропривода

Потребляемые электроприводом токи отличаются от синусоидальных. Это вызывает искажение напряжения в точке общего присоединения. Стандартами нормируется как коэффициент искажения напряжения K_{UH} , так и коэффициенты гармоник напряжения K_{Un} (п. 12.1.3).

Обычно определяющую роль играют ограничения коэффициентов гармоник; если удовлетворяются требования к коэффициентам гармоник, то выполняются также требования к коэффициенту искажения.

Искажение напряжения существенно определяется видом выпрямителя.

Диодный выпрямитель ПЧ на основе ИН с ШИМ

Временная диаграмма напряжений и токов 6-пульсного диодного выпрямителя представлена на рис. 12.7.

Представлены следующие переменные:

- e_{LU} – фазная ЭДС эквивалентного источника сети;
- i_{DL} – выходной ток выпрямителя;
- u_{CD} – напряжение конденсатора, подключённого к выходу выпрямителя;
- i_{LU} – входной фазный ток выпрямителя.

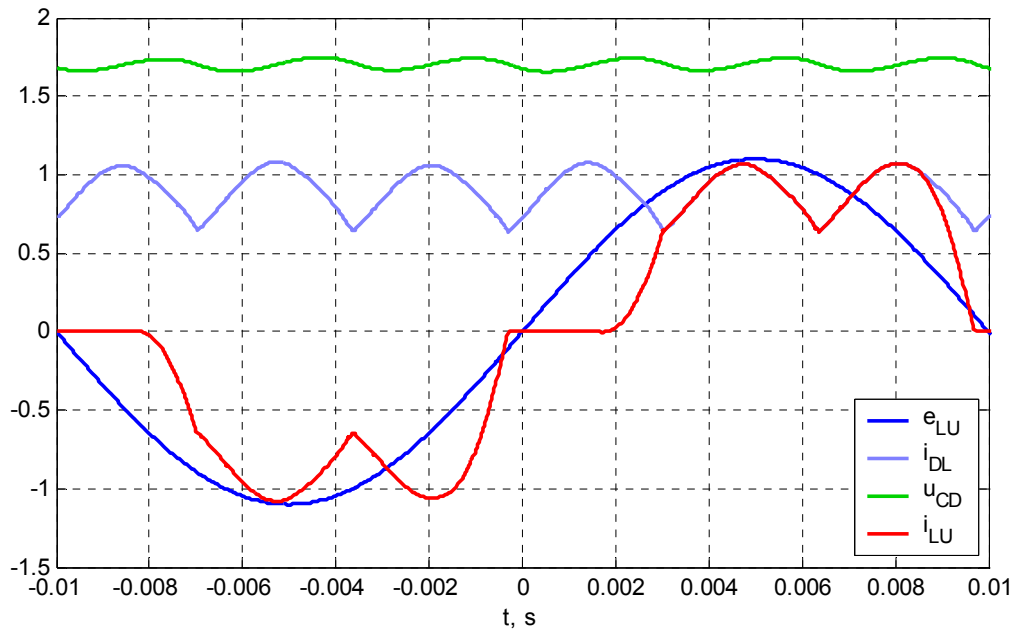


Рис. 12.7

Гармонический состав входного тока выпрямителя представлен на рис. 12.8.

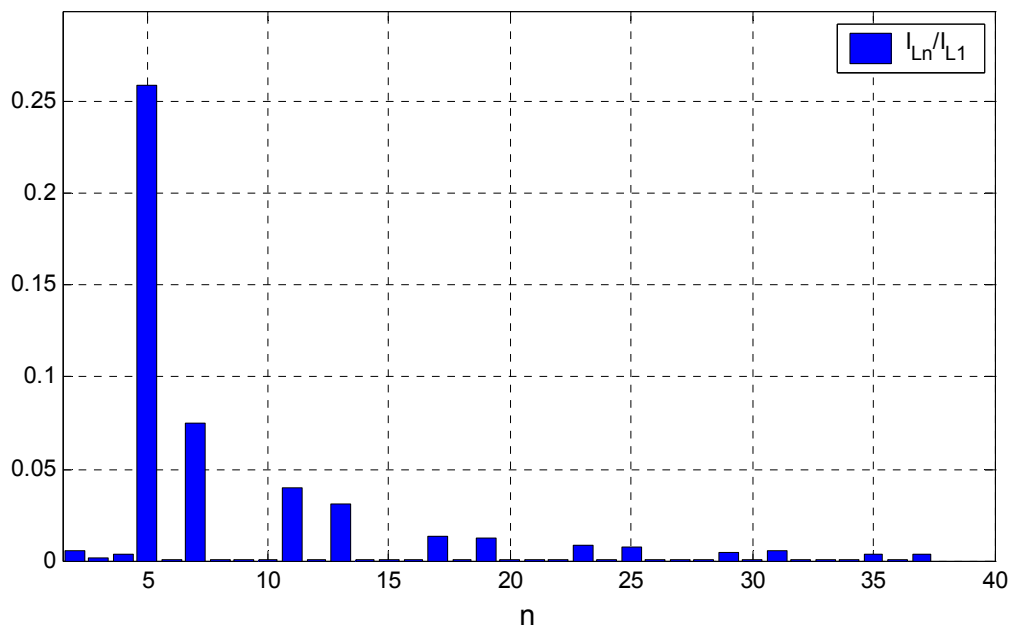


Рис. 12.8

Представлены относительные амплитуды гармоник, начиная со 2-й гармоники.

На Рис. 12.9 показаны коэффициенты гармоник напряжения в точке общего присоединения при кратности мощности к. з. $S_{sc}/S_N = 33$. Коэффициенты K_{Un} показаны в сравнении с нормально допустимыми значениями $K_{Un.Rus}$ и $K_{Un.Intl}$ соответственно по Российскому и Международному Стандартам.

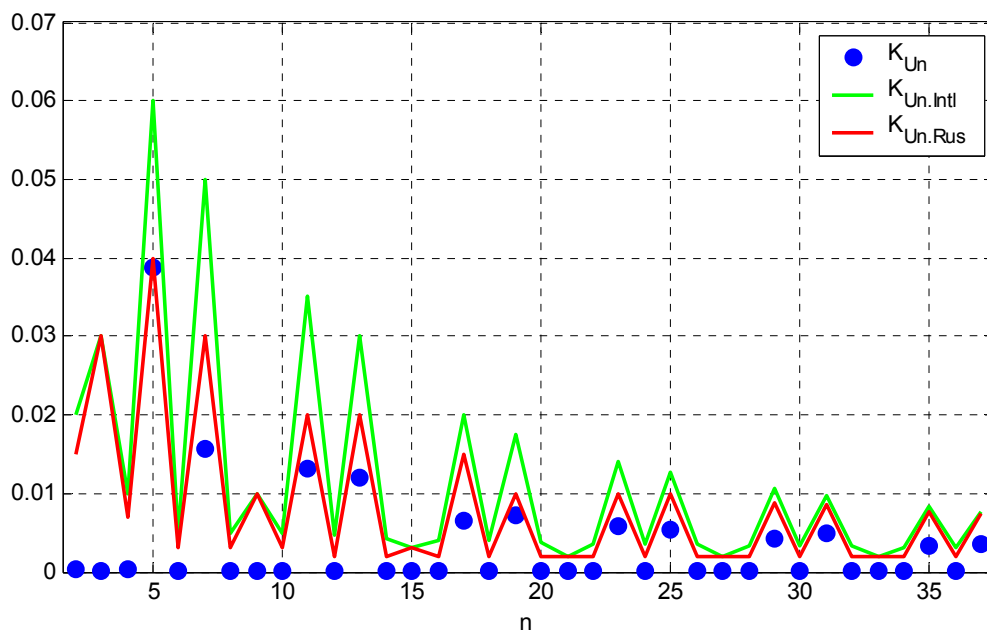


Рис. 12.9

При данной мощности к. з. определяющим является коэффициент K_{U5} 5-й гармоники, который практически совпадает с нормально допустимым значением по Российскому Стандарту. По отношению к Международному Стандарту при данной мощности к. з. имеет место примерно 1.5-кратный запас по 5-й гармонике и примерно 2-кратный запас по остальным гармоникам.

В мощных электроприводах на основе ИН с ШИМ используются диодные выпрямители с повышенной пульсностью: 12-пульсный и даже 36-пульсный. В 12-пульсном выпрямителе практически исключаются 5-я и 7-я гармоники входного тока, а в 36-пульсном – гармоники с номерами 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31. Но амплитуды остающихся гармоник остаются такими же, как в 6-пульсном выпрямителе. Поэтому эффект от использования многопульсных выпрямителей не является слишком существенным. Это отмечается далее в сопоставлении разных видов электропривода.

Тиристорный выпрямитель ПЧ на основе инвертора тока

Рассматривается пример 18-пульсного выпрямителя.

На Рис. 12.10 показаны процессы в одном из установившихся режимов. Соотношение мощности к. з. в точке общего присоединения: $S_{sc}/S_N = 50$. Представлены следующие переменные:

- u_{PAB} – одно из линейных напряжений в точке общего присоединения;
- i_D – выходной ток выпрямителя;
- i_{PA} – входной фазный ток выпрямителя;
- u_{DL} – выходное напряжение выпрямителя.

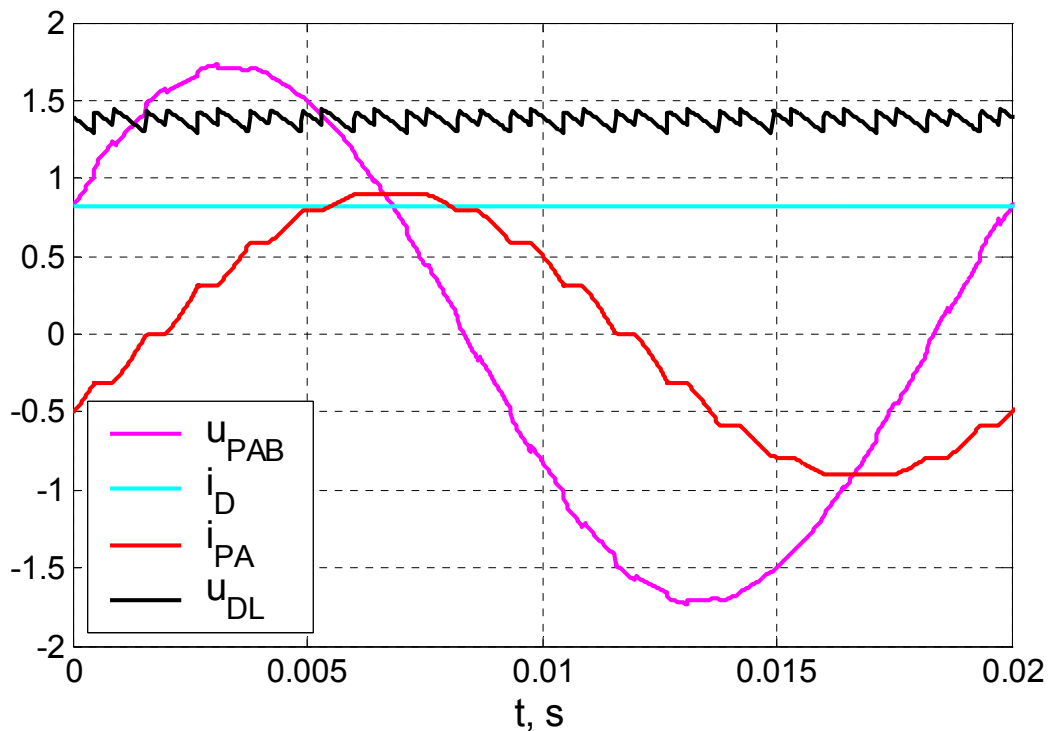


Рис. 12.10

На рис. 12.11, 12.12 показаны достаточно универсальные характеристики. Здесь представлены коэффициенты $B_{Un} = (S_{sc} / S_N) * K_{Un}$, $n = 17, 19, 35, 37$. Характеристика рис. 12.11 соответствует постоянному моменту нагрузки, рис. 12.12 – нагрузке вентиляторного типа. Характеристики соответствуют двухзонному регулированию, с усилением поля ниже номинальной скорости.

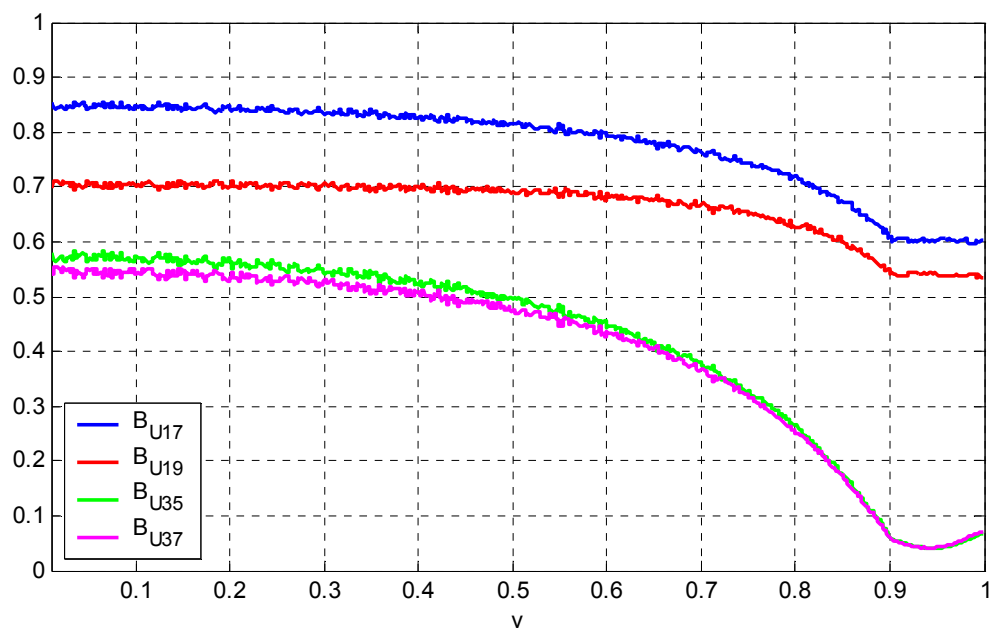


Рис. 12.11

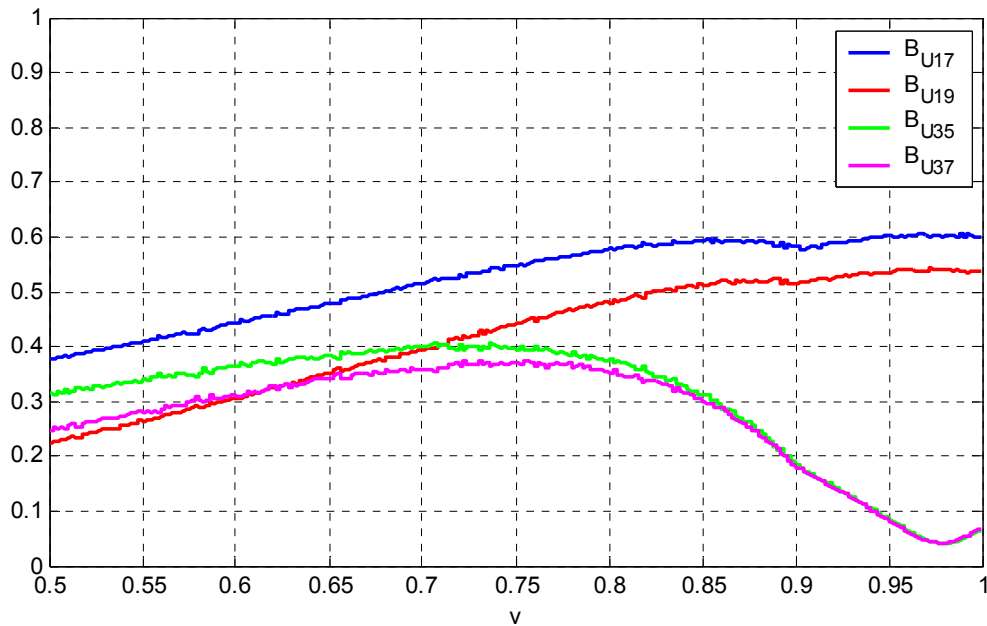


Рис. 12.12

Параметры для этих характеристик: коммутационная индуктивность $L_c = 0.1$; основная скорость $v_0 = 0.9$; угол управления выпрямителя в номинальном режиме $\alpha_L = 25^\circ$.

Следует заметить, что амплитуды гармоник зависят от коммутационной индуктивности: с увеличением индуктивности амплитуды гармоник снижаются.

Приведенные характеристики позволяют найти условия электромагнитной совместимости для конкретного применения. При этом учитывается рабочий диапазон регулирования скорости, с вероятностью не менее 95 %. В этом диапазоне должны удовлетворяться условия Стандарта в отношении нормально допустимых значений коэффициентов гармоник. Вне этого диапазона должны удовлетворяться требования в отношении предельно допустимых значений.

Пример 1. Рассматривается электропривод насоса с рабочим диапазоном скорости $v = 0.6-1$. Максимальные значения коэффициентов B_{Un} (по рис. 12.12) равны: $B_{U17} \approx 0.6$, $B_{U19} \approx 0.54$, $B_{U35} \approx 0.4$, $B_{U37} \approx 0.37$. В соответствии с Российским Стандартом, нормально допустимы следующие значения коэффициентов гармоник: $K_{U17} = 0.015$, $K_{U19} = 0.01$, $K_{U35} = 0.0077$, $K_{U37} = 0.0074$. Отношение к. з. для соответственных гармоник равны: $K_{scn} = S_{sc} / S_N = K_{Un} / B_{Un}$. Необходимые значения: $K_{sc17} \approx 40$, $K_{sc19} \approx 54$, $K_{sc35} \approx 52$, $K_{sc37} \approx 50$. В этом примере гармоники играют близкие роли. Необходимое отношение к. з. составляет $S_{sc} / S_N = 54$.

В данном примере максимальные значения коэффициентов B_{Un} совпадают с таковыми в рабочем диапазоне скорости. Поэтому при выбранном отношении к. з. коэффициенты гармоник не превышают нормально допустимые значения даже при пуске привода..

Пример 2. Рассматривается привод мельницы с рабочим диапазоном скорости $v = 0.6-1$. Максимальные значения коэффициентов B_{Un} в этом диапазоне составляют: $B_{U17} \approx 0.8$, $B_{U19} \approx 0.68$, $B_{U35} \approx 0.45$, $B_{U37} \approx 0.43$. Нормально допустимые значения коэффициентов гармоник по Стандарту такие же, как в предыдущем примере. Необходимые значения отношения к. з. для отдельных гармоник составляют: $K_{scn} = S_{sc} / S_N = K_{Un} / B_{Un}$; $K_{sc17} \approx 53$, $K_{sc19} \approx 68$, $K_{sc35} \approx 58$, $K_{sc37} \approx 58$. Необходимо отношение к. з. $S_{sc} / S_N = 68$.

В этом примере максимальные значения коэффициентов B_{Un} для полного диапазона скорости выше, чем для рабочего диапазона. Но соотношение указанных величин не превышает значения $K_{mo} = 1.3$. Это означает, что при рассчитанном отношении к. з. коэффициенты гармоник не превысят максимально допустимые значения во время пуска привода.

ШИМ выпрямитель преобразователя частоты на основе инвертора тока с ШИМ

В состав такого ПЧ входит конденсаторная батарея фильтра на стороне сети (рис. 5.3). Входной фильтр обеспечивает значительную фильтрацию высших гармоник, удовлетворительную форму токов, потребляемых от сети, малое искажение напряжения в точке общего присоединения.

Рис. 12.13 представляет осциллограмму установившегося режима электропривода, близкого к номинальному режиму. Представлен случай исключительно слабой сети с отношением к. з. $S_{sc} / S_N = 15$.

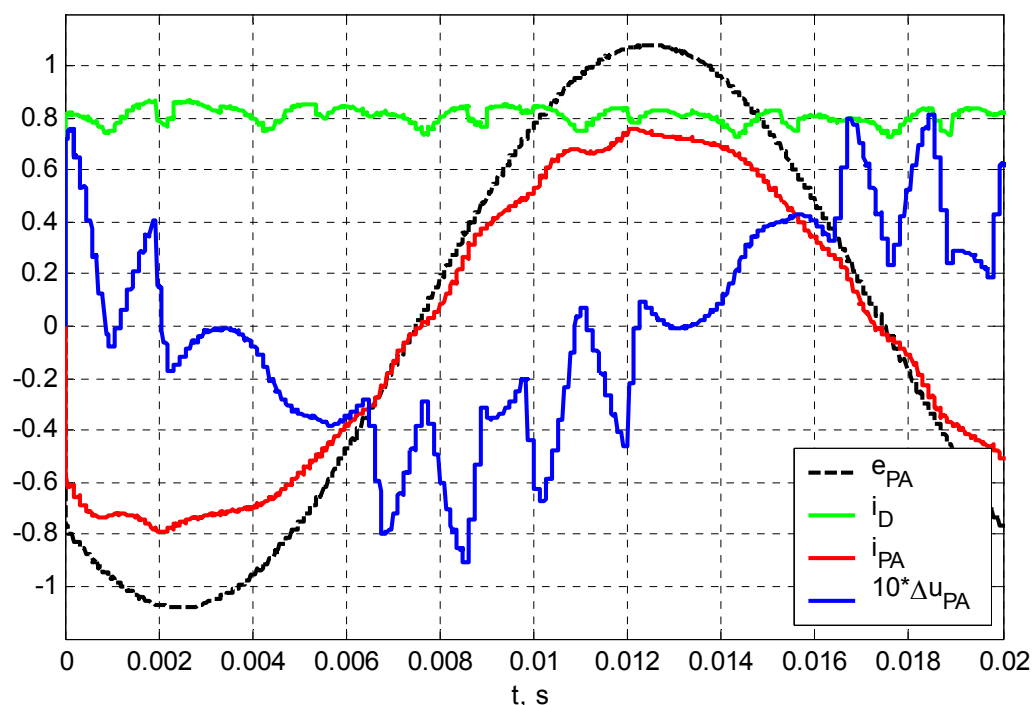


Рис. 12.13

Зарегистрированы следующие переменные (относительные значения):

- e_{PA} – эквивалентная фазная ЭДС системы электроснабжения;
- i_D – выпрямленный ток;
- i_{PA} – входной фазный ток электропривода;
- Δu_{PA} – отклонение фазного напряжения в точке общего присоединения от эквивалентной фазной ЭДС (с 10-кратным увеличением).

На рис. 12.14 показаны относительные амплитуды гармоник в точке общего присоединения Δu_{Pnm} для показанных процессов.

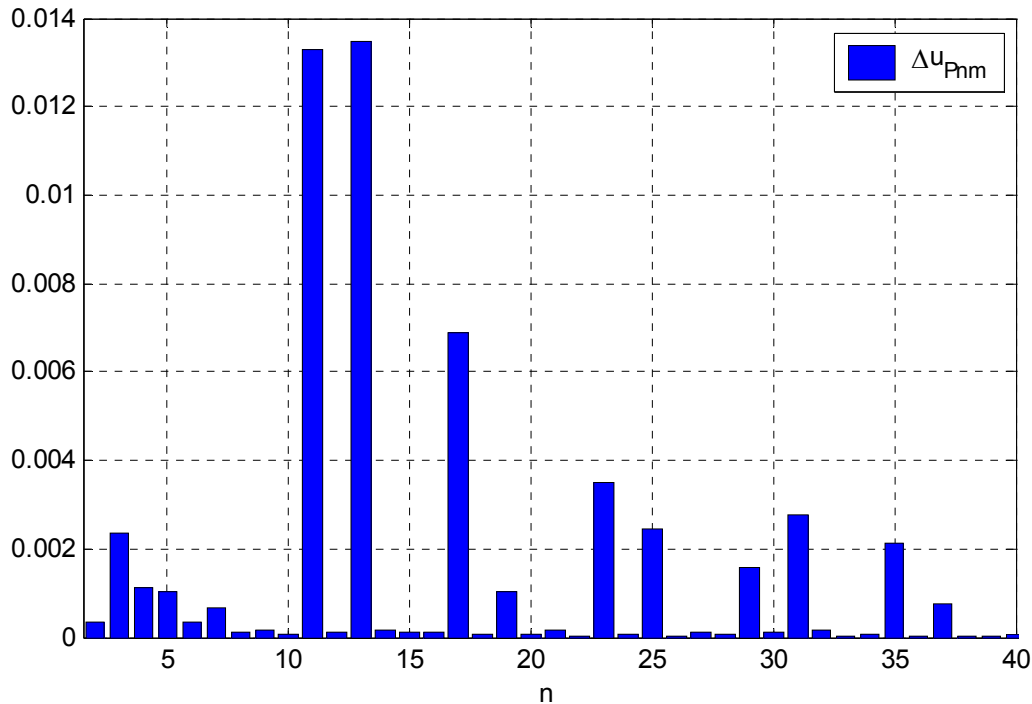


Рис. 12.14

Коэффициенты гармоник значительно ниже нормально допустимых значений по Стандартам. Коэффициент гармонического искажения (THD) в этом случае составляет $K_{UH} \approx 0.025$. Это вдвое ниже допустимого значения по Российскому Стандарту.

Сопоставление разных видов выпрямителя в отношении требований к питающей сети

Проведен анализ условий выполнения требований Российского стандарта для различных видов выпрямителя на входе ПЧ. Результаты представлены в табл. 12.1. В таблице показана минимально необходимая мощность к. з. на шинах узла нагрузки S_{sc} , отнесенная к номинальной полной мощности двигателя S_N .

Табл. 12.1. Требования к питающей сети для разных видов электропривода

Вид выпрямителя	S_{sc}/S_N	
	Один привод	k приводов
Диодный 6-пульсный	40	$40*k$
Диодный 12-пульсный	26	$26*k$
Диодный 36-пульсный	20	$20*k$
Тиристорный 18-пульсный	50	$50*\sqrt{k}$
ШИМ выпрямитель со входным фильтром	14	$14*\sqrt{k}$

Как уже было отмечено, использование многопульсного диодного выпрямителя не даёт существенного эффекта по коэффициентам гармоник. В отношении Международного стандарта эффект вообще отсутствует, что иллюстрируется пунктирной кривой на рис. 12.2. Наиболее благоприятна ситуация для ШИМ выпрямителя с входным фильтром; такой электропривод может питаться даже от источника соизмеримой мощности.

Интергармоники

Помимо канонических гармоник, входные токи регулируемого электропривода содержат составляющие, частота которых не кратна частоте основной гармонике, так называемые *интергармоники*. Эти составляющие проходят через ПЧ из цепи статора. Особенно существенно это проявлялось в ПЧ на основе циклоконвертера; это – практически неизлечимый недостаток данного вида ПЧ. Но и в современных ПЧ с ШИМ это явление полностью не устранено. Входные токи электропривода и напряжения на шинах узла нагрузки, строго говоря, не являются периодическими процессами из-за интергармоник. В качестве примера на Рис. 12.15 показана часть спектра отклонения напряжения в узле нагрузки от работы электропривода на основе инвертора тока, с ШИМ выпрямителем и входным фильтром.

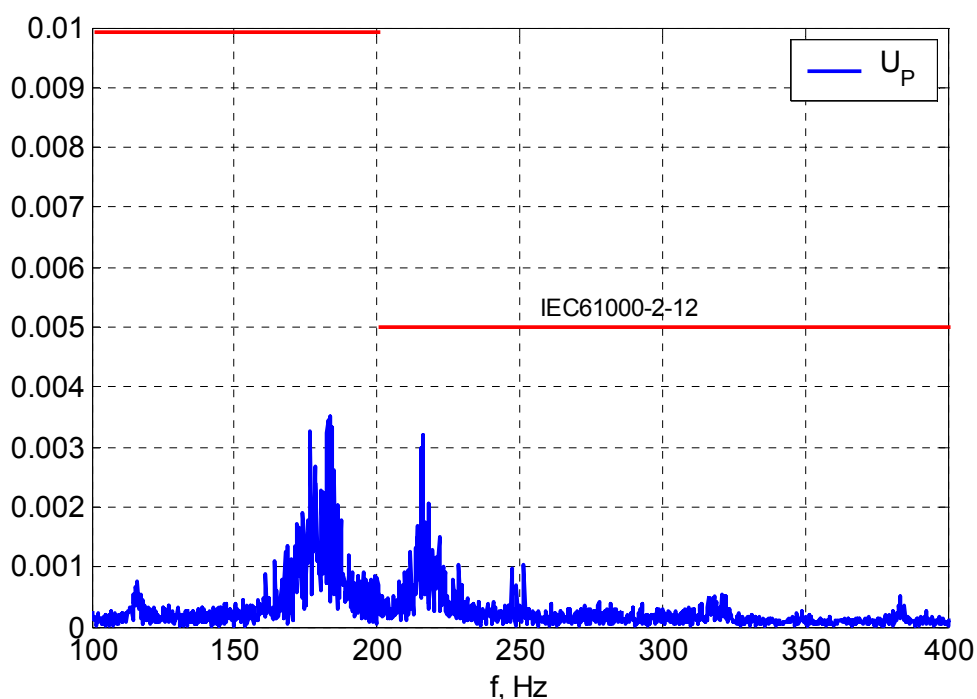


Рис. 12.15. Часть спектра напряжения в узле нагрузки

Кратность мощности короткого замыкания в этом примере составляет $S_{sc}/S_N = 15$. Показана именно часть спектра с интергармониками. В этом диапазоне частот зарегистрирован вообще сплошной спектр, характерный для неперiodического процесса.

Международным стандартом IEC 61000-2-12, в рекомендательном порядке, ограничиваются коэффициенты интергармоник напряжения в точке общего присоединения. Они приравняются к последующим чётным гармоникам. Ограничения эти показаны на рис. 12.14. В данном примере имеет место примерно 1.5-кратный запас по отношению к ограничениям, и это – при исключительно слабой сети. Тем не менее, это явление нежелательно. Определённые перспективы для существенного подавления интергармоник открывают усовершенствованные методы модуляции инвертора.

12.3.3. Броски активной мощности

Этот фактор играет существенную роль в высокودинамичных электроприводах, например, в главных приводах реверсивных толстолистовых прокатных станов.

Энергоёмкость аккумулирующих элементов в составе современного регулируемого электропривода сравнительно невелика. Поэтому изменения активной мощности, потребляемой от сети, мало отличаются от изменений мощности двигателя.

Быстрое изменение мощности, потребляемой от сети, вызывает быстрый сдвиг вектора напряжения в точке общего присоединения. При нарастании активной мощности вектор сдвигается в сторону отставания, при снижении – в сторону опережения. Приблизительно угол сдвига δ_U выражается соотношением:

$$\operatorname{tg} \delta_U \approx \frac{L_P}{E_P} i_{Pa}.$$

Обозначения: E_P – эквивалентная ЭДС сети, L_P – эквивалентная индуктивность сети, i_{Pa} – активная составляющая тока, потребляемого электроприводом от сети (относительные величины).

В указанных процессах имеют место изменения мгновенной угловой частоты напряжения в точке общего присоединения.

При быстром сдвиге напряжения в сторону отставания момент всех двигателей, питаемых от точки общего присоединения, быстро изменяется в отрицательном направлении. Эти двигатели тормозятся. Обратная ситуация – при быстром сдвиге в сторону опережения. Указанные двигатели как бы «помогают» регулируемому электроприводу. Существенные и часто повторяющиеся изменения момента смежных электродвигателей недопустимы как для двигателей, так и для приводимых ими механизмов.

К сожалению, единственным приемлемым решением в указанной ситуации является перенос точки общего присоединения на уровень более высокого напряжения и, следовательно, более высокой мощности к. з. Например, для высокодинамичных электроприводов выделяется отдельная секция шин 6-10 kV, питаемая от отдельной обмотки понижающего трансформатора. Такой случай уже отмечен в п. 12.1.

12.4. Выводы к главе

1. Условия электромагнитной совместимости с питающей сетью во многом определяют выбор вида и параметров мощного регулируемого электропривода переменного тока. В ряде случаев эти требования влияют на выбор системы электроснабжения.
2. Возмущения в системе электроснабжения являются самыми тяжёлыми для регулируемого электропривода из-за их непредсказуемости и практически мгновенного характера изменения. Достаточно совершенный регулируемый электропривод работает с его специфицированными качествами при нормально допустимых возмущениях в сети, и он, по крайней мере, остаётся в работе при максимально допустимых возмущениях.
3. При правильном выборе типа и параметров электропривода и системы электроснабжения влияние электропривода на сеть не приводит к возмущениям, выходящим за допустимые пределы. Наиболее благоприятными свойствами обладают электроприводы с ШИМ выпрямителем и входным фильтром.

13. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Этот вводный курс, естественно, даёт самое поверхностное представление о регулируемых электроприводах переменного тока. Это представление направлено, прежде всего, на задачу выбора электропривода для конкретного применения. Кроме того, такое представление полезно для наладки и для проверки режимов действующих электроприводов.
2. В качестве основы подхода приняты:
 - требования к регулируемым электроприводам со стороны механизмов;
 - общепринятые методы выполнения этих требований с учётом десятилетий опыта регулируемых электроприводов постоянного тока;
 - режимы двигателя как сердца регулируемого электропривода.
3. Асинхронные двигатели проще конструктивно, синхронные двигатели потенциально обладают более высоким КПД. Эти факторы определяют области целесообразного применения.
4. В регулируемых электроприводах переменного тока возможно выполнение любых, даже самых жёстких требований в отношении регулировочных и электромеханических свойств. Имеется дополнительная возможность приблизить энергетические режимы к оптимальным; в этом отношении синхронные электроприводы обладают повышенными возможностями.
5. Полноценное регулирование возможно только в замкнутых системах автоматического регулирования. Частотное регулирование скорости в разомкнутой системе возможно только для асинхронных электроприводов, причём только в случае, когда пуско-тормозные режимы являются нечастыми.
6. Качественное решение задач регулируемых асинхронных электроприводов достигается в системах векторного управления с ориентацией по полю, а для синхронных электроприводов – с ориентацией по ротору.
7. Для электроприводов без повышенных требований принципиально возможно решение задач без специального датчика на валу двигателя. Однако для высококачественного регулирования во всех режимах необходим такой датчик.
8. Важнейшей задачей при конкретных применениях регулируемых электроприводов, особенно, электроприводов большой мощности, является обеспечение электромагнитной совместимости с питающей сетью.
9. В целом можно отметить, что продолжается интенсивное совершенствование регулируемых электроприводов переменного тока и в целом, и в отдельных компонентах: электрических машинах, ПЧ, системах управления. Поэтому многие подходы нельзя считать окончательными.