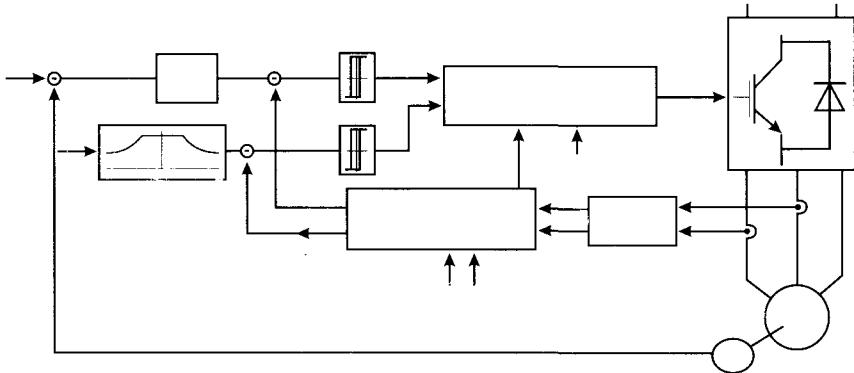


В.М. ПЕРЕЛЬМУТЕР

ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ И ТОКОМ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА



ББК: 31.26
П 26

Автор:
В.М.Перельмутер

П 26 Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. /Перельмутер В.М. - Х.: Основа, 2004 - 210 с. - Мова рос.

ISBN 5-7768-0811-1

ББК: 31.26
© В.М.Перельмутер,
2004

Предисловие

За последние 10-15 лет электроприводы переменного тока все более интенсивно внедряются в такие области, в которых ранее почти безраздельно господствовали электроприводы постоянного тока. Это стало возможным благодаря достижениям силовой и слаботочной электроники, а также существенному прогрессу в разработке методов управления такими электроприводами. Однако, как объект управления, электрические машины переменного тока являются более сложными, чем машины постоянного тока, поэтому теория управления первыми еще далека от завершения, о чем свидетельствует тот факт, что на научных конференциях по силовой электронике секции по электроприводу являются наиболее многочисленными, и почти все представленные на них доклады посвящены электроприводам переменного тока. Существенный толчок разработке новых методов управления электроприводами переменного тока дает и развитие микропроцессоров и цифровых сигнальных процессоров, предоставляющих техническую возможность реализовать все более усложняющиеся алгоритмы управления.

В настоящей книге рассматриваются электроприводы с наиболее простыми по конструкции двигателями: асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (кроме §3.7) и синхронные двигатели с постоянными магнитами. В качестве источника питания переменной частоты для этих двигателей в настоящее время почти исключительно применяются инверторы напряжения из-за их большей технологичности. В то же время ведутся достаточно интенсивные работы по созданию электроприводов с непосредственным преобразованием напряжения частоты питающей сети в напряжение переменной частоты- так называемые матричные преобразователи, которым также уделено внимание в книге. Инверторы напряжения и матричные преобразователи могут сформировать на своем выходе только ограниченный набор действующих напряжений, поэтому напряжение питания двигателя переменной частоты и амплитуды и близкое по форме к синусоиде формируется попеременной реализацией этих возможных напряжений - с помощью так называемой широтно импульсной модуляции (ШИМ). Наиболее распространенный способ управления электроприводами с использованием ШИМ для формирования выходного напряжения инвертора- так называемое векторное управление, разработанное в 1972 г. [16]. Системы регулирования, построенные на этом принципе, являются системами подчиненного регулирования с внутренними контурами тока [17]. Они способны обеспечить высокое качество регулирования, но требуют точного знания

параметров двигателя, которые могут быть неизвестны и изменяться в процессе работы.

В 1986г. был предложен новый принцип управления [18], который не требует наличия подчиненных токовых контуров и ШИМ- метод прямого управления моментом асинхронного двигателя, в котором действующее в течение некоторого (обычно небольшого) интервала времени напряжение определяется выбранным на это время состоянием инвертора и зависит только от знаков ошибок регулируемых координат, т.е. фактически реализуется релейное управление. Для ограничения частоты переключения инвертора вводится гистерезис. Для электропривода переменного тока регулируемыми координатами в большинстве случаев являются момент двигателя и потокосцепление его статора, поэтому предлагаемый метод управления называется прямым управлением моментом. Этот метод управления имеет ряд достоинств: простоту реализации, высокое быстродействие, малую чувствительность к изменению параметров двигателя.

Интерес к этому методу значительно возрос после того, как с начала 90-х годов концерн АВВ начал промышленные поставки электроприводов переменного тока на основе такого способа управления [64]. Сейчас интерес к этому способу управления весьма велик; на научно-технические конференции представляется большое число сообщений по тематике прямого управления моментом, организуются специальные заседания, посвященные ее обсуждению.

Однако применение предложенного метода не ограничивается только управлением моментом двигателя. Практически без изменений он может быть распространен на регулирование тока статора асинхронного или синхронного двигателя в синхронно вращающейся системе координат- в электроприводах с векторным управлением. Далее, для получения сетевого тока близкого к синусоиде и без фазового сдвига по отношению к напряжению сети, а также для возможности рекуперации питание инвертора напряжения осуществляется от сети переменного тока через активный выпрямитель, выполненный на полностью управляемых ключевых элементах. Указанный принцип может быть также применен для управления током такого выпрямителя; тем самым имеется возможность создать источник питания и управления двигателя, состоящий из двух одинаковых по силовой части и управлению модулей.

В связи с ужесточением требований к качеству напряжения питающих сетей расширяются области применения дополнительно устанавливаемых фильтров высших гармоник. Одна из возможностей для эффективной фильтрации состоит в использовании так называемого параллельного активного фильтра, представляющего собой активный выпрямитель с емкостной нагрузкой, включенный параллельно источнику высших гармоник и вырабатывающий ток, имеющий ту же

форму, но противоположную фазу по отношению к высшим гармоническим токам этого источника, так что в токе сети высшие гармоники отсутствуют. Для регулирования тока в таком фильтре также могут быть использованы рассматриваемые методы. Из изложенного следует, что этот метод управления и регулирования обладает высокой универсальностью.

Рассмотрению упомянутых выше вопросов и посвящена настоящая книга. Первые две главы являются вводными. В них приводятся используемые в дальнейшем уравнения, описывающие поведение асинхронных и синхронных с постоянными магнитами электродвигателей, даются основные сведения о современных полупроводниковых приборах, о структурных схемах используемых в настоящее время инверторов напряжения и матричных преобразователей, и об основных способах управления ими. Включение этих глав в книгу вызвано стремлением облегчить ее чтение, особенно для студентов и начинающих инженеров, а также учетом того факта, что в последнее время количество русскоязычной литературы по данному вопросу весьма невелико.

В гл.3 описываются различные варианты реализации систем прямого управления моментом асинхронного двигателя, даются основные характеристики системы и методы их расчета, приводятся современные методы улучшения характеристик систем управления. Описываются особенности применения систем прямого управления моментом в некоторых специфических случаях: при использовании трехуровневых инверторов напряжения, для позиционных электроприводов, для управления асинхронным двигателем с фазным ротором.

В современных исследованиях большое внимание уделяется вопросам получения информации об управляемом процессе без установки специальных датчиков, удорожающих установку и снижающих ее надежность. Эти проблемы рассматриваются в гл.4, где особое внимание уделено применению относительно нового метода- скользящего режима для оценки координат и параметров асинхронного двигателя.

В гл.5 рассматриваются вопросы применения систем прямого управления моментом к электроприводам с синхронными двигателями с постоянными магнитами. Исследованы вопросы целесообразных законов регулирования потока статора, обеспечивающих наилучшее использование двигателя, а также применение скользящего режима для оценки его координат и параметров.

В гл.6 аналогичные описанным выше методы применяются для регулирования токов асинхронного и синхронного с постоянными магнитами двигателей во вращающейся системе координат, для управления активным входным выпрямителем инвертора напряжения и активным фильтром.

В гл.7 вопросы прямого управления моментом и током рассмотрены применительно к питанию асинхронного двигателя от матричного преобразователя.

Изложенные в книге вопросы в настоящее время не являются за конченной устоявшейся теорией, а интенсивно развивающимся направлением научных исследований и практической реализации. По ряду вопросов не выработано даже единого взгляда на тенденции и перспективы развития. В первую очередь это относится к системам с матричными преобразователями. Под этим углом зрения и нужно рассматривать предлагаемую книгу -не как законченную теорию, а как изложение современных методов и тенденций в одном из направлений силовой электроники и электропривода на основе разработок в этой области, выполненных в последнее время рядом исследователей, в том числе и автором книги, - с целью привлечь внимание научных работников и инженеров, работающих в области электропривода и преобразовательной техники, к рассматриваемым проблемам.

Возникающие вопросы и пожелания просим направлять автору электронной почтой по адресу: v.perelmuter@ieee.org.

ГЛАВА 1

Потокосцепления, токи и напряжения в трехфазных электрических машинах

1. Пространственные векторы потокосцепления, тока, напряжения

В книге рассматриваются электрические асинхронные и синхронные с постоянными магнитами машины с трехфазной обмоткой на статоре. Эта обмотка выполняется таким образом, что при подаче на нее трехфазного симметричного напряжения в воздушном зазоре машины создается магнитное поле постоянной амплитуды, распределенное вдоль этого зазора по синусоидальному закону и движущееся вдоль зазора. Это вращающееся поле можно представить пространственным вектором Ψ_s , равным по модулю амплитуде магнитного поля и вращающимся с синхронной скоростью, соответствующей частоте питающего напряжения ω_s . Вращающееся поле создается действием всех трех обмоток, и "вклад" каждой обмотки в данный момент можно определить, проецируя вектор Ψ_s на направление этой обмотки (рис.1.1):

$$\begin{aligned}\Psi_{sa} &= \Psi_s \cos \varphi, \quad \Psi_{sb}^{\text{c}} = \Psi_s (-0.5 \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi), \\ \Psi_{sb} &= \Psi_s (-0.5 \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi).\end{aligned}\quad (1.1)$$

Соответственно, если известен поток (далее для краткости вместо термина "потокосцепление" будет часто использован термин "поток"), создаваемый каждой фазой Ψ_{sa} , Ψ_{sb} , Ψ_{sc} , то результирующий вектор Ψ_s определяется как

$$\Psi_s = 2/3(\Psi_{sa} + \Psi_{sb} \mathbf{a} + \Psi_{sc} \mathbf{a}^2), \quad (1.2)$$

где $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$, $\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3}$. Действительно, имеем с учетом (1.1):

$$\begin{aligned}2/3 \Psi_s [\cos \varphi + (-0.5 \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi)(-0.5 + j\sqrt{3}/2) + \\ (-0.5 \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi)(-0.5 - j\sqrt{3}/2)] &= \Psi_s e^{j\varphi} = \Psi_s.\end{aligned}$$

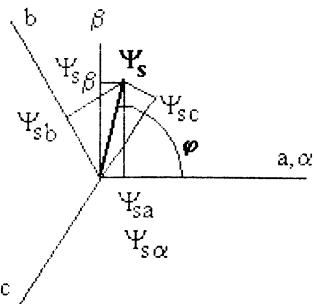


Рис.1.1.Разложение вектора Ψ_s на составляющие $\alpha\text{-}\beta$.

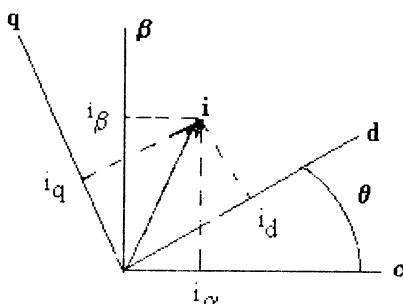


Рис.1.2. Разложение вектора тока на составляющие $d\text{-}q$.

По аналогии с физически существующим пространственным вектором потока Ψ_s вводятся "виртуальные" пространственные векторы тока \mathbf{i} и напряжения \mathbf{u} (вектор \mathbf{i} пропорционален физически существующему вектору напряженности поля). Если токи и напряжения в фазах двигателя обозначить как $i_a, i_b, i_c, u_a, u_b, u_c$, то:

$$\mathbf{i} = 2/3(i_a + i_b \mathbf{a} + i_c \mathbf{a}^2), \quad (1.3)$$

$$\mathbf{u} = 2/3(u_a + u_b \mathbf{a} + u_c \mathbf{a}^2). \quad (1.4)$$

Предполагается, что нейтральная обмотка изолирована, т.е.

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (1.5)$$

Так как на плоскости вектор можно представить проекциями на две взаимно перпендикулярные оси, то вместо осей a, b, c рассматриваются оси α, β , причём вещественная ось α направлена по оси обмотки a , т.е.

$$\mathbf{i} = i_\alpha + j i_\beta, \quad \mathbf{u} = u_\alpha + j u_\beta. \quad (1.6)$$

Приравнивая вещественные и мнимые части в (1.6) и (1.3), (1.4), находим при выполнении (1.5):

$$i_\alpha = 2/3(i_a - \frac{i_b + i_c}{2}) = i_a, \quad u_\alpha = u_a, \quad (1.7)$$

$$i_\beta = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}}, \quad u_\beta = \frac{u_b - u_c}{\sqrt{3}}. \quad (1.8)$$

На практике для формирования токов i_α, i_β достаточно измерить два тока i_a, i_b , тогда:

$$i_\alpha = i_a, \quad i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}}. \quad (1.9)$$

Возникает также и обратная задача: по напряжениям u_α, u_β сформировать фазные напряжения u_a, u_b, u_c . Имеем

$$u_a = u_\alpha, \quad u_b = -0.5u_\alpha + \sqrt{3}/2u_\beta, \quad u_c = -0.5u_\alpha - \sqrt{3}/2u_\beta. \quad (1.10)$$

Так как введенные выше пространственные векторы вращаются с постоянной угловой скоростью ω_s , то часто оказывается целесообразным рассматривать их не в неподвижной, а во вращающейся с той же скоростью системе координат $d\text{-}q$. При этом синусоидальные величины превращаются в постоянные, что существенно облегчает операции с ними. Из рис.1.2

$$\begin{aligned} i_d &= i_s \cos(\phi - \theta) = i_s \cos\theta \cos\phi + i_s \sin\theta \sin\phi = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta, \\ i_q &= i_s \sin(\phi - \theta) = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Поскольку на практике измеряются токи i_α, i_β , то для перехода во вращающуюся систему координат токи i_d, i_q вычисляются по (1.11), для чего нужно знать текущий угол θ вращающейся системы координат относительно неподвижной. Аналогично вычисляются Ψ_d, Ψ_q, u_d, u_q . После окончания расчетов в координатах $d\text{-}q$ часто бывает необходимым перейти к неподвижной системе координат, где величины носят физический характер. Решая (1.11) как систему уравнений относительно i_α, i_β , находим:

$$i_\alpha = i_d \cos\theta - i_q \sin\theta, \quad i_\beta = i_d \sin\theta + i_q \cos\theta. \quad (1.12)$$

Аналогично для $u_\alpha, u_\beta, \Psi_\alpha, \Psi_\beta$.

В заключение раздела рассмотрим преобразование уравнений магнитной цепи. Уравнения (1.11), (1.12) в векторной форме можно записать как

$$\mathbf{i}_{dq}(\mathbf{u}_{dq}, \Psi_{dq}) = \mathbf{K}_\theta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(\mathbf{u}_{\alpha\beta}, \Psi_{\alpha\beta}),$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}(\mathbf{u}_{\alpha\beta}, \Psi_{\alpha\beta}) = \mathbf{K}_\theta^{-1} \mathbf{i}_{dq}(\mathbf{u}_{dq}, \Psi_{dq}), \quad (1.13)$$

где

$$\mathbf{K}_\theta = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{vmatrix}, \quad \mathbf{K}_\theta^{-1} = \begin{vmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{vmatrix}. \quad (1.14)$$

Пусть в неподвижной системе координат $\alpha\beta$ уравнение цепи имеет вид:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d \Psi_{\alpha\beta}}{dt}. \quad (1.15)$$

Умножая слева на \mathbf{K}_θ , получаем:

$$\mathbf{u}_{dq} = R \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{K}_\theta \frac{d \Psi_{\alpha\beta}}{dt}. \quad (1.16)$$

Далее

$$\frac{d \Psi_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{K}_\theta^{-1} \cdot \frac{d \Psi_{dq}}{dt} + \frac{d \mathbf{K}_\theta^{-1}}{dt} \Psi_{dq}, \quad (1.17)$$

так что

$$\mathbf{u}_{dq} = R \mathbf{i}_{dq} + \frac{d \Psi_{dq}}{dt} + \mathbf{K}_\theta \frac{d \mathbf{K}_\theta^{-1}}{dt} \Psi_{dq}. \quad (1.18)$$

Но

$$\mathbf{K}_\theta \frac{d \mathbf{K}_\theta^{-1}}{dt} = \omega_s \mathbf{J}. \quad (1.19)$$

где

$$\mathbf{J} = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix},$$

так что

$$\mathbf{u}_{dq} = R \mathbf{i}_{dq} + \frac{d \Psi_{dq}}{dt} + \omega_s \mathbf{J} \Psi_{dq}. \quad (1.20)$$

2. Уравнения трехфазного асинхронного двигателя

Асинхронный двигатель имеет трехфазную обмотку на статоре и в простейшем случае короткозамкнутую обмотку на роторе. Его принцип действия основан на том, что вращающееся магнитное поле статора, пересекая проводники обмотки ротора, наводит в них напряжение, вызывающее протекание тока в обмотке ротора. Взаимодействие этого тока с потоком статора создает электромагнитный момент, приводящий ротор во вращение. Из этого видно, что для создания момента, вращающего ротор, необходимо, чтобы электрическая частота (скорость) вращения ротора ω_r была бы меньше частоты вращения магнитного потока статора ω_s , причем $\omega_r = p\omega_{rm}$, где ω_{rm} - механическая скорость вращения ротора, p -число пар полюсов двигателя. Величина $\Delta\omega = \omega_s - \omega_r$ называется абсолютным скольжением двигателя, а величина $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_{sb}$ - относительным скольжением, где ω_{sb} - номинальная электрическая частота питания статора (обычно $\omega_{sb}=314$ 1/сек).

Асинхронный двигатель может также выполнять с разомкнутой обмоткой ротора, выведенной на контактные кольца для соединения с внешней схемой. Для регулируемых электроприводов использование такого двигателя является целесообразным в тех случаях, когда частота вращения двигателя должна изменяться в небольших пределах относительно частоты сети: $\omega_s - \Delta\omega_r < \omega_s < \omega_s + \Delta\omega_r$, так как в этом случае статор двигателя может быть подсоединен к питающей сети непосредственно, а регулируемый источник- к ротору, причем мощность этого источника примерно равна $P_{conv} = P_d \Delta\omega_r / \omega_s$, где P_d - мощность двигателя.

Для статорной цепи двигателя справедливо уравнение для потокосцепления статора Ψ_s [1]:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d \Psi_s}{dt} + \omega_k \mathbf{J} \Psi_s, \quad (1.21)$$

где ω_k - частота вращения системы координат, в которой двигатель рассматривается, и все переменные также должны относиться к этой системе координат, \mathbf{u}_s , \mathbf{i}_s - напряжение и ток статора, R_s -сопротивление обмотки статора. Для неподвижной системы координат (1.21) переходит в (1.15), а для вращающейся с синхронной скоростью- в (1.20). Для роторной цепи справедливо аналогичное уравнение, но

поскольку ротор вращается со скоростью ω_r , то вместо (1.21) имеем

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d \Psi_r}{dt} + (\omega_k - \omega_r) \mathbf{J} \Psi_r, \quad (1.22)$$

где \mathbf{u}_r , \mathbf{i}_r -напряжение и ток обмотки ротора, R_r -сопротивление обмотки, Ψ_r - потокосцепление ротора. Для короткозамкнутого двигателя $\mathbf{u}_r=0$ Векторы Ψ_s и Ψ_r отличаются друг от друга из-за наличия рассеяния обмоток статора и ротора, в этой связи

$$\Psi_s = (L_m + L_{sl}) \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (1.23)$$

$$\Psi_r = L_m \mathbf{i}_s + (L_m + L_{rl}) \mathbf{i}_r, \quad (1.24)$$

L_m -главная индуктивность двигателя, L_{sl} , L_{rl} - индуктивности рассеяния обмоток, причем $L_m + L_{sl} = L_s$, $L_m + L_{rl} = L_r$ -полные индуктивности обмоток статора и ротора. Исключая из (1.23),(1.24) ток \mathbf{i}_r , получим связь между потокосцеплениями статора и ротора:

$$\Psi_s = K_r \Psi_r + \sigma L_s \mathbf{i}_s, \quad (1.25)$$

где $K_r = L_m / L_r$ - коэффициент связи ротора, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ -результатирующий коэффициент рассеяния. Часто используется обозначение $\sigma L_s = L_s'$ - переходная индуктивность статора. Структурная схема двигателя , соответствующая приведенным уравнениям, изображена на рис.1.3.

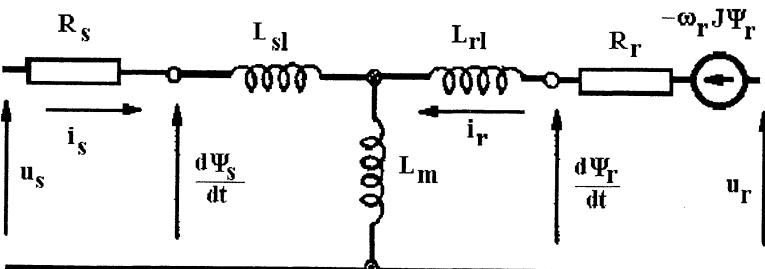


Рис.1.3. Структурная схема асинхронного двигателя.

При моделировании АД используется неподвижная система координат, а выходными переменными являются ток статора \mathbf{i}_s и потокосцепление ротора Ψ_r , которое является более "гладким", чем потокосцепление статора. Если в (1.22) исключить \mathbf{i}_r с помощью (1.24), то при $\mathbf{u}_r=0$, $\omega_k=0$ получим:

$$\frac{d \Psi_r}{dt} = \omega_r \mathbf{J} \Psi_r - \frac{\Psi_r}{T_r} + K_r R_r \mathbf{i}_s, \quad (1.26)$$

где $T_r = L_r / R_r$. Уравнение для \mathbf{i}_s получим, заменив в (1.21) при $\omega_k=0$ Ψ_s на Ψ_r с помощью (1.25), а затем используя (1.26). В результате имеем:

$$L_s' \frac{d \mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R' \mathbf{i}_s + \frac{K_r}{T_r} \Psi_r - K_r \omega_r \mathbf{J} \Psi_r, \quad (1.27)$$

$$\text{где } R' = R_s + K_r^2 R_r.$$

Среди всех систем координат, вращающихся со скоростью ω_s , бессенное значение имеет система, у которой вещественная ось d направлена вдоль вектора Ψ_r . При этом проекция Ψ_r на ось d равна Ψ_r , а на ось q-нулю, так что из (1.22), (1.24) при $\mathbf{u}_r=0$

$$T_r \frac{d \Psi_r}{dt} + \Psi_r = L_m i_{sd}, \quad (1.28)$$

$$\Delta \omega = \frac{K_r R_r i_{sq}}{\Psi_r}. \quad (1.29)$$

Здесь i_{sd} , i_{sq} - проекции тока статора \mathbf{i}_s на оси d-q. Момент асинхронного двигателя равен [1]

$$M_d = 1.5p \Psi_s \times \mathbf{i}_s = 1.5p \Psi_s i_s \sin \theta_{si}, \quad (1.30)$$

где \times -символ векторного произведения, θ_{si} -угол между векторами Ψ_s и \mathbf{i}_s . Так как $\mathbf{i}_s \times \mathbf{i}_s = 0$ то с учетом (1.25) можно записать аналогичные формулы:

$$M_d = 1.5p K_r \Psi_r \times \mathbf{i}_s = 1.5p K_r \Psi_r i_s \sin \theta_{ri}, \quad (1.31)$$

$$M_d = 1.5p(K_r/\sigma L_s)\Psi_r \times \Psi_s = 1.5p(K_r/\sigma L_s) \Psi_r \Psi_s \sin\theta_{rs}. \quad (1.32)$$

Оба вектора в каждой формуле должны быть выражены в одной и той же системе координат. Для системы координат, направленной по вектору Ψ_r , из (1.31) получаем

$$M_d = 1.5pK_r \Psi_r i_{sq} \quad (1.33)$$

откуда скольжение двигателя на основании (1.29)

$$\Delta\omega = \frac{R_r M_d}{1.5p \Psi_r^2}. \quad (1.34)$$

Далее уравнения и параметры будут представлены в относительных единицах (о.е.). В качестве базовых величин напряжения и тока примем амплитуды номинальных величин фазных напряжения и тока: $u_b = u_{phm}$, $i_b = i_{phm}$, тогда $R_b = u_b/i_b$. Относительное время $\tau = \omega_{sb} t$, т.е. периоду питанияющей сети 20 мсек соответствует относительное время 2π . Базовая величина индуктивности $L_b = R_b/\omega_{sb}$, а потокосцепления $\Psi_b = u_b/\omega_{sb}$. Тогда уравнения (1.21) и (1.24) сохраняют свой вид, если все входящие в них величины рассматривать в о.е.

Базовая величина мощности

$$P_b = 1.5u_b i_b \cos\varphi_R, \quad (1.35)$$

а момента

$$M_b = pP_b/\omega_{sb}, \quad (1.36)$$

где φ_R -номинальное значение угла сдвига, так как механическая скорость вращения ротора в p раз меньше электрической. Уравнение движения ротора имеет вид:

$$J_m \frac{d\omega_{rm}}{dt} = 1.5p \Psi_s \times \mathbf{i}_s - M_l, \quad (1.37)$$

где J_m -приведенный к валу двигателя момент инерции двигателя и механизма, M_l -момент сопротивления. Далее с учетом $\omega_{rm} = \omega_r/p$, $dt = d\tau/\omega_{sb}$ получаем в о.е.

$$H_p \frac{d\omega_r^*}{d\tau} = k_m \Psi_s^* \times \mathbf{i}_s^* - M_l^*, \quad (1.38)$$

$$k_m = 1/\cos\varphi_R, H_p = \frac{J_m \omega_{sb}^3}{p^2 P_b}. \quad (1.39)$$

Типичные значения параметров структурной схемы в о.е.: R_s , $R_r = 0.015-0.03$, L_{sb} , $L_{rl} = 0.07-0.12$, $L_m = 1.8-2.8$, $L_s' = 0.14-0.24$, параметр H_p собственно двигателя равен 60-250.

В заключение параграфа приведем матричную форму записи уравнений АД в неподвижной системе координат, используя уравнения (1.27), (1.26):

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}_s, \quad (1.40)$$

где вектор \mathbf{x} имеет размерность $4*1$, вектор \mathbf{u}_s размерность $2*1$, \mathbf{A} -блочная матрица $2*2$ с блоками размера $2*2$, \mathbf{B} -блочная матрица $2*1$ с блоками $2*2$,

$$\mathbf{x} = [i_s \alpha, i_s \beta, \Psi_r \alpha, \Psi_r \beta]^T = [\mathbf{i}_s, \Psi_r]^T, \quad \mathbf{u}_s = [u_s \alpha, u_s \beta]^T,$$

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{A}_{11} = a\mathbf{I}, \quad a = -(R_s + K_r^2 R_r)/L_s', \quad L_s' = \sigma L_s,$$

$$\mathbf{I} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{A}_{12} = c\mathbf{I} - d\mathbf{J}, \quad c = K_r R_r / L_r L_s', \quad d = K_r \omega_r / L_s',$$

$$\mathbf{A}_{21} = e\mathbf{I}, \quad e = K_r R_r, \quad \mathbf{A}_{22} = -\varepsilon \mathbf{A}_{12}, \quad \varepsilon = \frac{L_s'}{K_r},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = b_1 \mathbf{I}, \quad b_1 = 1/L_s'. \quad (1.41)$$

3. Синхронные двигатели с постоянными магнитами

Известны основные преимущества синхронных двигателей: высокая перегрузочная способность, высокий к.п.д., хорошие динамические показатели. Однако наличие обмотки возбуждения на роторе ограничивает их применение, как правило, электроприводами большой мощности. Положение изменилось с разработкой новых магнитных материалов с высокой коэрцитивной силой, обеспечивающих достаточно высокий уровень остаточной магнитной индукции и дающих возможность создать синхронные машины с постоянными магнитами - без обмотки на роторе, так называемые синхронные машины с постоянными магнитами (PMSM-Permanent Magnet Synchronous Motor). PMSM имеют трехфазную обмотку на статоре с числом полюсов $2p$, аналогичную обмотке асинхронного двигателя, и укрепленные на роторе постоянные магниты числом также $2p$ (по p каждой магнитной полярности). Различают PMSM с поверхностно установленными магнитами SPMSM (S-surface - поверхность) и с внутренней установкой магнитов IPMSM. Первые имеют магниты, прикрепленные к цилиндрической поверхности ротора и напоминают в разрезе синхронные машины с явно выраженными полюсами, тогда как у вторых магниты устанавливаются внутри цилиндрического ротора. Материал постоянных магнитов имеет магнитную проницаемость, близкую к магнитной проницаемости воздуха, и их наличие не влияет на индуктивность обмотки статора. У SPMSM индуктивность по продольной оси (направленной по оси полюса) L_d такая же, как и индуктивность по поперечной оси L_q . $L_d=L_q=L_s$, что отличается от обычной синхронной машины, у которой $L_d > L_q$. Насоборот, у IPMSM $L_d < L_q$, так как по продольной оси машина имеет больший зазор из-за необходимости размещения магнитов [2].

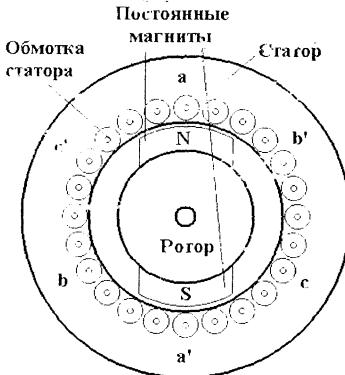


Рис.1.4. SPMSM

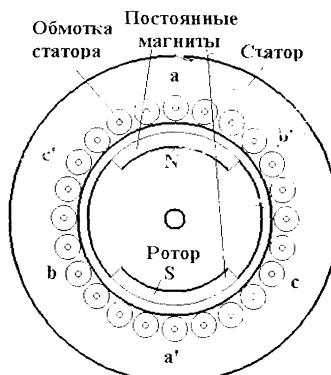


Рис.1.5. IPMSM

Как известно, анализ синхронной машины наиболее просто выполнить в синхронно вращающейся системе координат, вещественная ось которой направлена по оси полюса ротора. Уравнения двигателя можно получить из (1.21), (1.23), если принять ток ротора i_r равным некоторому эквивалентному току i_m , такому, что $L_m i_m = \Psi_r$ - потоку, создаваемому постоянными магнитами. Вектор этого тока направлен по оси ротора. Кроме того, вместо L_s надо использовать диагональную матрицу $\mathbf{L}_s = \text{diag}[L_d, L_q]$. Тогда

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_s \frac{d \mathbf{i}_s}{dt} + \omega_s \mathbf{J} (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + |\Psi_r|^2 \mathbf{0})^T \quad (1.42)$$

или

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d i_{sd}}{dt} - \omega_s L_q i_{sq} \quad (1.43)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d i_{sq}}{dt} + \omega_s (L_d i_{sd} + \Psi_r). \quad (1.44)$$

Составляющие потока статора Ψ_s равны

$$\Psi_{sd} = L_d i_{sd} + \Psi_r, \quad \Psi_{sq} = L_q i_{sq}. \quad (1.45)$$

Момент двигателя определяется на основании (1.30),(1.45).

$$M_d = 1.5p [(L_d i_{sd} + \Psi_r) i_{sq} - L_q i_{sq} i_{sd}] = 1.5p [\Psi_r i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}] \quad (1.46)$$

Для SPMSM

$$M_d = 1.5p \Psi_r i_{sq}. \quad (1.47)$$

Из (1.47) видно, что для SPMSM целесообразно иметь $i_{sd}=0$, так как при этом использование двигателя наилучшее. Для IPMSM при $i_{sd}<0$ (так как $L_d < L_q$) возникает дополнительный реактивный момент, но при этом уменьшается максимально допустимый ток i_{sq} , так как должно быть

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq I_0, \quad (1.48)$$

где $I_{0\text{-}}$ максимально допустимый ток электропривода(двигателя или инвертора). Таким образом, возможно существование оптимального закона изменения i_{sd} ; этот вопрос будет рассмотрен далее.

В системе прямого управления моментом DTC регулирование происходит в неподвижной системе координат, следовательно, для исследования системы часто нужно использовать уравнения, записанные в этой системе координат. Для преобразования уравнений используются соотношения (1.11),(1.12), где θ -угол между осью ротора и осью фазы а. Подставим левые и правые части (1.43) и (1.44) в уравнения преобразования (1.12), записанные для напряжений, а в самих формулах (1.43),(1.44) заменим в правых частях i_{sd} и i_{sq} на $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ с помощью соотношений (1.11). После ряда преобразований получаем

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (L_0 + L_1 \cos 2\theta) \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + L_1 \sin 2\theta \frac{d i_{s\beta}}{dt} - 2\omega_s L_1 (i_{s\alpha} \sin 2\theta - i_{s\beta} \cos 2\theta) - \omega_s \Psi_r \sin \theta, \quad (1.49)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (L_0 - L_1 \cos 2\theta) \frac{d i_{s\beta}}{dt} + L_1 \sin 2\theta \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + 2\omega_s L_1 (i_{s\beta} \sin 2\theta + i_{s\alpha} \cos 2\theta) + \omega_s \Psi_r \cos \theta, \quad (1.50)$$

$$L_0 = 0.5(L_d + L_q), L_1 = 0.5(L_d - L_q). \quad (1.51)$$

Запишем уравнения системы в нормальной форме Коши:

$$\frac{d \mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{Hg}, \quad (1.52)$$

где компоненты вектора \mathbf{g} и элементы матрицы \mathbf{H} :

$$g_1 = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + 2\omega_s L_1 (i_{s\alpha} \sin 2\theta - i_{s\beta} \cos 2\theta) + \omega_s \Psi_r \beta, \quad (1.53)$$

$$g_2 = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - 2\omega_s L_1 (i_{s\alpha} \cos 2\theta + i_{s\beta} \sin 2\theta) - \omega_s \Psi_r \alpha, \quad (1.54)$$

$$\Psi_r \alpha = \Psi_r \cos \theta, \Psi_r \beta = \Psi_r \sin \theta, \quad (1.55)$$

$$h_{11} = \frac{L_0 - L_1 \cos 2\theta}{L_d L_q}, h_{22} = \frac{L_0 + L_1 \cos 2\theta}{L_d L_q}, \\ h_{12} = h_{21} = -\frac{L_1 \sin 2\theta}{L_d L_q}, \quad (1.56)$$

Можно также записать

$$\frac{d \Psi_{r\alpha}}{dt} = -\Psi_r \sin \theta \omega_s = -\omega_s \Psi_{r\beta}, \quad (1.57)$$

$$\frac{d \Psi_{r\beta}}{dt} = \omega_s \Psi_{r\alpha}. \quad (1.58)$$

Для SPMMS при $L_d=L_q=L_s$ уравнения (1.49)-(1.56) упрощаются:

$$L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + \omega_s \Psi_{r\beta}, \quad (1.59)$$

$$L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \omega_s \Psi_{r\alpha}. \quad (1.60)$$

Потокосцепления статора на основании (1.45), (1.11), (1.12)

$$\Psi_{s\alpha} = \cos \theta [L_d (i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta) + \Psi_r] - \sin \theta L_q (-i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta) = \Psi_{r\alpha} + L_0 i_{s\alpha} + L_1 (i_{s\alpha} \cos 2\theta + i_{s\beta} \sin 2\theta), \quad (1.61)$$

$$\Psi_{s\beta} = \Psi_{r\beta} + L_0 i_{s\beta} + L_1 (i_{s\alpha} \sin 2\theta - i_{s\beta} \cos 2\theta). \quad (1.62)$$

Момент по-прежнему определяется (1.28):

$$M_d = 1.5p(-i_{s\alpha} \Psi_{s\beta} + i_{s\beta} \Psi_{s\alpha}). \quad (1.63)$$

Для SPMMS имеем просто:

$$\Psi_{s\alpha} = \Psi_{r\alpha} + L_s i_{s\alpha} \quad (1.64)$$

$$\Psi_{s\beta} = \Psi_{r\beta} + L_s i_{s\beta} \quad (1.65)$$

$$M_d = 1.5p(-i_{s\alpha} \Psi_{r\beta} + i_{s\beta} \Psi_{r\alpha}). \quad (1.66)$$

ГЛАВА 2

Инверторы напряжения и матричные преобразователи

1.Силовые полупроводниковые приборы

Питание электрических машин переменного тока с изменяемой скоростью вращения осуществляется от устройств, обеспечивающих на своем выходе регулируемую частоту напряжения или тока. При применении полупроводниковой техники полупроводниковые приборы должны включаться и выключаться в определенной последовательности, формируя это выходное напряжение (или ток). До середины 1980-х годов в качестве таких приборов использовались тиристоры. Как известно, закрыть уже открытый тиристор можно только, подав в нужный момент на его анод отрицательное (по отношению к катоду) напряжение. Для этой цели использовались узлы искусственной коммутации, состоящие, как правило, из тиристоров, конденсаторов, диодов и индуктивностей. Их наличие снижало надежность преобразователей, увеличивало их габариты и стоимость, и в конечном итоге делало такие преобразователи в большинстве случаев не конкурентоспособными по сравнению с электроприводами постоянного тока.

Ситуация радикально изменилась в связи с появлением IGBT транзисторов (Insulated Gate Bipolar Transistor- биполярный транзистор с изолированным затвором) и GTO-тиристоров (Gate Turn-Off- запираемый тиристор)-устройств, которые можно закрыть по цепи управления. Упрощенно говоря, IGBT имеет биполярный транзистор на выходе и полевой транзистор на входе. Первый обеспечивает высокие допустимые ток и напряжение, а второй - малые токи управления. В корпус IGBT также встроен обратный диод (рис.2.1), который обеспечивает при необходимости путь для протекания тока обратной полярности. В настоящее время выпускаются IGBT с максимальными параметрами 3.3 кВ/1200А, 2400А; 4.5 кВ/3.6кА; 6 кВ/1.2 кА. Надо сказать, что IGBT на такие большие токи состоят из большого числа параллельно соединенных чипов, например, IGBT 3.3кВ/1200А содержит 24 IGBT чипа и 12 диодных чипов, 450 проводников для их соединения, что вообще говоря, снижает потенциальную надежность модуля.

IGBT не требуют защитных и разрядных R-C цепей, но мощность, выделяемая в транзисторах, достаточно велика. Мощность потерь в IGBT складывается из статических потерь во включенном состоянии и динамических потерь при переключении, когда напряжение коллектор - эмиттер растет (падает), а ток через транзистор уменьшается (увеличивается), так что их произведение (мощность) является

существенной величиной. Динамические потери ограничивают максимальную частоту коммутации 500-1000Гц для сверхмощных IGBT, тогда как IGBT меньшей мощности допускают частоту коммутации до 5-10кГц, а маломощные-10-20кГц. Что касается статических потерь, то в IGBT они достаточно велики, так как эти устройства имеют большое падение напряжения U_{ke} в прямом направлении. В устройстве на 1200В U_{ke} составляет 2.5-3.5 В (в нагретом состоянии), а на 3.3кВ - 4-5В, поэтому основные усилия разработчиков IGBT направлены не только на увеличение мощности приборов, но и на снижение потерь. Вводятся новые технологии-с инжекционным эффектом, trench (траншейные) технологии и ряд других. Благодаря им за последние 5 лет удалось снизить прямое падение в IGBT средней и большой мощности на 1-1.2 В [3].

Для управления IGBT необходимо, как правило, преобразовать логический сигнал управления в напряжение, пригодное для управления IGBT. Это осуществляется с помощью специальных устройств, называемых драйверами, которыми обычно изготовители IGBT комплектуют свои поставки. Помимо указанной, драйверы решают такие задачи: трансформаторное или оптическое потенциальное разделение цепей управления и силовых, защиту IGBT от перегрузок и коротких замыканий, ограничение скорости нарастания анодного тока, реализацию необходимых задержек при включении - выключении IGBT в одной фазе инвертора (для исключения сквозных токов

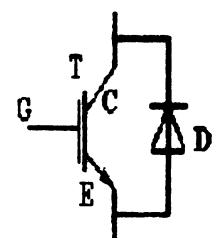


Рис.2.1. IGBT



Рис.2.2. Схема драйвера

необходимо сначала отключить выходящий из работы транзистор, а затем включить вступающий в работу, эта задержка составляет несколько мксек), индикацию состояния драйвера и транзистора и др.

Задача от перегрузок и коротких замыканий осуществляется путем контроля напряжения эмиттер-коллектор. Поэтому узел контроля перегрузки выполняет еще одну функцию: ограничения напряжения на транзисторе при его выключении. При коротком замыкании напряжение на транзисторе существенно повышается, узел защиты распознает эту аварию и мгновенно отключает преобразователь, а

узел защиты от перенапряжения ограничивает увеличение напряжения на приборе. Ограничение скорости нарастания тока через прибор при его включении осуществляется замедлением нарастания напряжения на затворе при включении IGBT. Возможная блок-схема драйвера приведена на рис.2.2.[4].

Для упрощения конструирования преобразователя заводы-изготовители IGBT выпускают блоки, состоящие из 6-ти расположенных на одном радиаторе транзисторов, образующих полную схему инвертора, с необходимым числом драйверов, с датчиками токов нагрузки и с датчиком контроля температуры радиатора. Использование таких блоков существенно упрощает разработку и изготовление новых типов электроприводов и является одной из причин широкого использования инверторов напряжения.

Запираемые тиристоры (GTO) позволяют формированием отрицательного тока через управляющий переход запереть уже открытый тиристор. Величина этого тока составляет 25-40% от проводимого тиристором тока, т.е. достаточно велика; хотя мощность цепей управления может быть при этом малой, поскольку запирающий ток протекает только короткое время; его создание вызывает определенные трудности, так как цепь запирания должна иметь весьма малую индуктивность рассеяния. GTO выпускаются на напряжение и ток до 6кВ, 4-6кА и характеризуются малым падением напряжения в открытом состоянии (1-1.5В), однако требуют сложных защитно-разрядных цепей - снабберов ("snubber"), состоящих из резистора, конденсатора и диода, занимающих много места, увеличивающих стоимость и потери. В [5] проведено сравнение трехуровневых инверторов напряжения (см. далее) мощностью 8000кВА, выполненных на GTO тиристорах и на IGBT, и показано, что в первом случае требуется примерно вдвое больший объем устройства при более низком (на 2%) к.п.д. Тем не менее, GTO в конце 80-х-90-х годах нашли широкое применение для мощных электроприводов и особенно на транспорте для локомотивов высокоскоростных поездов.

В последние годы появился новый класс устройств - жестко-коммутируемые (HD-GTO) тиристоры, которые сейчас обычно называются IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor), что приближенно можно перевести как "полностью управляемый тиристор со встроенным управлением". Эти тиристоры имеют встроенный обратный диод и не требуют защитных цепей, в то же время допуская большую скорость нарастания тока при включении-до 1 кА/мксек. Динамические характеристики IGCT близки к таковым для IGBT. Однако для IGCT требуется небольшой дроссель для ограничения скорости нарастания тока (рис.2.3), который не нужен для IGBT, так как в последнем эта величина ограничивается сигналом управления (см. выше). В настоящее время выпускаются IGCT на напряжение

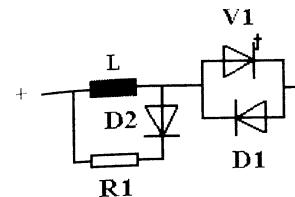


Рис.2.3. Схема включения IGCT

4,5 кВ, ток до 4 кА, готовится производство 6кВ, падение напряжения не более 1,4В [6]. Сообщается о разработке приборов на напряжение 10кВ. По сравнению с IGBT- основанными устройствами инвертор с IGCT имеет меньшее число компонентов и, следовательно, большую надежность, его легче охладить, т.е. можно получить более компактное устройство.

Таким образом, как IGBT, так и IGCT, имея свои достоинства и недостатки, являются перспективными устройствами для использования в инверторах большой мощности. Для устройств меньшей мощности практически единственным применяемым полупроводниковым устройством являются IGBT.

2.Инверторы напряжения

Как уже говорилось, основным видом преобразователя, питающего регулируемый по скорости асинхронный двигатель, является инвертор напряжения (рис.2.4), состоящий из трех частей: источника постоянного напряжения, звена постоянного тока и собственно инвертора. Для большинства промышленных электроприводов источником постоянного напряжения является простой трехфазный двухполупериодный выпрямитель (рис.2.5). Индуктивность L ограничивает аварийный ток установки и скорость его нарастания, ток заряда конденсатора и потери. В

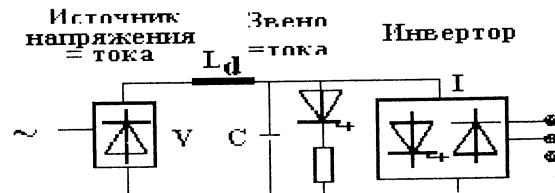


Рис.2.4. Структурная схема инвертора напряжения

сатора звена постоянного тока, уменьшает искажения питающей сети. Напряжение на конденсаторе С равно в среднем $1.35 U_C$, где U_C - действующее значение линейного питающего напряжения. В некоторых случаях вместо диодов используются тиристоры - во всех плечах моста или только вместо диодов, подсоединенными к одному выходному полюсу, с целью уменьшения зарядных токов конденсатора.

Как известно, входные токи выпрямителей на диодах или тиристорах существенно несинусоидальны. В настоящее время непрерывно возрастают требования к качеству напряжений и токов в питающих сетях, поэтому в инверторах напряжения часто устанавливают актив-

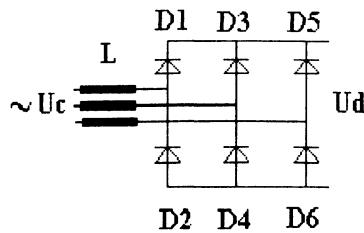


Рис.2.5.Нерегулируемый входной выпрямитель

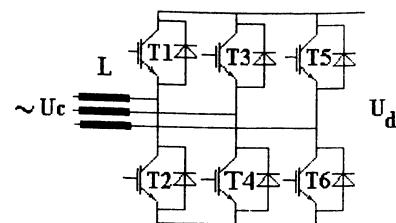


Рис.2.6. Активный 4-х квадрантный входной выпрямитель

ный входной выпрямитель на IGBT или IGCT (рис.2.6). Применение такого выпрямителя, конечно, удорожает установку, но позволяет решить ряд задач: иметь на входе выпрямителя практически синусоидальный ток с нулевым фазовым сдвигом относительно напряжения сети, обеспечить рекуперацию тормозной энергии двигателя в питающую сеть, уменьшить емкость конденсатора С в звене постоянного тока путем регулирования напряжения на нем. Как будет видно из дальнейшего, силовая часть выпрямителя имеет такой же вид, как и инвертора, и их системы управления также весьма близки . Таким образом, в преобразователе два одинаковых блока устанавливаются "back-to-back"- "спина к спине". Работа такого выпрямителя будет рассмотрена позже, здесь только обратим внимание на то, что напряжение на конденсаторе С должно быть выше, чем в случае нерегулируемого выпрямителя, примерно 1.6-1.7 U_c , но его емкость может быть уменьшена.

Для специальных электроприводов схема входного источника постоянного напряжения может отличаться от приведенной выше. К таким электроприводам относятся приводы подвижных устройств. Для небольших устройств таким источником является аккумуляторная батарея. Для больших подвижных устройств - грузоподъемных автомашин, дизель -электропоездов - устанавливается дизель с синхронным генератором, так что система не отличается от приведенной выше . При наличии контактной сети постоянного тока напряжением 750-3000В питание звена постоянного тока осуществляется от этой сети непосредственно или через регулятор напряжения широтно-импульсного типа. При наличии контактной сети переменного тока на входе инвертора устанавливается трансформатор с однофазными двухполупериодными выпрямителями (рис.2.7а). Если нужно использовать рекуперацию в сеть, то применяется четырехквадрантный выпрямитель (рис.2.7б).

Звено постоянного тока состоит из дросселя, конденсатора и цепи

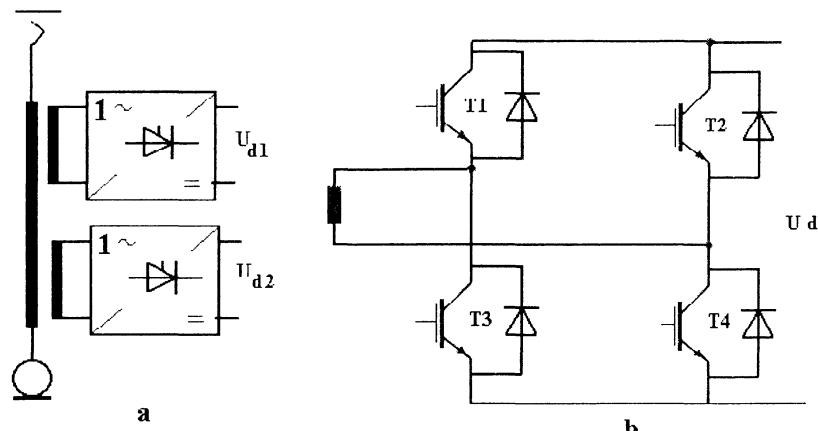


Рис.2.7. Входные выпрямители для подвижного состава
а)Схема питания. б) 4-х квадрантный выпрямитель

полупроводниковый ключ-резистор, служащей для гашения тормозной энергии двигателя и защиты конденсатора от перенапряжения. При наличии активного входного выпрямителя эту цепь можно не устанавливать. Индуктивность в звене постоянного тока служит для уменьшения зарядного тока конденсатора и уменьшения пульсаций тока. Совершенствование схем управления и защиты привело к тому, что этот дроссель также часто не устанавливают. Конденсатор С должен не столько уменьшать пульсации напряжения, вызванные процессами коммутации в инверторе, сколько обеспечить малые изменения напряжения U_d при резких изменениях нагрузки АД и провалах напряжения сети.

Величина емкости конденсатора должна обеспечить:

- 1.Существенное уменьшение уровня пульсаций напряжения U_d вызванных коммутационными процессами в инверторе и выпрямителе. Так как частота этих процессов достаточно велика, то требуемая для этого емкость конденсатора оказывается относительно небольшой.
- 2.При аварийном процессе в инверторе все его ключи закрываются, и энергия , накопленная в индуктивности двигателя, разряжается на конденсаторе, увеличивая его напряжение. Как показано в [1], накопленный в обмотках двигателя запас электромагнитной энергии

$$\Delta E = 1.5\sigma L_s I_a^2 = 0.75\sigma L_s I_{a\max}^2 = 0.75\sigma L_s i_b^2, \quad (2.1)$$

где I_a^2 - действующее значение тока фазы двигателя, i_b -базовый ток. Эта величина ΔE увеличивает напряжение на конденсаторе

на величину ΔU_d , которую можно найти из равенства:

$$\Delta E = 0.5C[(U_d + \Delta U_d)^2 - U_d^2] = 0.75\sigma L_s i_b^2, \quad (2.2)$$

откуда, задаваясь $U_d = 2u_b$, $\Delta U_d = 0.15U_d$, находим минимальное значение емкости

$$C > 1.16 \frac{\sigma L_s i_b^2}{u_b^2} \quad (2.3)$$

или в о.е.

$$C^* > 1.16 \sigma L_s^*. \quad (2.4)$$

Если, например, $\sigma L_s^* = 0.2$, то $C^* > 0.23$.

3. В переходных процессах сброса и наброса нагрузки и переходе двигателя в генераторный режим напряжение на конденсаторе не должно измениться более, чем на 15% от установленного значения. Предположим, что двигатель перешел в генераторный режим с мощностью P_0 . Тогда энергия конденсатора возрастает как $P_0 t$. Через некоторое время t_r срабатывает или тормозной ключ в звене постоянного тока, или система регулирования напряжения на конденсаторе, воздействующая на входной активный выпрямитель. Тогда минимальная величина емкости конденсатора может быть найдена, если $P_0 t_r$ приравнять к величине в правой части первого равенства (2.2) :

$$C > 2 P_0 t_r / (0.15 U_d * 2.15 U_d). \quad (2.5)$$

Время реакции зависит от типа входного выпрямителя, от настройки системы регулирования, от вида рассматриваемого возмущения. Пусть $P_0 = P_{ном}$, $U_d = 2u_b$. Тогда, переходя к о.е., получаем:

$$C^* > \frac{2 * 1.5 u_b i_b \omega_s R_b t_r}{0.15 * 2.15 U_d^2} = 2.32 \omega_s t_r. \quad (2.6)$$

Если используется нерегулируемый выпрямитель, то можно принять $t_r = 3$ мсек, тогда

$$C^* > 2.4. \quad (2.7)$$

Анализ инверторов напряжения, выпускаемых ведущими фирмами, показывает, что в них обычно устанавливается конденсатор

емкостью $C^* = 2.5-5$.

Если же в инверторе используется входной активный четырехквадрантный выпрямитель (рис.2.6), то можно принять [7] $t_r = 1$ мсек, тогда

$$C^* > 0.73. \quad (2.8)$$

Оставшуюся часть схемы рис.2.4 составляет собственно инвертор. Простой (или двухуровневый) инвертор изображен на рис. (2.8). Каждый условно показанный ключ представляет собой IGBT или IGCT (с обратным диодом). При нормальной работе в каждой фазе один из ключей замкнут, а второй разомкнут. Принято состояние инвертора обозначать трехразрядным двоичным кодом, в котором разряд "0" соответствует разомкнутому состоянию ключа соответствующей фазы, подсоединенном к шине "+" (и соответственно замкнутому состоянию ключа в этой фазе, подсоединенном к шине "-"),

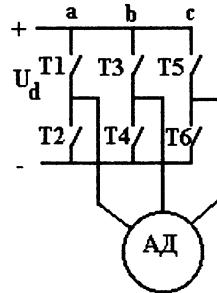


Рис.2.8. Инвертор напряжения

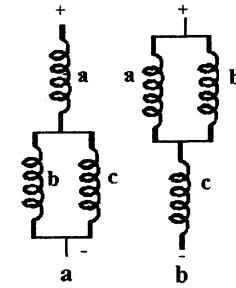


Рис.2.9. К расчету пространственного вектора напряжения

а "1"- противоположному состоянию ключей. Например, состояние инвертора $V_k = 100$ (4) говорит о том, что замкнуты ключи T1, T4, T6. Таким образом, возможны только 6 активных (не нулевых) состояний инвертора: $V_k = 1 \div 6$. Кроме того, имеется два нулевых состояния 0 и 7, когда все три фазы двигателя соединены между собой. Пусть $V_k = 4$ тогда имеет место соединение, показанное на рис.2.9а. Так как все фазы симметричны, то $u_a = 2U_d/3$, $u_b = u_c = -U_d/3$, $u_\alpha = 2U_d/3$, $u_\beta = 0$ согласно (1.8). Пусть $V_k = 6$ (рис.2.9б), тогда $u_a = U_d/3$, $u_b = U_d/3$, $u_c = -2U_d/3$, $u_\alpha = U_d/3$,

$$u_\beta = \frac{U_d/3 + 2U_d/3}{\sqrt{3}} = U_d/\sqrt{3}$$

Амплитуда и угол вектора напряжения

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} = 2U_d/3, \quad \theta = \arctg(u_\beta/u_\alpha) = \pi/3.$$

Продолжая аналогично, можно найти, что каждому состоянию инвертора соответствует вектор напряжения u_i длины $U_0=2U_d/3$, сдвинутый относительно соседнего на угол $\pi/3$ (рис.2.10):

$$u_i = 2/3 U_d e^{(i-1)\pi/3}, i=1..6. \quad (2.9)$$

Максимальное напряжение инвертора будет иметь место, если каждое из 6-ти состояний длится 60 эл. град. тогда форма напряжения фазы a (или u_α) имеет вид, приведенный на рис.2.11. Первая гармоника этого напряжения равна

$$u_{1\alpha}=2U_d/\pi. \quad (2.10)$$

При этом действующее значение 1-ой гармоники линейного напряжения

$$u_{11eff} = \frac{2}{\pi} U_d \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6} U_d}{\pi}. \quad (2.11)$$

Так как при уменьшении частоты вращения двигателя напряжение также должно уменьшаться, а длина вектора постоянна, то вместо приведенной на рис. 2.11 формы напряжения (так называемое 6-ти ступенчатое напряжение) используют его более сложные формы: широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) и прямое управление, которое будет рассмотрено в этой книге подробно далее.

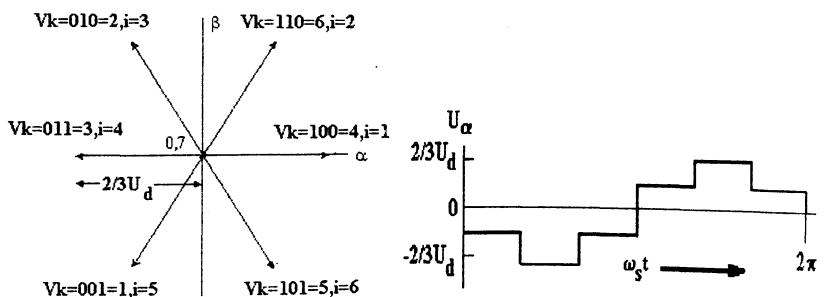


Рис.2.10.Пространственные векторы напряжения

Рис.2.11. Напряжение на двигателе в 6-ти ступенчатом режиме

Приведем только элементарные сведения о ШИМ. Ограничимся только одним видом ШИМ- модуляцией пространственного вектора (Space vector modulation-SVM). Это- принципиально цифровой метод. Система работает с дискретностью T_c ; за время T_c выбирается несколько состояний инвертора. Так как величина T_c мала по сравнению с электромагнитными постоянными двигателя, то предполагается, что выходное напряжение равно среднему значению действующих за время T_c напряжений. При применении SVM система регулирования вырабатывает требуемый вектор выходного напряжения \mathbf{u} - в декартовых или полярных координатах. Для его формирования используются два соседних состояния инвертора и нулевой вектор. Пусть, например, нужно выработать вектор \mathbf{u} (рис.2.12). Пусть проекции соседних с \mathbf{u} векторов есть $V_{i\alpha}, V_{i\beta}, V_{i+1,\alpha}, V_{i+1,\beta}$. Пусть вектор \mathbf{V}_i используется в течение времени t_1 , а вектор \mathbf{V}_{i+1-t_2} . Обозначим $\tau_1=t_1/T_c, \tau_2=t_2/T_c$. Значения τ_1 и τ_2 находятся из системы уравнений

$$\begin{aligned} V_{i\alpha}\tau_1 + V_{i+1,\alpha}\tau_2 &= u_\alpha \\ V_{i\beta}\tau_1 + V_{i+1,\beta}\tau_2 &= u_\beta, \end{aligned} \quad (2.12)$$

откуда

$$\tau_1 = \frac{u_\alpha V_{i+1,\beta} - u_\beta V_{i+1,\alpha}}{V_{i\alpha} V_{i+1,\beta} - V_{i\beta} V_{i+1,\alpha}}, \quad \tau_2 = \frac{u_\beta V_{i,\alpha} - u_\alpha V_{i,\beta}}{V_{i\alpha} V_{i+1,\beta} - V_{i\beta} V_{i+1,\alpha}}. \quad (2.13)$$

В течение времени $T_c(1-\tau_1-\tau_2)$ используется нулевое состояние инвертора.

Найдем выражения для τ_1, τ_2 в полярных координатах. Пусть вектор \mathbf{V}_i образует с осью α угол ϕ , тогда $V_{i\alpha}=U_0 \cos\phi, V_{i\beta}=U_0 \sin\phi, V_{i+1,\alpha}=U_0 \cos(\phi+\pi/3), V_{i+1,\beta}=U_0 \sin(\phi+\pi/3), u_\alpha=u \cos(\phi+\gamma), u_\beta=u \sin(\phi+\gamma)$. После подстановки этих выражений в (2.13) находим:

$$\tau_1 = \frac{\sqrt{3}u}{U_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right), \quad \tau_2 = \frac{\sqrt{3}u}{U_d} \sin\gamma. \quad (2.14)$$

Максимальное значение u_m находится из условия $\tau_1+\tau_2=1$, причем значение u_m минимально при $\gamma=\pi/6$. Имеем

$$u_m/U_d = 1/\sqrt{3}. \quad (2.15)$$

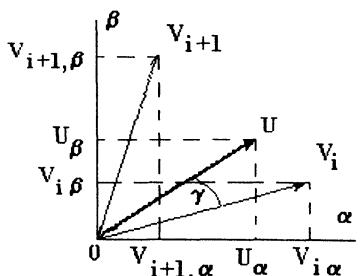


Рис.2.12. Модуляция пространственного вектора

$$u_{\alpha} = S_{i\alpha} U_d \quad u_{\beta} = S_{i\beta} U_d \quad (2.17)$$

где коэффициенты $S_{i\alpha}$, $S_{i\beta}$ зависят от состояния инвертора i в данный момент (табл.2.1). Однако реальные выходные напряжения $u_{f\alpha}$, $u_{f\beta}$ будут отличаться от указанных, в основном, из-за двух причин: падения напряжения в полупроводниковых приборах и задержки t_0 в переключении ключей инвертора. Рассмотрим эти причины подробнее.

Табл.2.1. Коэффициенты выходного напряжения

Vk	1	2	3	4	5	6
$S_{i\alpha}$	-1/3	-1/3	-2/3	2/3	1/3	1/3
$S_{i\beta}$	-1/ $\sqrt{3}$	1/ $\sqrt{3}$	0	0	-1/ $\sqrt{3}$	1/ $\sqrt{3}$

1. Известно, что характеристику полупроводникового прибора можно аппроксимировать зависимостью

$$u_p = U_{po} + R_d i. \quad (2.18)$$

Пороговое напряжение U_{po} и динамическое сопротивление R_d зависят от температуры и от направления протекания тока в приборе, так как характеристики транзистора или тиристора отличаются от характеристик обратного диода. Величину R_d можно учесть так же, как и сопротивление подводящих проводов: увеличением расчетного сопротивления статора. Если зависимость U_{po} от направления протекания тока не учитывать [8], то можно записать

$$u_f = u - U_{po} \operatorname{sign}(i), \quad (2.19)$$

причем

При больших значениях i инвертор входит в режим сверхмодуляции, где работа также возможна, но сопровождается увеличением искажения выходного тока и, следовательно, потерь. Коэффициент модуляции определяется как отношение i к амплитуде 1-й гармоники в 6-ти ступенчатом режиме (2.10), отсюда $m_m = \pi/2\sqrt{3} = 0.906$. (2.16)

Расчетное выходное напряжение инвертора можно представить как

$$u_{f\alpha} = S_{i\alpha} U_d - U_{po} \operatorname{sign}(i_a),$$

$$u_{f\beta} = S_{i\beta} U_d - \frac{1}{\sqrt{3}} U_{po} (\operatorname{sign}(i_b) - \operatorname{sign}(i_c)). \quad (2.20)$$

2. В управлении ключами инвертора для исключения сквозных токов при их переключении вводится задержка t_0 между подачей сигнала на запирание ключа, выходящего из работы, и подачей сигнала на открывание вступающего в работу ключа. На рис.2.13 изображена схема одной фазы инвертора. Пусть происходит переключение от T_2 к T_1 , а ток имеет направление i_a . При работе T_2 ток i_a протекает через диод D_2 , а при работе T_1 -через транзистор T_1 . Поэтому после запирания T_2 ток продолжает протекать через D_2 , а спустя t_0 через T_1 . Таким образом, при такой последовательности переключения и направлении тока новое состояние инвертора задерживается на t_0 . Пусть теперь направление тока i_{a1} . При замкнутом T_2 он протекает через T_2 к "-" как к точке с наименьшим потенциалом, при этом D_1 заперт. При выключенном T_2 ток протекает через диод D_1 , и замыкание T_1 на процесс уже не влияет. Таким образом, в этом случае сразу же после размыкания T_2 в фазе устанавливается новое состояние.. Аналогично протекает процесс переключения от T_1 к T_2 (при i_{a1} без задержки, при i_{a1} - с задержкой), а также в других фазах.

Таким образом, зная направление протекания тока в каждой фазе, можно определить промежуточное состояние V_p , действующее в течение времени t_0 (при $i > 0$ разряд кода состояния, соответствующий данной фазе, равен 0, при $i < 0$ этот разряд равен 1, если в данной фазе переключение не производится, то соответствующий ей разряд сохраняет свое значение), так что среднее значение выходного напряжения вместо (2.17) оказывается равным

$$u_{\alpha,\beta} = [S_{i\alpha,\beta} (1 - \frac{t_0}{T_c}) + S_{p\alpha,\beta} \frac{t_0}{T_c}] U_d, \quad (2.21)$$

где $S_{p\alpha,\beta}$ -коэффициенты, соответствующие состоянию V_p .

При использовании ШИМ выполняется корректировка заданного вектора u на основании (2.20), (2.21) с целью получить на выходе желаемое напряжение. Для DTC такая корректировка не требуется, и (2.20), (2.21) используются для расчета выходного напряжения инвертора с целью оценки координат и параметров двигателя.

Для получения достаточного запаса ключи инвертора выбираются на максимально допустимое обратное напряжение $U_{pm} = (1.5-1.7)U_d$. Примем для определенности $U_{pm} = 1.6U_d$. С другой стороны, как это будет видно из дальнейшего, желательно иметь $U_d = 2u_{phm} = 2u_b$, или эффективное значение линейного напряжения $u_{leff} = 1.732u_b / 1.414 = 0.61U_d$, т.е. $u_{leff} = 0.38U_{pm}$. В настоящее время доступны приборы на напряжение 4.5 и 6 кВ, т.е. используемый двигатель может иметь номинальное напряжение не выше $1.7 \div 2.3$ кВ. В то же время широкое применение находят двигатели напряжением 3.3, 4.16 и 6 кВ. Рабочее напряжение может быть увеличено путем последовательного включения приборов, но более целесообразно применение так называемых трехуровневых инверторов. В таких инверторах два ключа оказываются включенными последовательно при любом состоянии инвертора, что дает возможность работы с двигателями 3.3 и 4.16 кВ, и при этом инвертор имеет большее число возможных состояний, что можно использовать для получения более гладкой кривой тока. Схема трехуровневого инвертора приведена на рис.14, на рис.15 показан вариант одной фазы инвертора, выполненного на IGCT[9].

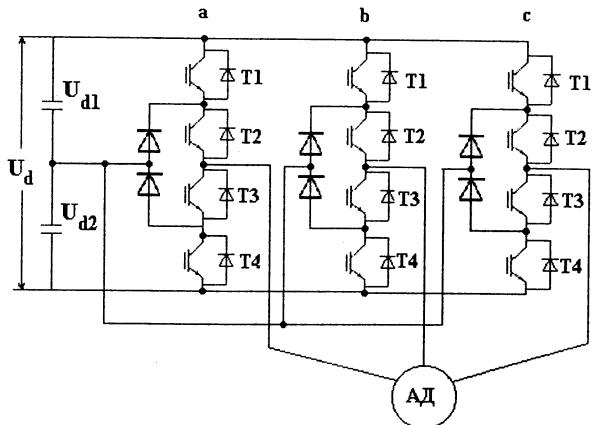


Рис.2.14. Трехуровневый инвертор

Как видно, каждая фаза состоит из 4-х последовательно соединенных ключей с обратными диодами и двух фиксирующих диодов. При

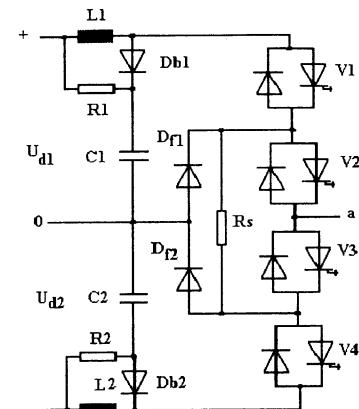


Рис.2.15. Фаза 3-х уровневого инвертора на IGCT

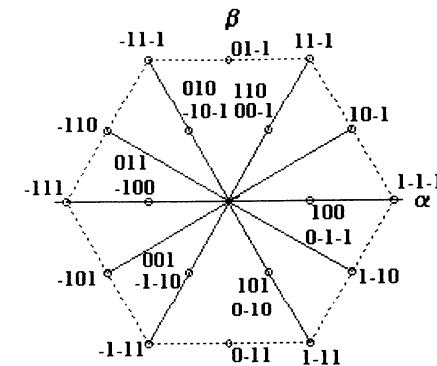


Рис.2.16.Пространственные векторы напряжений трехуровневого инвертора

нормальной работе в каждой фазе всегда замкнуты два соседних ключа: $T1a, T2a$ либо $T2a, T3a$, либо $T3a, T4a$. Фиксирующие диоды обеспечивают путь для протекания тока при замыкании ключей $T2a, T3a$, а также способствуют тому, что как в статике, так и при переключении напряжение на каждом ключе не превосходит $U_d/2$.

Всего имеется $3^3 = 27$ состояний инвертора. Если в инверторе замкнуты в каждой фазе ключи, подсоединененные к "+" или к "-" (например, $T1a, T2a, T3b, T4b, T3c, T4c$), то диаграмма напряжений инвертора не отличается от двухуровневого и определяется (2.9). Будем эти состояния называть главными-М-состояниями. Если замкнуты ключи, подсоединеные либо к одному и тому же полюсу, либо к средней точке, (например, $T1a, T2a, T2b, T3b, T2c, T3c$), то пространственные векторы направлены по М-векторам, но имеют половинную амплитуду $U_d/3$. Такие состояния будем называть Н-состояниями, более того, как видно из сказанного, каждый такой вектор может быть получен двумя путями: подсоединением к "+" и к средней точке и подсоединением к средней точке и "-". Соответственно эти состояния обозначать НН и НЛ. Кроме того, имеются три нулевых состояния (Z-состояния), когда все три фазы двигателя соединены между собой ($T1a, T2a, T1b, T2b, T1c, T2c$, или $T2a, T3a, T2b, T3b, T2c, T3c$, или $T3a, T4a, T3b, T4b, T3c, T4c$). Специфические состояния инвертора (I-состояния) образуются при подсоединении трех фаз нагрузки к разным точкам (например, $T1a, T2a, T2b, T3b, T3c, T4c$). Для этих состояний имеем таблицу 2.2. Пространственные векторы показаны на рис.2.16, где обозначены состояния: 1-замкнуты два верхних ключа, 0-два средних ключа, -1-два нижних ключа.

Таблица.2.2 I-состояния 3-х уровневого инвертора

u_a	u_b	u_c	u_α	u_β	u	ϕ
$U_d/2$	0	$-U_d/2$	$U_d/2$	$0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$\pi/6$
$U_d/2$	$-U_d/2$	0	$U_d/2$	$-0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
$-U_d/2$	$U_d/2$	0	$-U_d/2$	$0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$5\pi/6$
$-U_d/2$	0	$U_d/2$	$-U_d/2$	$-0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$-5\pi/6$
0	$U_d/2$	$-U_d/2$	0	$0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$\pi/2$
0	$-U_d/2$	$U_d/2$	0	$-0.5Ud/\sqrt{3}$	$Ud/\sqrt{3}$	$-\pi/2$

Одна из основных проблем при использовании трехуровневого инвертора -обеспечение равномерного деления напряжения конденсаторами C_1, C_2 . Даже при использовании M-состояний, когда конденсаторы соединены последовательно, их напряжение могут отличаться из-за отклонений в значениях емкости, вызванных старением и т. п. Тем более баланс напряжений нарушается при использовании I и H-состояний. Для выравнивания напряжений можно воспользоваться тем обстоятельством, что при использовании HН -состояний нагрузжен только C_1 , а HL -состояний -только C_2 . Если, например, $U_{d1} > U_{d2}$ и двигатель работает в двигательном режиме, то при использовании HН состояний U_{d1} будет уменьшаться, а поскольку $U_{d1}+U_{d2} = U_d$, то U_{d2} будет увеличиваться. Если же двигатель работает в генераторном (тормозном) режиме, то нужно использовать HL-состояния, при этом U_{d2} будет возрастать и, соответственно U_{d1} уменьшаться.

В заключение отметим, что так как в рассматриваемом инверторе U_d достаточно велико, то во входном выпрямителе часто используются 12-ти пульсные эквивалентные схемы выпрямления с последовательным соединением выпрямительных мостов, и со сдвинутым на 30° их питанием. При использовании активных выпрямителей может применяться также трехуровневый выпрямитель, схема которого такова же, как и трехуровневого инвертора. Ряд вопросов, относящихся к трехуровневым и многоуровневым схемам, и примеры их применения даны в тематическом выпуске [10].

3. Матричные преобразователи

Инверторы напряжения для питания регулируемых электроприводов переменного тока достигли высокой теоретической и технологической степени своего развития. Однако их принципиальным недостатком является наличие конденсатора в звене постоянного тока достаточно большой емкости. Присутствие

конденсатора увеличивает габариты устройства, создает определенные трудности при его конструировании, так как надо обеспечить малую индуктивность рассеяния соединения его с ключами инвертора, снижает срок службы устройства, особенно при экстремальных условиях окружающей среды. Поэтому по-прежнему актуальной является задача создания прямых (без звена постоянного тока) преобразователей частоты. Прямые преобразователи частоты на основе тиристоров с естественной коммутацией применяются давно [11]; как уже упоминалось, выходная частота таких преобразователей не превышает 1/3 частоты сети. В последние годы в связи с развитием IGBT существенно расширился интерес к прямым преобразователям частоты, не имеющим (теоретически) ограничений по выходной частоте - так называемым матричным преобразователям (МС).

Такой преобразователь состоит из 9 двунаправленных ключей, позволяющих каждую входную фазу (фазу сети) подсоединить к любой фазе двигателя (рис.2.17). В настоящее время такие ключи практически не выпускаются, и они должны быть составлены из двух IGBT по схеме с общим эмиттером или общим коллектором (рис.2.18).

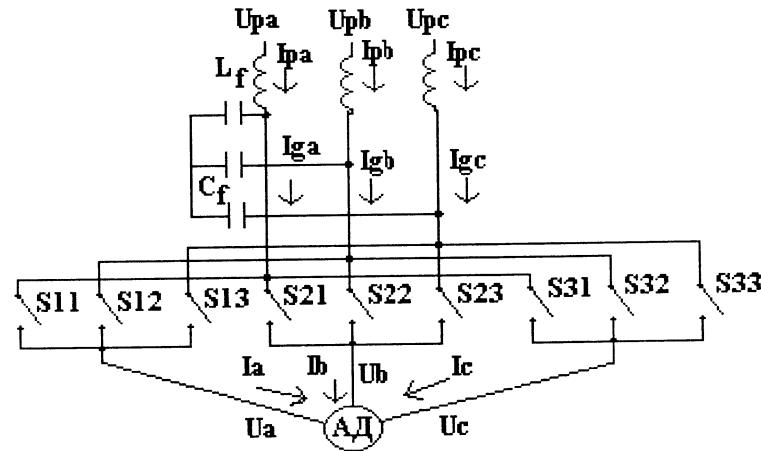


Рис.2.17. Матричный преобразователь

При выборе возможных состояний учитываются два факто-ра: одна и та же фаза двигателя не может быть подсоединенна к двум разным фазам сети, так как при этом эти фазы будут замкнуты накоротко; фаза двигателя не может остаться не подсоединеной, так как при этом из-за наличия тока в ее индуктивности будет иметь место перенапряжение, способное разрушить полупроводниковый ключ.

Таким образом, могут иметь место 27 состояний МС. Шесть таких состояний имеют место, когда каждая фаза двигателя подсоединенена к своей фазе сети, например, замкнуты ключи S11, S22, S33 или S13, S22, S31. При этом на двигатель подается полное напряжение сети, и он может вращаться с подсинхронной скоростью. Для целей регулирования эти состояния не используются. Три состояния имеют место, когда все три фазы двигателя подсоединены к одной фазе сети. При этом напряжение на двигателе равно нулю.(приложен нулевой вектор). В остальных 18 случаях одна фаза двигателя подсоединенна к какой -нибудь фазе сети, а две другие - к другой фазе.

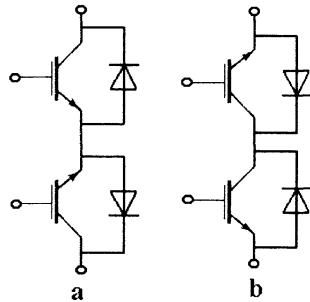


Рис.2.18. Ключи МС
а-с общим эмиттером
б-с общим коллектором

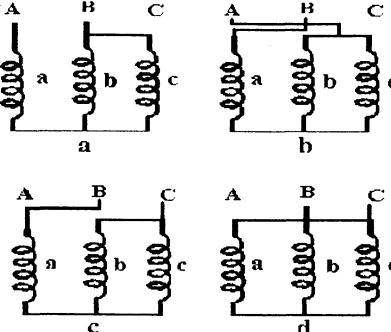


Рис.2.19. К расчету пространственного вектора в МС

Пусть, например, замкнуты ключи S11,S22,S32 (рис.2.19a). Тогда $u_a=u_\alpha=2u_{ab}/3$, $u_b=u_c=-u_{ab}/3$, $u_\beta=0$, $u=2u_{ab}/3$, $\theta=0$. Пусть замкнуты S12, S21,S31 (рис.2.19b), тогда $u_a=u_\alpha=-2u_{ab}/3$, $u_b=u_c=u_{ab}/3$, $u_\beta=0$, $u=2u_{ab}/3$, $\theta=\pi$. Пусть замкнуты ключи S12, S23,S33 (рис.2.19c), тогда $u_a=u_\alpha=2u_{bc}/3$, $u_\beta=0$, $u=2u_{bc}/3$, $\theta=0$. Пусть замкнуты ключи S13, S22,S33 (рис.2.19d), тогда $u_a=u_\alpha=u_c=-u_{bc}/3$, $u_b=2u_{bc}/3$, $u_\beta=u_{bc}/\sqrt{3}$, $u=2u_{bc}/3$, $\theta=2\pi/3$ и т.д.

Пространственные векторы напряжения МС аналогичны системе пространственных векторов инвертора с тем отличием, что одно и то же направление вектора может быть получено при разных сочетаниях замкнутых ключей, и что амплитуда этих векторов меняется во времени, и даже направление вектора может измениться на противоположное. Сводка состояний пространственных векторов напряжения дана в таблице 2.3 и на рис.2.20.

Рассмотрим теперь векторы тока сети. Так как вектор напряжения определяет ток двигателя, то ток сети определяется током двигателя

и состоянием ключей, т.е. ток двигателя i является входом, а ток i_g (рис.2.17)-выходом. Для состояния МС , показанном на рис.2.19a, имеем: $i_{ga}=i_a$, $i_{gb}=-i_a$, $i_{gc}=0$, $i_{g\alpha}=i_a$, $i_{g\beta}=-i_a/\sqrt{3}$, $i_g=2i_a/\sqrt{3}$, $\theta_i=-\pi/6$; для рис.2.19b $i_{gb}=i_a$, $i_{ga}=-i_a$, $i_{gc}=0$, $i_{g\alpha}=-i_a$, $i_{g\beta}=i_a/\sqrt{3}$, $i_g=2i_a/\sqrt{3}$, $\theta_i=5\pi/6$; для рис.2.19c $i_{gb}=i_a$, $i_{gc}=-i_a$, $i_{ga}=0$, $i_{g\alpha}=0$, $i_{g\beta}=2i_a/\sqrt{3}$, $i_g=2i_a/\sqrt{3}$, $\theta_i=\pi/2$; для рис.2.19d $i_{gb}=i_b$, $i_{gc}=-i_b$, $i_{ga}=0$, $i_{g\alpha}=0$, $i_{g\beta}=2i_b/\sqrt{3}$, $i_g=2i_b/\sqrt{3}$, $\theta_i=\pi/2$ и т.д.(табл.2.3, рис.2.21).

Табл.2.3. Состояния МС

Vk	Включены	Напряжение Модуль	Фаза	Ток Модуль	Фаза
+1	S11,S22,S32	K _p U _{раб}	0	K _i I _a	-π/6
-1	S12,S21,S31	-K _p U _{раб}	0	-K _i I _a	5π/6
+2	S12,S23,S33	K _p U _{pbc}	0	K _i I _a	π/2
-2	S13,S22,S32	-K _p U _{pbc}	0	-K _i I _a	-π/2
+3	S13,S21,S31	K _p U _{pca}	0	K _i I _a	7π/6
-3	S11,S23,S33	-K _p U _{pca}	0	-K _i I _a	π/6
+4	S12,S21,S32	K _p U _{раб}	2π/3	K _i I _b	-π/6
-4	S11,S22,S31	-K _p U _{раб}	-π/3	-K _i I _b	5π/6
+5	S13,S22,S33	K _p U _{pbc}	2π/3	K _i I _b	π/2
-5	S12,S23,S32	-K _p U _{pbc}	-π/3	-K _i I _b	-π/2
+6	S11,S23,S31	K _p U _{pca}	2π/3	K _i I _b	7π/6
-6	S13,S21,S33	-K _p U _{pca}	-π/3	-K _i I _b	π/6
+7	S12,S22,S31	K _p U _{раб}	4π/3	K _i I _c	-π/6
-7	S11,S21,S32	-K _p U _{раб}	π/3	-K _i I _c	5π/6
+8	S13,S23,S32	K _p U _{pbc}	4π/3	K _i I _c	π/2
-8	S12,S22,S33	-K _p U _{pbc}	π/3	-K _i I _c	-π/2
+9	S11,S21,S33	K _p U _{pca}	4π/3	K _i I _c	7π/6
-9	S13,S23,S31	-K _p U _{pca}	π/3	-K _i I _c	π/6
0a	S11,S21,S31	0	-	0	-
0b	S12,S22,S32	0	-	0	-
0c	S13,S23,S33	0	-	0	-

$$K_p=2/3, K_i=2/\sqrt{3}$$

Аналогия пространственным векторам инвертора и МС дает возможность для выбора текущего состояния МС использовать те же методы, что и для инвертора, с необходимыми изменениями. В частности, надо учитывать текущее состояние пространственного вектора напряжения сети. Напряжение имитация можно разделить на 6

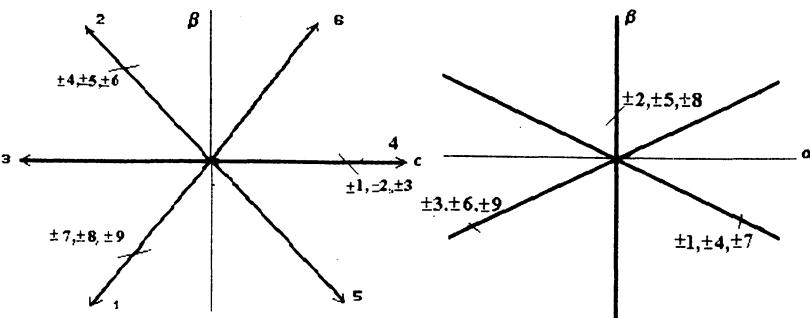


Рис.2.20. Пространственные векторы напряжения МС

Рис.2.21. Пространственные векторы тока МС

секторов, как это показано на рис.2.22. Очевидно, что в каждом секторе нужно выбирать те состояния МС, при которых входные линейные напряжения не меняют знак и максимальны по величине.

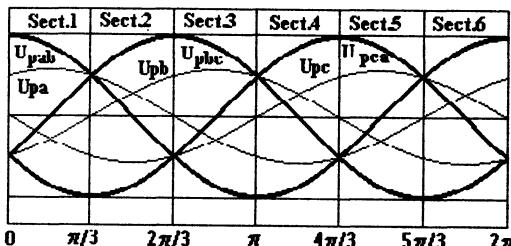


Рис.2.22.Питающие напряжения МС

напряжением U_{pbc} , которое в первом секторе меняет знак, состояния -1 и +3 дают "отрицательную" величину (т. е. соответствующие векторы напряжения направлены по вектору состояния 3, и остаются только возможные состояния +1 и -3. При этом для состояния +1 фаза тока сети равна $-\pi/6$, а для -3 равна $\pi/6$. Выбирая поочередно эти состояния, можно получить фазовый сдвиг близкий к нулю).

Существует ряд способов управления выходным напряжением МС [12]. Мы не будем на них останавливаться, так как они не являются предметом данной книги. Приведем здесь только метод модуляции пространственного вектора [12,13].

В этом методе для МС в отличие от инвертора напряжения в каждом интервале дискретности T_C реализуются не 2, а 4 соседних с желаемым вектором выходного напряжения векторы состояния МС.

Эти состояния приведены в таблице 2.4 для возможных секторов входного u_p и выходного u напряжений. Сектора u определяются положением этого вектора на плоскости пространственных векторов состояний МС (рис.2.20), причем первый сектор лежит между векторами 4 и 6, и сектора отсчитываются против часовой стрелки, а номер сектора u_p определяется как на рис.2.22. Приведенная таблица заимствована из [14] с необходимыми изменениями. В частности, в [12] и [14] таблица дана не в функции напряжения сети, а ее тока, но поскольку наша цель иметь между ними нулевой фазовый сдвиг, возможно использовать такую модификацию.

Таблица 2.4.

$u \setminus u_p$	1	2	3	4	5	6
1	+1-3 -7+9	+2-3 -8+9	-1+2 +7-8	-1+3 +7-9	-2+3 +8-9	+1-2 -7+8
2	-7+9 +4-6	-8+9 +5-6	+7-8 -4+5	+7-9 -4+6	+8-9 -5+6	-7+8 +4-5
3	+4-6 -1+3	+5-6 -2+3	-4+5 +1-2	-4+6 +1-3	-5+6 +2-3	+4-5 -1+2
4	-1+3 +7-9	-2+3 +8-9	+1-2 -7+8	+1-3 -7+9	+2-3 -8+9	-1+2 +7-8
5	+7-9 -4+6	+8-9 -5+6	-7+8 +4-5	-7+9 +4-6	-8+9 +5-6	+7-8 -4+5
6	-4+6 +1-3	-5+6 +2-3	+4-5 -1+2	+4-6 -1+3	+5-6 -2+3	-4+5 +1-2

Предположим без потери общности, что векторы u и u_p лежат в первых секторах. Формулу (2.14) можно записать как

$$U_0\tau_1 = 2/\sqrt{3} u \cos(\pi/3 + \Delta\theta), \quad (2.14a)$$

где угол $\Delta\theta$ определяет положение вектора u в секторе и отсчитывается от середины сектора, т.е. $-\pi/6 < \Delta\theta < \pi/6$. Если ввести угол $\Delta\alpha$, отсчитываемый от середины сектора входного напряжения u_p (рис. 2.22), т.е. совпадающий с положением вектора фазного напряжения, то при использовании состояния МС +1

$$U_0 = U_{01} = (2/3)\sqrt{3} U_m \cos(\Delta\alpha + \pi/6),$$

где U_m - амплитуда фазного напряжения сети, а при использовании состояния -3

$$U_0 = U_{02} = (2/3)\sqrt{3} U_m \cos(-\Delta\alpha + \pi/6).$$

Тогда вместо (2.14) для относительных времен τ_1 и τ_2 действия состояний +1 и -3 имеем уравнение

$$\cos(\Delta\alpha + \pi/6)\tau_1 + \cos(-\Delta\alpha + \pi/6)\tau_2 = m \cos(\pi/3 + \Delta\theta), \quad (2.22)$$

где m - отношение амплитуды выходного напряжения ко входному - коэффициент модуляции.

Соотношение между τ_1 и τ_2 должно быть таким, чтобы результирующий вектор тока был направлен по вектору фазного напряжения, т.е. он должен образовывать угол $\Delta\alpha$ с вещественной осью. При использовании состояний +1 в течение относительного времени τ_1 и -3 в течение относительного времени τ_2 вектор тока имеет вид

$$i e^{-j\pi/6} \tau_1 + i e^{j\pi/6} \tau_2,$$

т.е. чтобы направить его по вектору напряжения должно быть

$$\frac{-(\tau_1 - \tau_2)}{\sqrt{3}(\tau_1 + \tau_2)} = \operatorname{tg} \Delta\alpha. \quad (2.23)$$

Системе (2.22), (2.23) удовлетворяют τ_1 и τ_2 , приведенные в первых двух строках (2.24) [11,13]

$$\begin{aligned} \tau_1 &= 1.155m \cos(\pi/3 + \Delta\theta) \cos(\Delta\alpha + \pi/3) \\ \tau_2 &= 1.155m \cos(\pi/3 + \Delta\theta) \cos(\Delta\alpha - \pi/3) \\ \tau_3 &= 1.155m \cos(\pi/3 - \Delta\theta) \cos(\Delta\alpha + \pi/3) \\ \tau_4 &= 1.155m \cos(\pi/3 - \Delta\theta) \cos(\Delta\alpha - \pi/3). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Аналогично выводятся формулы для относительных времен τ_3 и τ_4 активизации состояний -7 и +9 (2.24). Максимальный коэффициент модуляции m получается на основании (2.24) из условия $\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4 = 1$ и равен 0.866. Возможно увеличение выходного напряжения до более высоких значений, но при этом ухудшается форма входного тока.

На рис.2.23 приведены кривые напряжений и токов в МС при $T_c = 278$ мкsec и при использовании закона управления (2.24). Видно, что напряжение и ток двигателя синусоидальны, почти без содержания высших гармоник, а ток сети имеет высокое содержание высших гармоник, поэтому необходимо применение входного фильтра, как это показано на рис.2.17. Там же показан результат прохождения сигна-

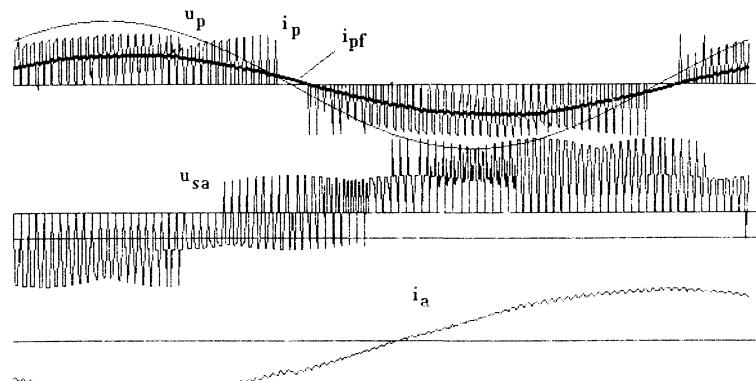


Рис.2.23. Процессы в МС при модуляции пространственного вектора

ла тока через апериодический фильтр 2-го порядка с постоянной времени 30мсек. Видно, что этот сигнал почти синусоидален и имеет весьма малый фазовый сдвиг по отношению к напряжению сети.

При разработке МС возникают две специфические проблемы: последовательность управления ключами МС и его защита. В отличие от инвертора напряжения, в котором при размыкании ключа начинает

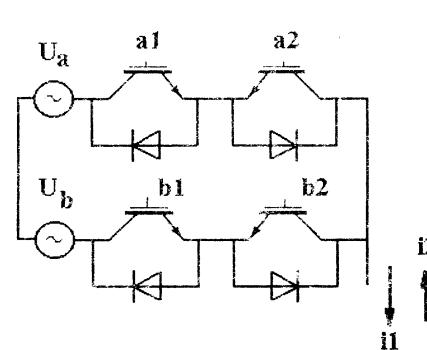


Рис.2.24.К определению последовательности коммутации ключей МС

чечей фазы сети, выходящей из работы, и двух ключей фазы, вступающей в работу, должна быть определенной, зависящей от направления протекания тока. Пусть, например, на рис. 2.24 ток i_1 должен переключаться от фазы U_a к фазе U_b . Тогда последовательность

коммутации такова (после каждой коммутации вводится задержка для полного переключения прибора): 1) отключение a_2 для исключения обходного пути для тока; 2) включение b_1 , при этом ток переходит на b_1 , если $U_b > U_a$, или остается протекать через a_1 , если $U_a > U_b$; 3) отключение a_1 , при этом ток в любом случае протекает через b_1 ; 4) включение b_2 , т.е. $(-a_2)$, $(+b_1)$, $(-a_1)$, $(+b_2)$. Если же ток течет в направлении i_2 , то последовательность такова: $(-a_1)$, $(+b_2)$, $(-a_2)$, $(+b_1)$. Таким образом, для реализации этого алгоритма нужно знать знак тока, который может быть определен по знаку падения напряжения на ключе [12].

Защита МС усложнена тем фактом, что в нем в связи с отсутствием накапливающего энергию конденсатора все процессы в сети сразу же проявляются на выходе. На рис. 2.25 приведена типовая схема защиты МС [15]. При аварийном режиме все ключи МС отключаются немедленно, и на обмотках двигателя появляются большие перенапряжения, которые превышают уровень напряжения сети, допустимый для ключей; диоды, подсоединеные к обмотке двигателя, проводят при этом ток и заряжают конденсатор, который аккумулирует электромагнитную энергию, запасенную в обмотке двигателя, и ограничивает перенапряжение. Имеются схемы с уменьшенным числом диодов [15], там же приведены соотношения для расчета емкости конденсатора. Ведутся также разработки схемы защиты с использованием варисторов [12].

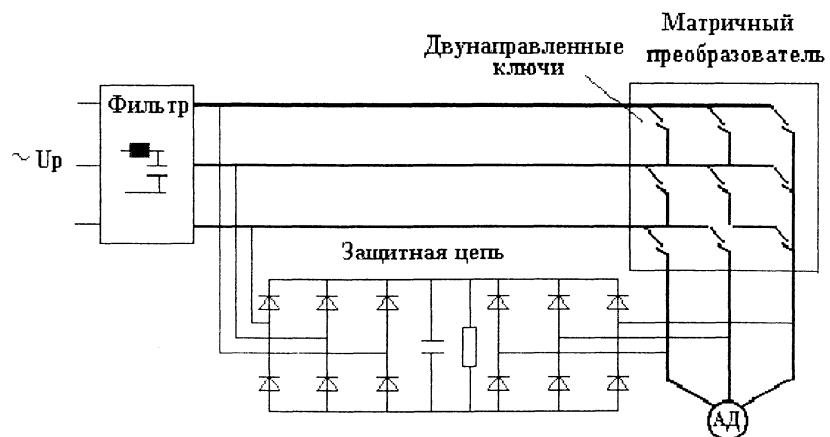


Рис.2.25. Схема защиты МС

ГЛАВА 3 Прямое управление моментом асинхронного двигателя(DTC)

1.Принципы управления

Существует большое разнообразие систем управления асинхронными двигателями (АД). Наиболее простая (и исторически одна из первых)- это так называемая система вольт/герц (U/f), в которой частота трехфазного напряжения, питающего АД, устанавливается равной (точнее, пропорциональной) желаемой частоте вращения двигателя, а с целью примерного сохранения электромагнитных характеристик АД (определеняемых потокосцеплением статора) амплитуда этого напряжения изменяется примерно пропорционально частоте (с учетом падения напряжения на сопротивлении статора). Такая система имеет невысокую точность и плохие динамические характеристики, однако, широко используется и в настоящее время, так как во многих случаях лучшие характеристики и не требуются.

Однако с развитием силовой и слаботочной электроники появилась возможность замены двигателей постоянного тока, являющихся основным видом двигателя в высокоточных электроприводах, асинхронными двигателями, являющимися значительно более простыми, дешевыми и надежными. Это потребовало разработки новых способов управления ими.

В 1972 г. Ф.Блашке предложил новый принцип управления, основанный на регулировании составляющих i_{sd} i_{sq} вектора статорного тока i_s , направленных по и перпендикулярно вектору потокосцепления ротора Ψ_r [16], (см. также [17]). Такой метод управления, который автор назвал "трансвекторным", получил также названия "векторная ориентация" или "векторное управление".

Принцип векторного управления виден из соотношений (1.28), (1.33), из которых следует, что управление током i_{sd} позволяет управлять потоком двигателя независимо от его момента и скорости вращения, а током i_{sq} - моментом двигателя. Эти соотношения напоминают соотношения для двигателя постоянного тока, где вместо i_{sd} используется ток возбуждения, а вместо i_{sq} -ток якоря. Наилучшие характеристики получаются в системах так называемой прямой векторной ориентации, в которой положение вектора Ψ_r непосредственно измеряется или оценивается. Структурная схема такого электропривода приведена на рис.3.1.

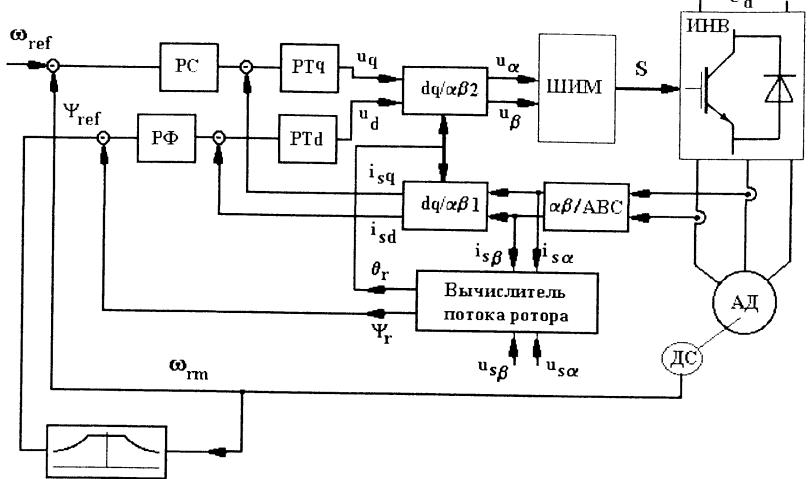


Рис.3.1. Структурная схема системы с векторным управлением

АД питается от инвертора напряжения ИНВ. Вычислитель потока ротора использует формулу (1.21) при $\omega_k=0$ для вычисления составляющих вектора потокосцепления статора и (1.25) для вычисления составляющих потокосцепления ротора $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$, по которым вычисляется модуль и угловое положение вектора Ψ_r

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}, \theta_r = \arctg(\Psi_{r\beta}/\Psi_{r\alpha}) \quad (3.1)$$

(или же $\sin\theta_r, \cos\theta_r$). Возможны и другие способы определения Ψ_r, θ_r , часть из которых будет рассмотрена далее. Блок $\alpha\beta/ABC$ вычисляет составляющие тока статора $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ по (1.9), а блок $dq/\alpha\beta 1$ -составляющие i_{sd}, i_{sq} по (1.11). Последние поступают на входы пропорционально - интегральных регуляторов токов PTd, PTq как сигналы обратной связи. Выходы регуляторов блоком $dq/\alpha\beta 2$ преобразуются обратно из врачающейся системы координат в неподвижную, в результате чегорабатываются величины u_α, u_β , служащие для формирования импульсов ШИМ (например, с использованием (2.13)). Заданием тока i_q является выход регулятора скорости, а тока i_d -выход регулятора потока. Задание потокосцепления ротора постоянно

до основной скорости и уменьшается выше основной примерно обратно пропорционально скорости.

Описанная схема может обеспечить высокую точность регулирования, неплохую динамику и низкое содержание высших гармоник в токе двигателя. Из рассмотрения схемы виден ряд ее особенностей. Хорошая настройка регуляторов тока требует точного знания параметров АД, которые могут изменяться в процессе работы, что будет ухудшать характеристики регуляторов. Наличие внутренних контуров тока со сложной динамикой замедляет быстродействие внешнего регулятора скорости. В системе необходимо иметь преобразователи координат и узел ШИМ. Таким образом, схема оказывается достаточно сложной. Тем не менее, она получила широкое распространение, серийно выпускается рядом фирм и является типовым решением. Существуют также много модификаций этой схемы.

В 1986 г. в [18] был предложен принципиально новый способ управления АД с инвертором напряжения, в котором действующее состояние инвертора выбирается таким, чтобы уменьшить ошибку регулируемой величины, причем выбор состояния зависит только от знака ошибки, но не от ее абсолютного значения. Для управления АД используются две регулируемые величины: потокосцепление статора Ψ_s , которое держится на постоянном уровне Ψ_{ref} , и момент двигателя M_d , который устанавливается равным заданному значению M_{ref} . Выбираемое состояние инвертора зависит от знаков ошибок $\varepsilon_m = M_{ref} - M_d$ и $\varepsilon_\Psi = \Psi_{ref} - \Psi_s$. Так как для реализации системы в настоящее время используются исключительно цифровые устройства, то система работает с дискретностью T_c ; это значит, что выбранный вектор удерживается в течение T_c , после чего или же сохраняется, или заменяется другим, если хотя бы одна из ошибок изменила знак.

Выбираемые состояния инвертора зависят также от положения вектора Ψ_s . Для этой цели все пространство состояний инвертора разделяется на 6 секторов, протяженностью 60° каждый, причем середина первого сектора направлена по вещественной оси (рис.3.2.). Из (1.21), полагая $\omega_k=0, R_s=0$, получаем приращения составляющих вектора Ψ_s за время T_c :

$$\Delta\Psi_{s\alpha} = u_{s\alpha}T_c, \Delta\Psi_{s\beta} = u_{s\beta}T_c \quad (3.2)$$

где $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ -составляющие выбранного вектора напряжения.

Имея в виду, что модуль вектора Ψ_s определяется выражением,

аналогичным (3.1), для приращения модуля получаем:

$$\Delta \Psi_s = (2 \Psi_{s\alpha} \Delta \Psi_{s\alpha} + 2 \Psi_{s\beta} \Delta \Psi_{s\beta}) / 2 \Psi_s = (\cos \theta u_{s\alpha} + \sin \theta u_{s\beta}) T_c = u_{sd} T_c, \quad (3.3)$$

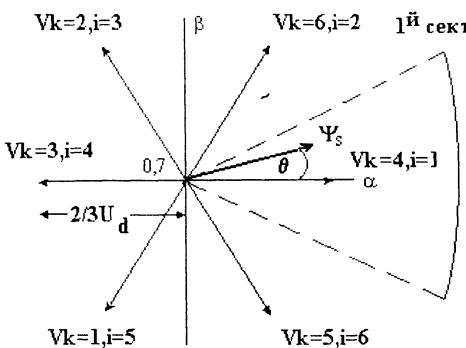


Рис.3.2. Вектор Ψ_s в системе пространственных векторов напряжения инвертора

$$M_d = k_{md} \Psi_s \Psi_r \sin \theta_{sr}. \quad (3.4)$$

При регулировании величины Ψ_s , Ψ_r почти не меняются, так что для изменения момента нужно изменить угол θ_{sr} . Если, например, вектор Ψ_s в первом секторе (рис.3.2), то для $V_k=6$ и $V_k=2$ $\Delta M_d > 0$, а для $V_k=5$ и $V_k=1$ $\Delta M_d < 0$. Для $V_k=4$ и $V_k=3$ знак ΔM_d зависит от положения вектора Ψ_s внутри сектора; в основных вариантах эти состояния не используются. Таким образом, имеем табл.3.1. Если обозначить i - номер сектора, как на рис.3.2., то получим таблицу 3.2.

Табл.3.1. Реализуемые состояния при Ψ_s в первом секторе

знак ε_m	знак ε_Ψ	V_k
1	1	6
1	-1	2
-1	1	5
-1	-1	1

Табл.3.2. Реализуемые состояния при Ψ_s в i -том секторе

знак ε_m	знак ε_Ψ	V_i
1	1	$i+1$
1	-1	$i+2$
-1	1	$i-1$
-1	-1	$i-2$

Системы электропривода, в которых реализуется описанный принцип управления, называются системами с прямым (непосредственным) управлением моментом (Direct Torque Control-DTC). Мы сохраним эту английскую аббревиатуру, чтобы облегчить чтение литературы на английском языке, на котором написано подавляющее число работ по рассматриваемой тематике.

Системы, в которых реализована таблица 3.2, далее будем называть системами М1.

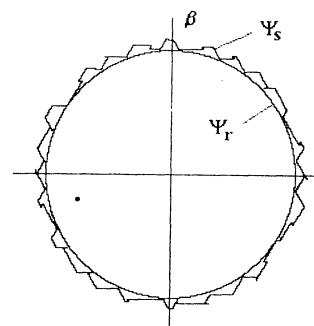


Рис.3.3. Годографы векторов Ψ_s , Ψ_r

$$\Delta \theta_{sr} = \Delta \theta - \omega_s T_c \quad (3.5)$$

где $\Delta \theta$ - изменение угла вектора Ψ_s . Имеем с учетом (3.2):

$$\begin{aligned} \Delta \theta &= \operatorname{arctg} \frac{\Psi_{s\beta} + \Delta \Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha} + \Delta \Psi_{s\alpha}} - \operatorname{arctg} \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} = \frac{1}{\Psi_s} (\Delta \Psi_{s\beta} \cos \theta - \\ \Delta \Psi_{s\alpha} \sin \theta) &= \frac{T_c}{\Psi_s} (u_{s\beta} \cos \theta - u_{s\alpha} \sin \theta) = \frac{T_c}{\Psi_s} u_{sq}, \end{aligned} \quad (3.6)$$

откуда с учетом (3.3)

$$\begin{aligned} \Delta M_d &= k_{md} \Psi_r \theta [\Delta \Psi_s \sin \theta_{sr0} + \Psi_{ref} T_c (u_{sq} / \Psi_s - \omega_s)] = \\ &= T_c k_{md} \Psi_r \theta (u_{sd} \sin \theta_{sr0} + u_{sq} - \omega_s \Psi_{ref}), \end{aligned} \quad (3.7)$$

где Ψ_{r0}, θ_{sr0} соответствуют исследуемому установившемуся режиму при $\Psi_s = \Psi_{ref}$, $M_d = M_{ref}$ и u_{sq} - проекция вектора напряжения инвертора на направление, перпендикулярное Ψ_s .

Для расчета Ψ_{r0}, θ_{sr0} можно воспользоваться приближенными соотношениями:

$$\Psi_{r0} = K_s \Psi_{ref}, \quad \sin \theta_{sr0} = M_d / k_m d K_s \Psi_{ref}^2, \quad (3.8)$$

где $K_s = L_m / L_s$ - коэффициент связи статора.

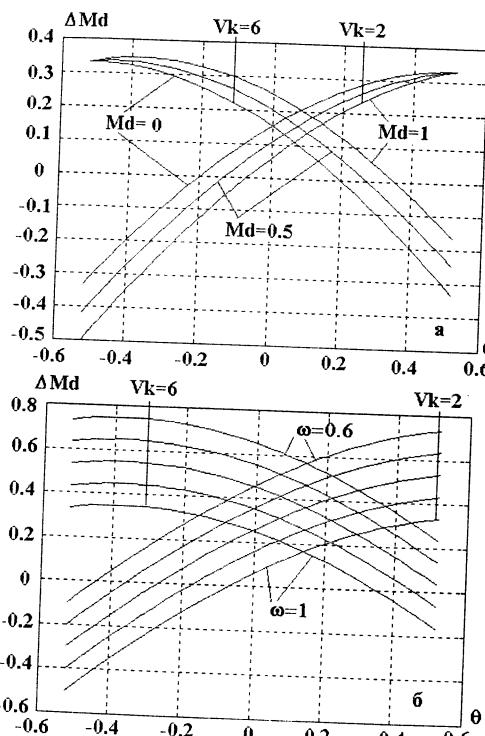


Рис.3.4.Зависимость изменения момента от положения вектора Ψ_s при различных:
а) M_d для $\omega_s=1$; б) ω_s для $M_d=1$.

На рис.3.4 приведены рассчитанные по (3.7) величины приращения момента (только величина в скобках). Видно, что в некотором диапазоне положений вектора Ψ_s при скоростях вращения близких к номинальной происходит не увеличение, а уменьшение момента. На рис.3.5 показаны полученные моделированием величины момента двигателя M_d , состояние инвертора V_k и угол θ при прохождении первого сектора, $\omega_s=1, T_c=0.021(69$ мксек). Действительно, в первой части сектора состояние $V_k = 2$ приводит не к увеличению, а к уменьшению момента (точки "а"), в середине сектора момент при $V_k = 2$ почти не меняется (точки "б"), в последней части сектора момент возрастает (точки "с").

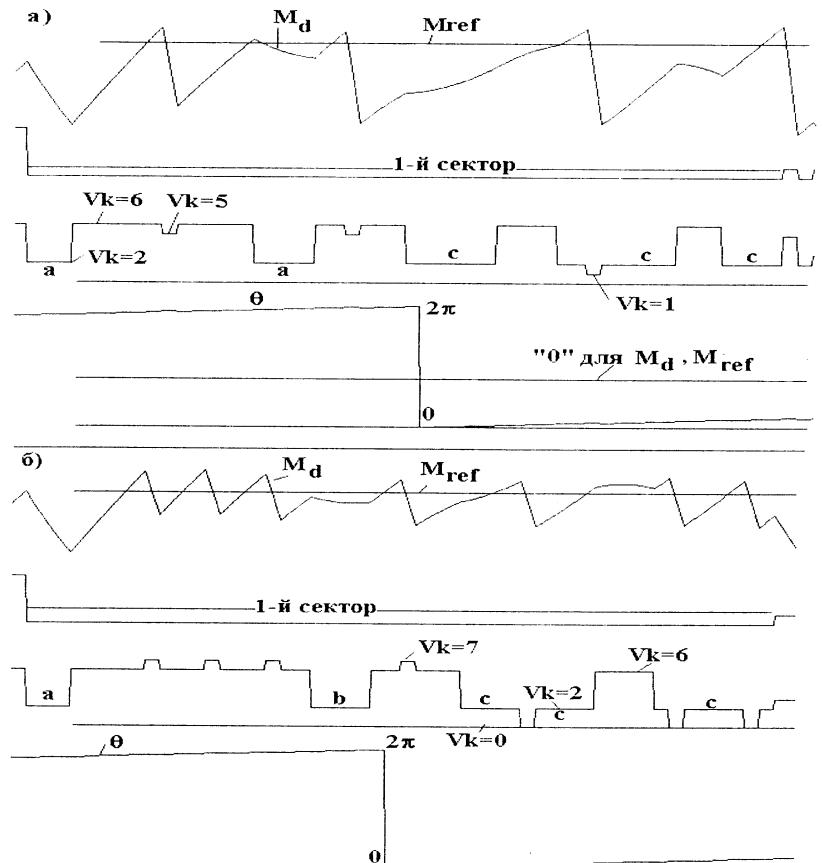


Рис.3.5.Процессы в электроприводе с DTC: а)-для M1; б)-для M2.

Таким образом, весь сектор может быть разделен на три подсектора: $-\pi/6 \leq \theta < \theta_1$; $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$; $\theta_2 \leq \theta < \pi/6$. В первом подсекторе $\Delta M_d(V_k=2) < 0$, $\Delta M_d(V_k=6) > 0$, во втором подсекторе $\Delta M_d(V_k=2) > 0$, $\Delta M_d(V_k=6) > 0$, в третьем $\Delta M_d(V_k=2) > 0$, $\Delta M_d(V_k=6) < 0$. Границы подсекторов определяются как [19] :

$$\theta_1 = \arcsin \frac{d}{\sqrt{1 + \theta_{sr0}^2}} - \arctg \frac{\sqrt{3} - \theta_{sr0}}{\sqrt{3} \theta_{sr0} + 1}, \quad (3.9)$$

$$\theta_2 = -\arcsin \frac{d}{\sqrt{1+\theta_{sr0}^2}} + \arctg \frac{\sqrt{3} + \theta_{sr0}}{1 - \sqrt{3}\theta_{sr0}}, \quad (3.10)$$

$d=1.5\omega_s \Psi_{ref}/U_d$. При увеличении ω_s углы θ_1 и θ_2 сближаются, и при некоторой скорости ω_{sm} они равны, так что для каждого угла θ во всем диапазоне существует только один вектор V_k , для которого $\Delta M_d > 0$, т.е. не существует возможности для выбора V_k в зависимости от ошибки ϵ_ψ . Эту величину ω_{sm} можно рассматривать как предельную. Анализ показывает весьма слабую ее зависимость от θ_{sr0} , поэтому из условия $\theta_1 = \theta_2$ при $\theta_{sr0} = 0$ получаем:

$$\frac{\omega_{sm} \Psi_{ref}}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (3.11)$$

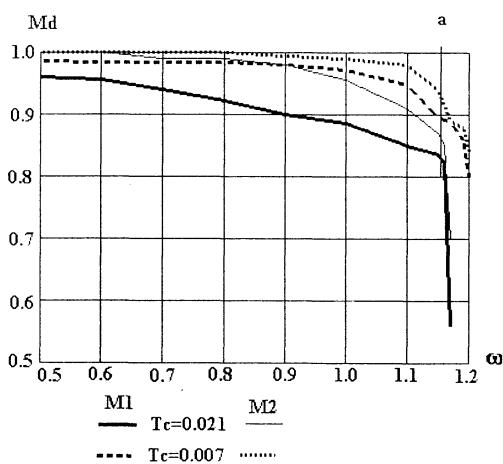


Рис.3.6.Средний момент в функции скорости

лой дискретности вычислений.

Из этого рис., а также из рис.3.5а видна еще одна особенность системы. Системы DTC в настоящее время реализуется с помощью цифровых устройств (цифровых сигнальных процессоров), поэтому им присущи задержка выполнения вычислений t_d и дискретность повторения вычислений T_c . Надо также отметить, что с целью

уменьшения частоты коммутации инвертора для определения знаков ϵ_m и ϵ_ψ используются релейные схемы (реализуемые, естественно, программно) с гистерезисом шириной петли для момента $2dM0$ и для потока $2dF0$, т.е. $\epsilon_m = 1$ при $M_{ref} - M_d > dM0$, $\epsilon_m = -1$ при $M_{ref} - M_d < -dM0$, при $-dM0 > M_{ref} - M_d < dM0$ сохраняется предыдущее значение; аналогично для ϵ_ψ , Ψ_s .

Так как момент фиксации тока (и, следовательно, соответствующего момента двигателя) никак не связан с фактическими значениями регулируемых координат, то отклонение M_d от M_{ref} может превосходить $dM0$ на величину $(t_d + \delta T_c)dM/dt$, где δ -случайная величина, которую можно считать равномерно распределенной на отрезке $[0,1]$ ($\delta=0$, если в момент фиксации $|M_{ref} - M_d| = dM0 + \epsilon$, где ϵ -весьма малая величина, тогда через t_d вектор V_k будет изменен, $\delta=1$, если в момент фиксации $|M_{ref} - M_d| = dM0 - \epsilon$, так как при этом только через T_c будет обнаружено превышение зоны нечувствительности).

Скорость увеличения момента определяется на основании (3.7) как разность величин, при больших скоростях близких между собой, поэтому она относительно невелика, тогда как скорость уменьшения момента определяется суммой этих величин и значительно больше. Это хорошо видно на рис.3.5а. Таким образом, отклонения момента в сторону уменьшения значительно превосходят отклонения в сторону увеличения; это приводит к тому, что среднее значение момента оказывается меньше заданного и уменьшается с ростом скорости и увеличением дискретности. Это также хорошо видно на рис. 3.6.

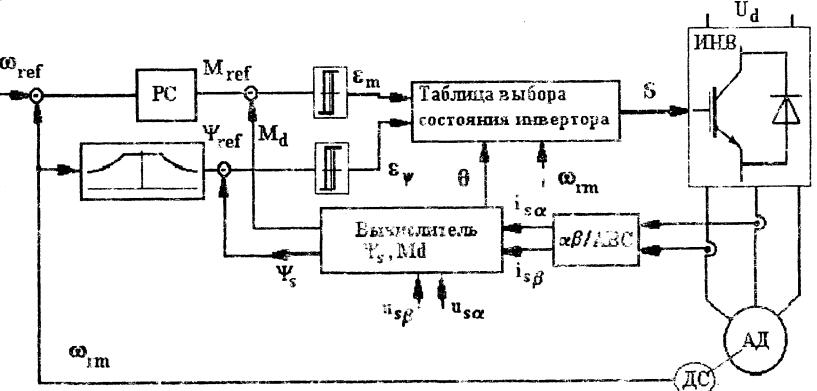


Рис.3.7.Структурная схема электропривода с DTC.

На рис.3.7 приведена структурная схема электропривода с DTC. Учитывается, что в ряде случаев выбор состояния инвертора зависит также от скорости двигателя, как это будет видно далее. На рис.3.8 показан процесс отработки толчка задания момента при $\omega_r=0.98$, $T_c=0.007$ (23 мсек), здесь и далее, если не оговорено другое, $L_s=2.5$, $\sigma=0.08$, $R_s=R_r=0.03$, $K_s=K_r=0.96$. При увеличении момента имеет задержку в 1.5 мсек, вызванную ограниченным запасом по напряжению, уменьшается момент практически мгновенно. На рис.3.9 показан процесс разгона и реверса АД при задании момента. Видна высокая динамичность привода, а также то, что Ψ_s в динамике практически не меняется.

Как это следует из (3.7), $dM/dt<0$ при выборе нулевого вектора (состояния 0 или 7). Поэтому при $\varepsilon_m = -1$ для уменьшения момента АД можно использовать только нулевые векторы. Тогда таблица 3.2 превращается в таблицу 3.3. Такие системы будем называть M2.

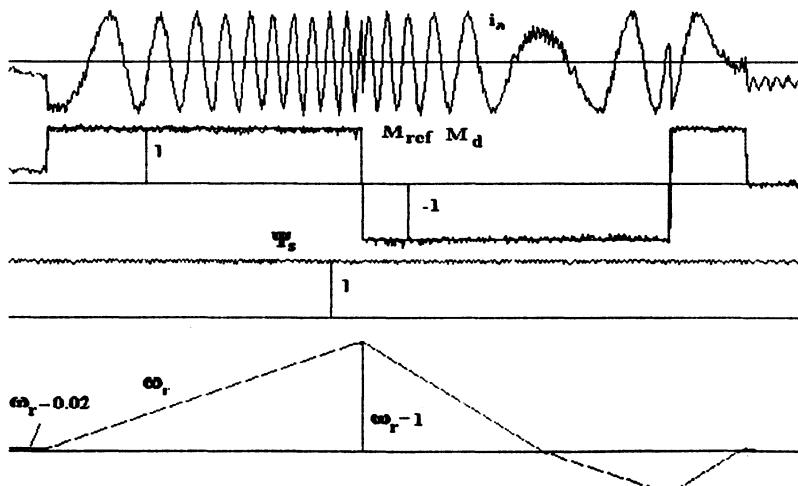


Рис.3.8. Отработка толчка момента для М1.

Табл.3.3. Реализуемые состояния для системы М2.

знак ε_m	знак ε_ψ	V_i
1	1	$i+1$
1	-1	$i+2$
-1	1	0.7
-1	-1	0.7

Для уменьшения числа переключений инвертора состояния 3, 5, 6 переходят в состояние 7, а 1, 2, 4-в состояние 0. Сравнение процессов на рис.5а и 5б показывает, что абсолютная скорость уменьшения момента для М2 уменьшается, что приводит к меньшим колебаниям момента, увеличению его среднего значения (рис.3.6). К сожалению, система имеет некоторые ограничения. При уменьшении скорости вращения скорость уменьшения момента также уменьшается. При малых скоростях ($\omega_3 < 0.03-0.05$) уменьшение момента происходит достаточно долго. При этом используется нулевой вектор, и под действием падения напряжения на R_s происходит уменьшение потока статора Ψ_s (демагнитизация), что зафиксировано на рис.3.10.

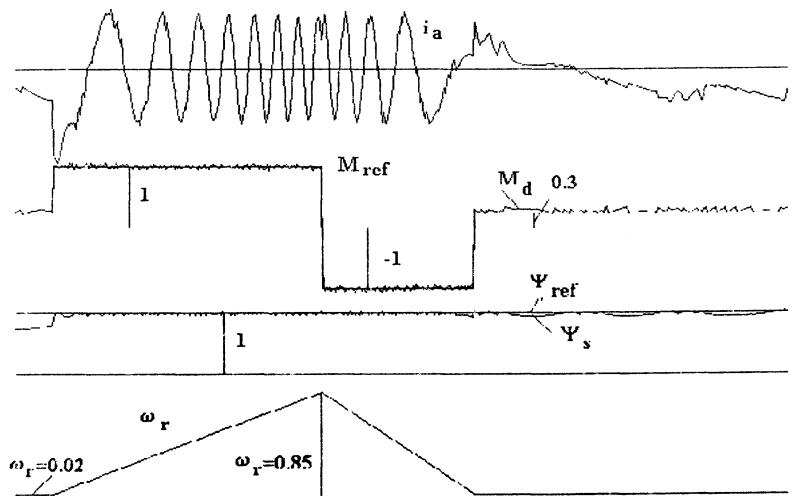


Рис.3.10.Работа электропривода с DTC, система М2 на малой скорости.

Кроме того, возникают проблемы при изменении направления вращения АД. При этом состояния V_{i+1} , V_{i+2} должны быть заменены состояниями V_{i-1} , V_{i-2} и наоборот. В системе М1 это происходит автоматически, так как при изменении направления вращения знаки M_{ref} и M_d также изменяются, и, например, прежнее условие $\varepsilon_m = 1$

теперь соответствует $\varepsilon_m = -1$, что приводит к правильному выбору состояния инвертора. Для системы M2 это не так, и при изменении направления вращения при $\varepsilon_m = -1$ должны выбираться не нулевые состояния, а V_{i-1}, V_{i-2} , а нулевые при $\varepsilon_m = 1$. Такое изменение коммутаций тяжело обеспечить точно в момент перехода через нуль, и возможна нечеткая работа в окрестности нуля скорости. Для улучшения характеристик целесообразно при малой скорости переходить от системы M2 к M1[20]. Кроме того, использование M1 может оказаться целесообразным при отработке больших заданий на уменьшение момента [18]. На рис.3.11 показан процесс при таком управлении, указаны моменты, когда используются управление M1 и M2. Видно, что поток статора поддерживается постоянным во всех режимах.

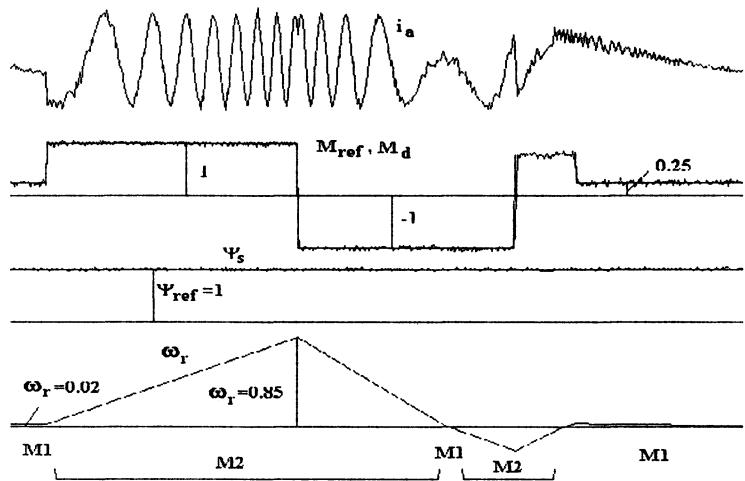


Рис.3.11. Процессы в электроприводе при использовании таблиц M1 и M2.

Кроме описанных методов управления M1 и M2 с использованием двухпозиционного гистерезисного регулятора момента возможно применение трехпозиционного регулятора (рис.3.12, таблица 3.4), как это было еще предложено в [18]; исследованию такой системы, которую будем называть M3, посвящено много работ. В этой системе обеспечивается работа в режиме M2 в установившемся режиме, нормальный реверс и переход в режим M1 при отработке больших изменений задания момента, однако демагнитизация при малых скоростях сохраняется (рис.3.13). Для ее исключения возможно при малых скоростях устанавливать нулевой гистерезис.

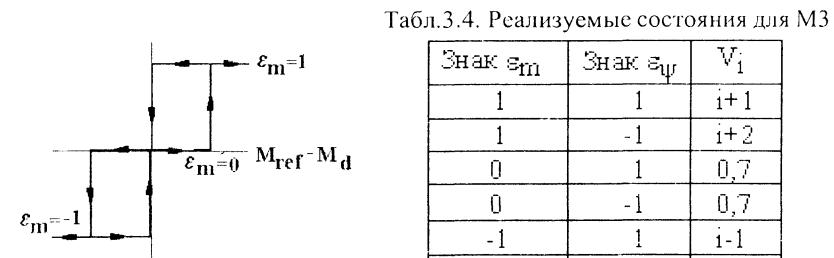


Рис.3.12. Трехуровневый гистерезисный регулятор для M3.

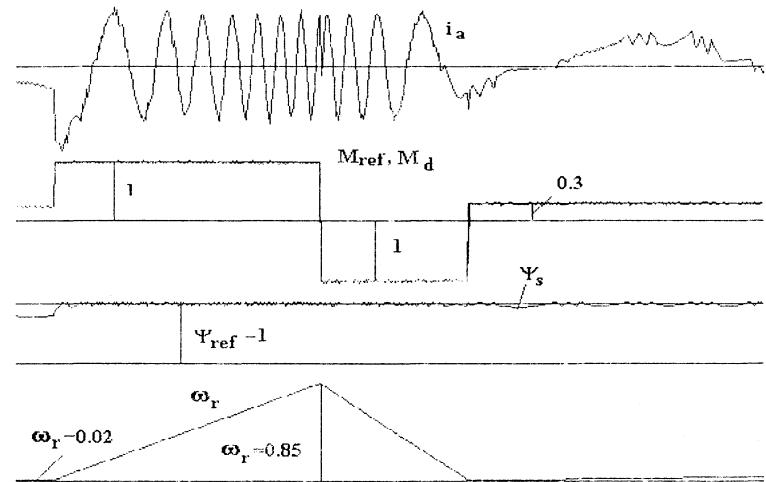


Рис.3.13. Процессы в электроприводе при использовании таблицы M3.

При этом процесс практически не отличается от приведенного на рис.3.11.

Рассмотрим другие особенности работы электропривода с DTC. Электропривод с DTC дает возможность работать при скорости выше номинальной. Как это следует из (3.11), при этом Ψ_{ref} должно уменьшаться. Имеется ряд работ, посвященных оптимизации электропривода в этом диапазоне, однако, достигаемый эффект невелик, поэтому на практике используется простейший алгоритм: при $\omega_s \leq \omega_s \text{ nom}$ $\Psi_{ref} = \Psi_s \text{ nom}$, а при $\omega_s > \omega_s \text{ nom}$

$$\Psi_{ref} = \Psi_s \text{ nom} \frac{\omega_s \text{ nom}}{\omega_s}. \quad (3.12)$$

На рис.3.14 зафиксирован процесс разгона АД до двойной скорости с использованием пропорционально-интегрального регулятора скорости и задатчика интенсивности. Алгоритм DTC- M2 с переходом к M1, как это было описано выше.

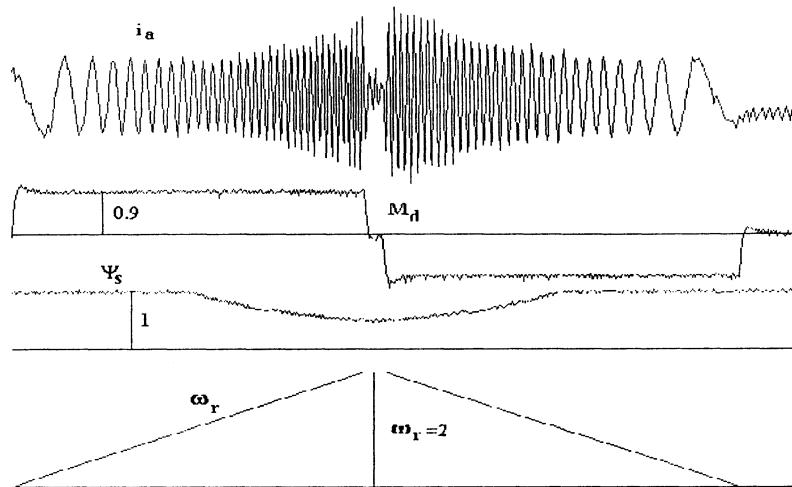


Рис.3.14. Разгон до двойной скорости

Важный вопрос при применении DTC- это обеспечение пуска АД без сверхтоков. Существуют различные способы, простейший из которых - возбуждение двигателя постоянным током. Для этой цели выбирается одно из состояний инвертора, например, $V_k=4$ (тогда ток направлен по оси α) и инвертор управляется под контролем гистерезисного регулятора тока: когда $i_\alpha > I_m$, $V_k=0$, когда $i_\alpha < I_m - \Delta$, $V_k=4$ пока $I_m - \Delta < i_\alpha < I_m$, сохраняется предыдущее состояние. Этот процесс продолжается, пока Ψ_s с точностью до $dF0$ станет равным Ψ_{ref} , после чего DTC включается, и подается задание потока Ψ_{ref} . На рис.3.15 зафиксирован процесс начального пуска невозбужденного АД, причем было принято $I_m=2$, $\Delta=0.1$.

Для ряда электроприводов должен быть обеспечен так называемый "пуск на ходу", или "flying start", когда система должна включаться на врачающийся невозбужденный двигатель. Такой режим характерен, например, для транспорта, когда двигатель должен включаться при движущемся по инерции транспортном средстве. Существует ряд способов осуществления пуска на ходу. Конечно,

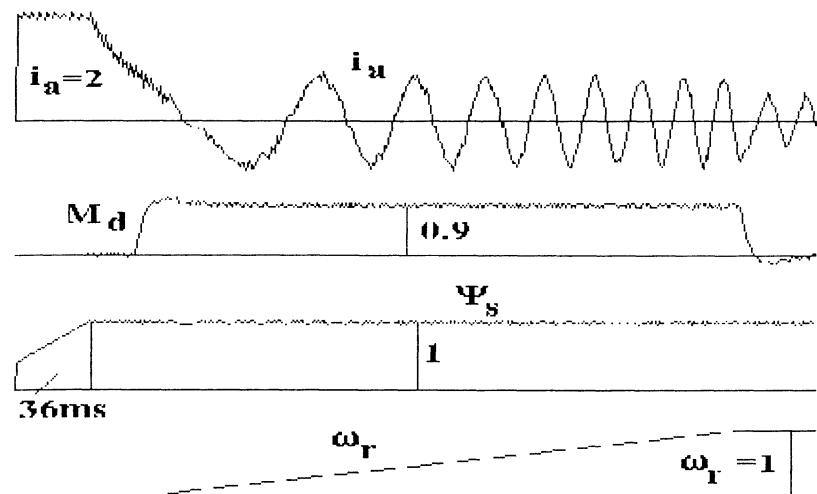


Рис.3.15.Пуск невозбужденного двигателя

задача упрощается при наличии датчика скорости, однако мы будем предполагать, что таковой отсутствует. Возбуждение постоянным током даже при его максимальной величине, допускаемой инвертором, может не обеспечить номинальное возбуждение АД из-за большого скольжения, поэтому возможно использовать следующий алгоритм: сначала АД возбуждается постоянным током в течение определенного времени (30-50 мсек), как это было описано выше, при этом поток достигает некоторой величины Ψ_{smin} , а затем включается DTC, и задание Ψ_{ref} плавно, под контролем тока, увеличивается от Ψ_{smin} до номинальной величины. Если максимум тока превышает I_m , то скорость нарастания Ψ_{ref} ограничивается. При этом $M_{ref}=0$ (рис.3.16).

Токоограничение имеет большое значение для надежной работы электропривода, поскольку ток непосредственно не ограничивается. Следует отметить очевидный факт, что подача нулевого напряжения при перегрузках приводит к противоположному эффекту: возникает режим короткого замыкания АД, при котором ток существенно увеличивается [1]. Узел токоограничения функционирует не только при пуске, как это было описано выше, но и при нормальной работе, воздействуя на уменьшение M_{ref} . На рис.3.17 показан несколько искусственный пример, когда при работе на номинальной скорости задание потока уменьшается вдвое, при этом ток существенно

возрастает, но в момент z вступает в работу узел токоограничения, настроенный на $I_m=1.8$, и ток ограничивается путем снижения задания момента.

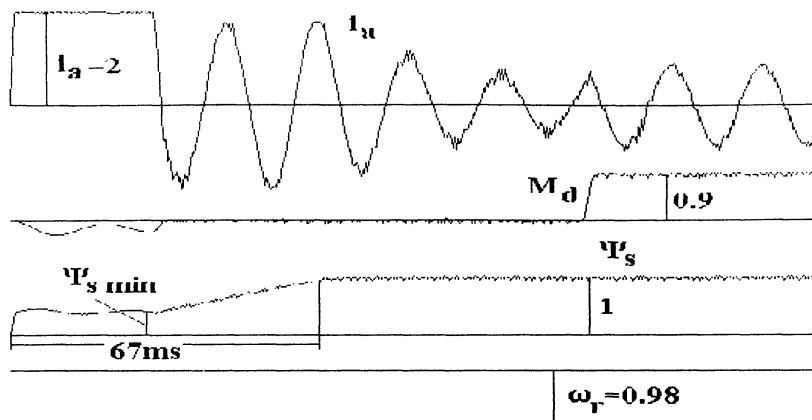


Рис.3.16. Включение невозбужденного, вращающегося с номинальной скоростью двигателя

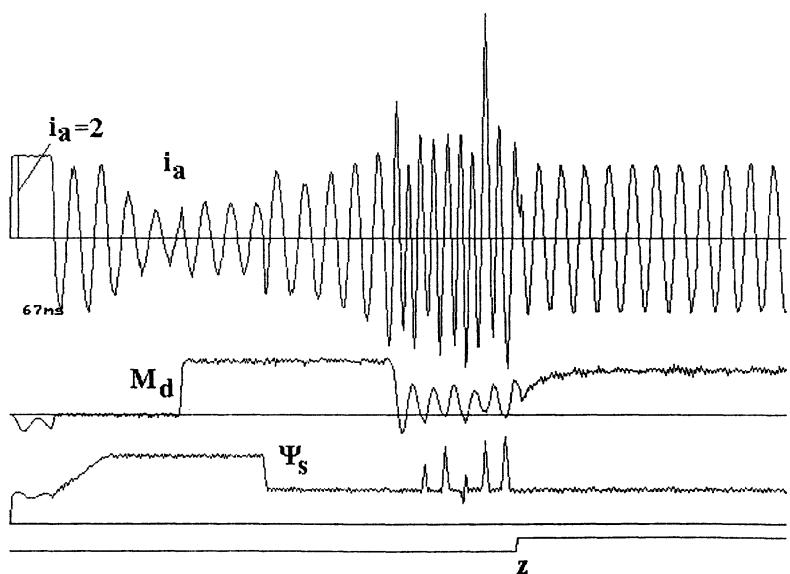
2.Характеристики процесса регулирования

Как видно из приведенного выше описания системы DTC, она структурно проста и имеет только два настраиваемых параметра: $dM0$ и $dF0$. На характеристики системы существенно влияет также дискретность T_c ; обычно в изготовленном электроприводе она не может быть изменена, так как она определяется выбранной элементной базой, заложенной программой, установленными датчиками и т.п.

Величинами, характеризующими качество системы, являются флюктуации момента двигателя ΔM_d , частота коммутации инвертора f_k , содержание высших гармоник в токе двигателя C_h . Несмотря на простоту системы, получить аналитические выражения для этих величин достаточно сложно, что связано с нелинейностью системы, ее нестационарностью (зависимостью характеристик от положения вектора Ψ_s в секторе), влиянием случайного момента фиксации измеряемых координат. В имеющихся в небольшом количестве работах не все эти факторы учтены, что делает их результаты не всегда достоверными. Поэтому основным методом получения указанных характеристик является моделирование. Для этой цели возможно использовать как специальные языки MATLAB, Simulink, так и языки высокого уровня общего применения (например, Turbo Pascal). В большинстве случаев приведенные в книге результаты получены с помощью именно этого языка, хотя в ряде задач был использован MATLAB-Simulink, а в некоторых случаях в целях сопоставления задача решалась двумя способами. Было найдено, что в большинстве случаев задача, написанная на языке Turbo Pascal, решается за меньшее время, чем с использованием Simulink, и во много раз быстрее, чем при использовании программ, написанных на языке MATLAB. Что касается времени, затрачиваемого на программирование, то после первоначального накопления требуемых подпрограмм написание новой программы или ее модернизация при использовании Turbo Pascal требует меньшего времени, чем при использовании Simulink.

Рассмотрим вначале моментные характеристики. С одной из них мы уже встречались в предыдущем параграфе. Это зависимость среднего момента двигателя от скорости при постоянном задании M_{ref} . На рис.3.6 приведены эти характеристики при $M_{ref}=1$ для систем M1 и M2, откуда следует, что система M1 не обеспечивает удовлетворительных в этом смысле характеристик. На рис.3.18 приведено сопоставление систем M2 и M3 при различных величинах дискретности и двух значениях задания: $M_{ref}=1$ и $M_{ref}=0.25$. Видно, что система M3 дает худшие характеристики, особенно при больших T_c , что связано с частым использованием ею активных векторов вместо

Рис.3.17. Работа узла токоограничения



нулевых при необходимости уменьшения момента- из-за больших отклонений ε_m от dM_0 вследствие влияния дискретности.

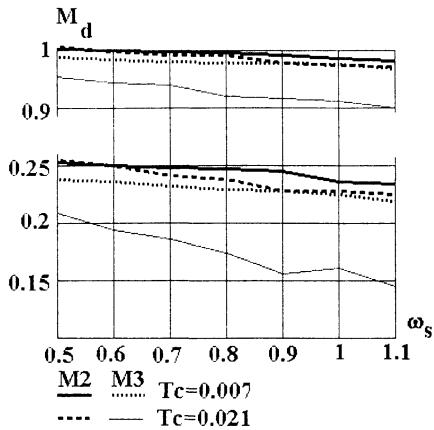


Рис.3.18.Зависимость M_d от скорости

Что касается флуктуаций момента, то в существующей литературе чаще используется его среднеквадратичное отклонение от среднего значения [21], однако по нашему мнению эта характеристика не всегда удовлетворительна, так как флуктуации момента нестационарны, в начале сектора они значительно больше, и кроме того, большие, пусть даже не частые флуктуации момента оказывают на электропривод большее отрицательное влияние, чем более частые, но меньшие. Поэтому будем рассматривать такую

характеристику как размах колебаний момента $dm = M_{max} - M_{min}$ при постоянном M_{ref} . Эта величина носит случайный характер, что вытекает из следующих рассуждений :пусть, например, знак $\varepsilon_m = -1$ и $V_k=0$, спустя некоторое время обнаружен знак $\varepsilon_m=1$; пусть знак $\varepsilon_\psi = -1$, и выбирается состояние $V_k=2$ (предполагается, что Ψ_s в первом секторе). Но при больших скоростях момент при этом не увеличивается, а продолжает уменьшаться (рис.3.4, 3.5), пока изменение потока не приведет к $V_k=6$ и т.п., т.е. рассматриваемая характеристика может быть определена только моделированием. При этом чем больше отрезок времени, на котором рассматривается момент, тем большая вероятность зафиксировать максимальное значение dm . Чтобы, однако, не сопоставлять значения M_{max} и M_{min} , разделенные большим временным интервалом, сначала фиксировались значения dm на протяжении одного периода основной частоты ω_s , а затем находилась максимальная величина из зафиксированных на протяжении достаточно большого числа периодов (в наших исследованиях-10).

На рис.3.19 приведена величина dm для M2 . Видно существенное влияние дискретности, которое при больших T_c преобладает над шириной петли гистерезиса. При $dF0=0.03$ (обычное значение) dm увеличивается с ростом скорости, интересно, что при $dF0=0$ эта

зависимость почти не выражена, при этом dm равно примерно среднему значению dm при $dF0=0.03$.

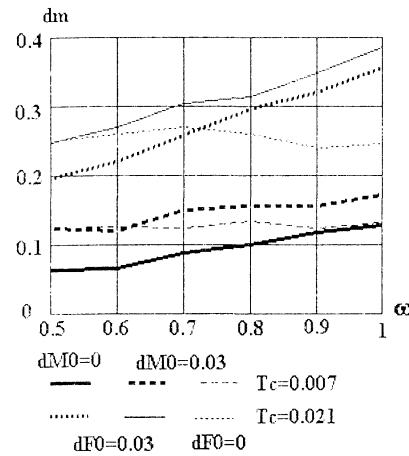


Рис.3.19.Зависимость dm от скорости для M2

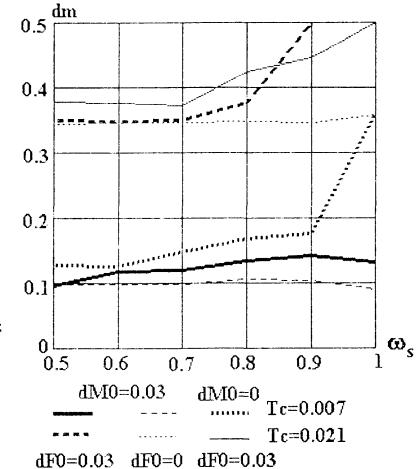


Рис.3.20. Зависимость dm от скорости для M3.

На рис.3.20 приведены аналогичные зависимости для M3. Видно, что флуктуации в общем случае больше. Так как при малых скоростях M2 переходит к M1, на рис.3.21 показаны флуктуации момента для этой системы при двух значениях dM_0 .

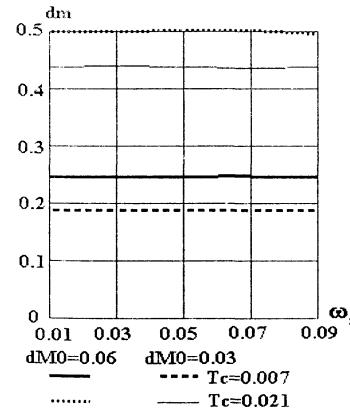


Рис.3.21. Значения dm для M1.

$f_k = N_{cp}/(2T_H)$,
т.е. за одну коммутацию принимается переключение с одного ключа на другой и обратно, причем T_H

равно целому числу периодов основной частоты. На рис.3.22 приведены зависимости частоты коммутации от скорости для M2 при $M_{ref} = 1$. Видно, что эта зависимость имеет максимум. Очевидным образом, f_k уменьшается с увеличением ширины петли гистерезиса и периода дискретизации. На рис. 3.23 приведены аналогичные зависимости при $M_{ref} = 0$. Видно, что при малых скоростях f_k несколько ниже, а при больших несколько выше, чем при $M_{ref}=1$, однако разница относительно невелика.

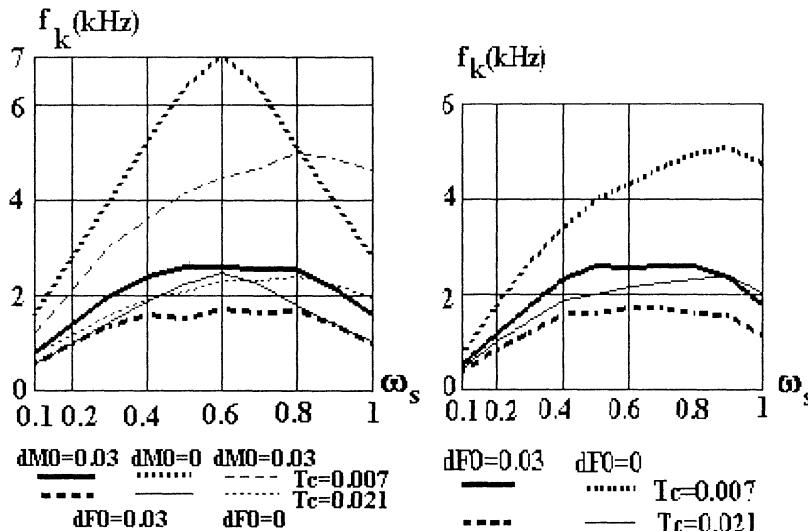


Рис.3.22. Зависимость f_k от скорости для M2 при $M_{ref}=1$

Рис.3.23. Зависимость f_k от скорости для M2 при $M_{ref}=0$

Так как при малых скоростях вместо системы M2 используется система M1, то и частота коммутации при этих скоростях ($\omega_s < 0.03-0.05$) определяется характеристиками этой системы, которые приведены на рис.3.24. Видно, что f_k существенно возрастает, так что если момент нагрузки электропривода при этих скоростях имеет значения, близкие к номинальному, потери в ключах должны рассчитываться для этого режима; даже если момент нагрузки значительно меньше номинального, целесообразно выполнить поверочный расчет в этом режиме.

На рис.3.25 приведены значения f_k для системы M3 при $dF0 =$

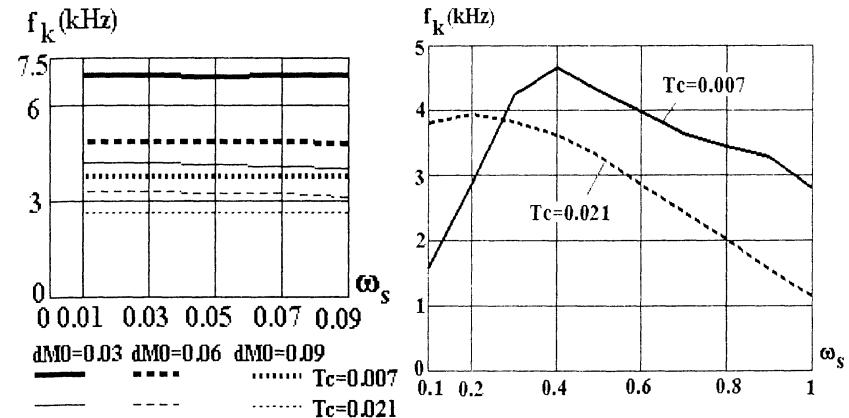


Рис.3.24. Зависимость частоты коммутации от скорости для M1

Рис.3.25. Зависимость частоты коммутации от скорости для M3

$dM0 = 0.03$. Видно, что частота коммутации оказывается, как правило, значительно выше, что определяет преимущества M2. В таблице 3.5 приведены максимальные значения f_k в диапазоне изменения скорости от 0.1 до 1 в зависимости от ширины петли гистерезиса для $Tc=0.007$ (числитель) и $Tc=0.021$ (знаменатель); для M2, эти характеристики помогают выбрать значения $dF0$ и $dM0$, соответствующие допустимой частоте коммутации. На эти величины заметное влияние оказывает величина переходной индуктивности АД σL_s . В таблице 3.6 даны максимальные значения f_k при уменьшении σL_s от значения 0.2, принятого в предыдущих результатах, до значения 0.15. Видно увеличение f_k .

Табл.3.5. Максимальные значения f_k в зависимости от ширины петли гистерезиса и периода дискретности при $\sigma L_s=0.2$

$dF0 \backslash dM0$	0	0.03	0.06	0.09
0	8.9/3.0	7.05/2.45	6.61/2.26	6.71/2.3
0.03	5.01/2.38	2.6/1.6	2.41/1.55	2.45/1.63
0.06	4.27/1.87	1.65/1.25	1.53/1.14	1.52/1.13
0.09	4.06/1.73	1.24/1	1.12/0.9	1.1/0.9

Перейдем к оценке искажений токов АД, которые будем харак-

Табл.3.6. Максимальные значения f_k в зависимости от ширины петли гистерезиса и периода дискретности при $\sigma L_s = 0.15$

$dF0 \backslash dM0$	0	0.03	0.06	0.09
0	8.92/3	7.06/2.45	6.65/2.23	6.77/2.3
0.03	5.36/2.55	3.23/1.94	3.03/1.78	3.09/1.82
0.06	4.5/2.07	2.04/1.4	1.91/1.27	1.92/1.27
0.09	4.26/1.83	1.54/1.21	1.44/1.09	1.43/1.08

теризовать содержанием высших гармоник в фазном токе i_α при $M_{ref}=1, \Psi_{ref}=1$:

$$C_h = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_\alpha - i_{\alpha1})^2 dt}, \quad (3.14)$$

где T - период усреднения, равный периоду основной гармоники при данной частоте, $T=2\pi/\omega_s$, $i_{\alpha1}$ - первая (основная) гармоника тока с частотой ω_s .

На рис.3.26 приведены зависимости C_h от ω_s для M2 и M3 для двух значений T_c при $dF0=dM0=0.03$. Видно, что для обеих систем значения токовых искажений примерно одинаковы. Имеется слабая зависимость от скорости, часто не носящая регулярный характер.

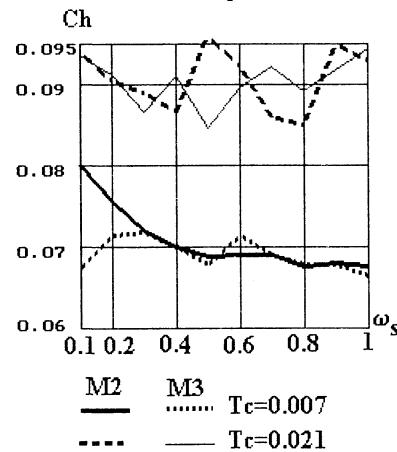


Рис.3.26.Зависимость C_h от скорости

Чтобы визуально представить себе, что значит определенные величины C_h , на рис.3.27 воспроизведены кривые токов при 4-х значениях этой величины. Для настройки ширины петель гистерезиса необходимы зависимости величины C_h от $dF0$ и $dM0$. Будем характеризовать степень искажения тока средней величиной C_h , усредненной при фиксированных значениях $dF0$, $dM0$ по скорости при изменении последней от 0.1 до 1. Эти зависимости представлены в таблице 3.7, а также изображены

на рис.3.28 для $T_c=0.007$ (числитель) и $T_c=0.021$ (знаменатель) .Видно, что $dF0$ влияет на C_h значительно больше, чем $dM0$. Таким образом, следует выбирать наименьшее значение $dF0$, допускаемое по условиям максимальной частоты коммутации.

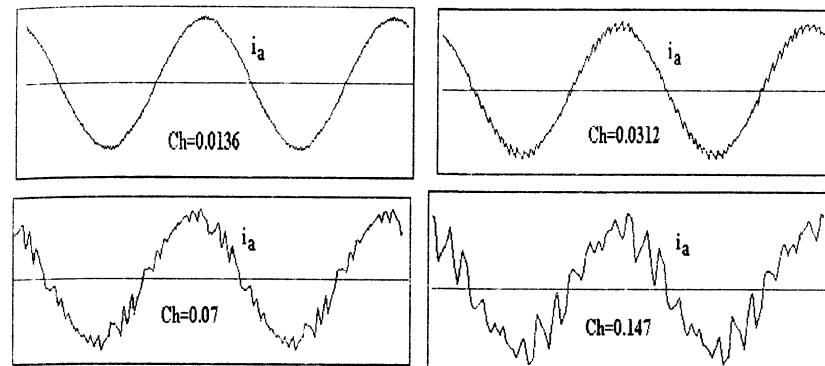


Рис.3.27.К влиянию величины C_h

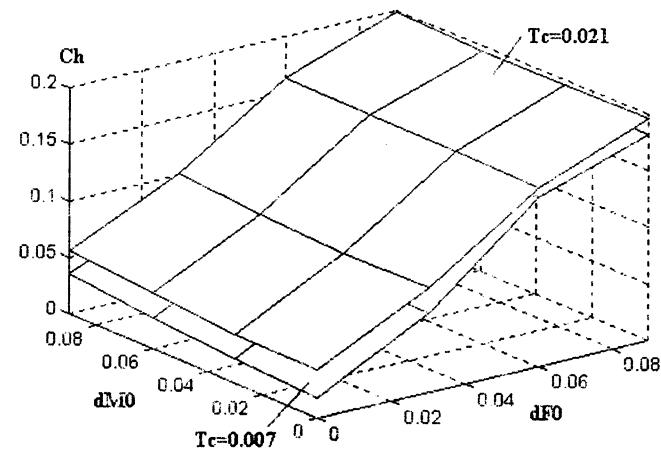


Рис.3.28. Зависимость C_h от ширины петли гистерезиса

Следует отметить, что высокочастотная составляющая питающего АД напряжения воспринимается, в основном, переходной индуктивностью σL_s , т.е. при ее уменьшении искажения тока возрастают. Действительно, например, при $dM0=dF0=0.03$ (типовые значения) при $\sigma L_s=0.2$ имеем для $T_c=0.007/0.021$ средние значения

$C_h=0.0708/0.0923$. При пересчете на величину, обратно пропорциональную уменьшению индуктивности, при $\sigma L_s=0.15$ было бы: $C_h=0.094/0.124$. Фактически было найдено $C_h=0.092/0.117$, что достаточно близко к предсказанному значению.

Табл.3.7. Средние значения C_h*100 в зависимости от ширины петли гистерезиса и периода дискретности при $\sigma L_s=0.2$

dFO dM0	0	0.03	0.06	0.09
0	1.73/4.25	7/9.32	15/15.8	18.3/19.7
0.03	2.13/4.31	7.1/9.23	14.4/16	18.3/19.6
0.06	2.72/4.96	7.36/9.58	14.6/16.1	18.4/19.2
0.09	3.53/5.6	7.6/10	14.7/16.3	18.5/19.9

На рис. 3.29 приведен спектр фазного тока для $T_c=0.007$ и $T_c=0.021$, удержано $N=90$ гармоник, масштаб линейный. Для большей ясности амплитуды всех гармоник, кроме первой, умножены на 10. Видно, что спектр искажений достаточно высокочастотный, ясно видны гармоники с номерами 5,7, 11,13,17,19,23,25,29,31.

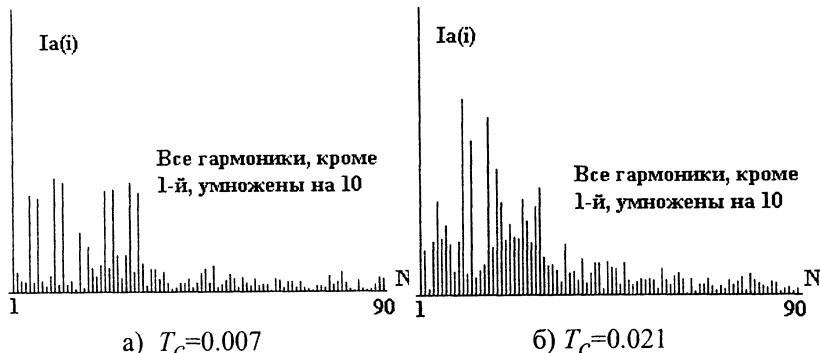


Рис.3.29. Спектр фазного тока АД при $dM0=dF0=0.03$

3.Использование упрощенной модели для расчета характеристик
Необходимое для расчета рассмотренных выше характеристик электропривода время может быть существенно уменьшено при использовании упрощенной модели[22]. Эта модель вытекает из уравнений для приращения величин $\Delta \Psi_s$, ΔM_d , полученных в §3.1. Пусть нам известны векторы выходного напряжения инвертора $\mathbf{u}(k)$, $\mathbf{u}(k+1)$, $\mathbf{u}(k+2)$, действующие соответственно на временных отрезках $[kT_c, (k+1)T_c]$, $[(k+1)T_c, (k+2)T_c]$, $[(k+2)T_c, (k+3)T_c]$ и т.д. Тогда при рассмотрении установившегося режима на основании (3.2),(3.5)-(3.7) можно записать

$$\Psi_s(k+1)=\Psi_s(k)+T_c u_{sd}(k), \quad (3.15)$$

$$M_d(k+1)=M_d(k)+T_c k_m d \Psi_{r0} (u_{sd}(k) \theta_{sr0} + u_{sq}(k) - \omega_s \Psi_{ref}), \quad (3.16)$$

а угол $\theta(k)$

$$\theta(k+1)=\theta(k)+T_c u_{sq}(k)/\Psi_{ref}, \quad (3.17)$$

где $\Psi_s(k)=\Psi_s(kT_c)$ и т.п. Если нас интересуют флуктуации потока и момента и частота коммутации инвертора, то можно рассматривать изменения $\theta(k)$ только в пределах $\pm\pi/6$, тогда к (3.17) добавляется условие:

$$\text{если } \theta(k+1)>\pi/6, \text{ тогда } \theta(k+1)=\theta(k+1)-\pi/3. \quad (3.18)$$

Напомним также, что

$$u_{sd}(k)=u_{s\alpha}(k)\cos\theta(k)+u_{s\beta}(k)\sin\theta(k), \quad (3.19)$$

$$u_{sq}(k)=-u_{s\alpha}(k)\sin\theta(k)+u_{s\beta}(k)\cos\theta(k). \quad (3.20)$$

Напряжения $u_{s\alpha}(k)$, $u_{s\beta}(k)$ в зависимости от $\varepsilon_m, \varepsilon_\psi$ определяются по построенной на основании таблиц 3.2, 3.3 таблице 3.8. Из этой таблицы можно также получить таблицу для М3.

Частота первой гармоники питающего напряжения определяется как $\omega_s=\omega_r+\Delta\omega$, а значение скольжения вычисляется по (1.34) для рассматриваемого установившегося режима АД. Использование разностных уравнений в десятки и более раз сокращает время расчетов.

Табл.3.8. Выбираемые напряжения при упрощенном моделировании

		M2	M1		
Знак ε_m	Знак ε_ψ	$u_{S\alpha}$	$u_{S\beta}$	$u_{S\alpha}$	$u_{S\beta}$
1	1	$U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$	$U_d/\sqrt{3}$	$U_d/\sqrt{3}$
1	-1	$-U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$	$-U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$
-1	1	0	0	$U_d/\sqrt{3}$	$-U_d/\sqrt{3}$
-1	-1	0	0	$-U_d/3$	$-U_d/\sqrt{3}$

Так, при использовании ЭВМ среднего уровня расчет 108 вариантов (при изменении $dM0, dF0$ от 0.01 до 0.06 для каждого параметра с шагом 0.01 и трех значений T_c), включая достаточно большое число шагов предварительного расчета и фиксации установившегося состояния, занимает 35 сек., что меньше, чем время расчета одного процесса по полной модели.

Однако, применение этой модели целесообразно только в том случае, если результаты моделирования достаточно близки к полученным при использовании полной модели. С целью обоснования модели были выполнены многочисленные расчеты с использованием полной и упрощенной моделей, которые показали удовлетворительную близость результатов. На рис.3.30 показана при $dM0=0.03$ зависимость среднего момента от скорости при $M_{ref}=1.2$, на рис.3.31 - зависимости флюктуаций момента dm , а на рис.3.32 - общее число коммутаций инвертора N_c за период номинальной частоты (20 мсек при частоте сети 50 Гц).

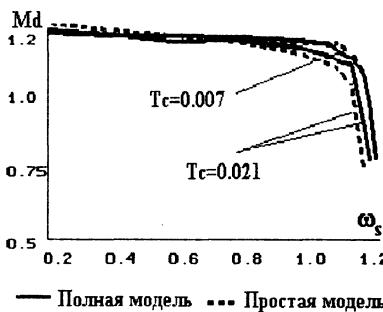


Рис.3.30. Зависимость среднего момента от скорости

Многочисленные результаты моделирования показывают, что для системы М2 коэффициент k_f достаточно стабилен, мало зависит от $dF0, dM0, T_c, \omega_s$ и при $M_{ref} \approx 1$ $k_f = 0.33-0.35$.

Для практического использования этой величины нужно перейти от нее к величине N_f - числу изменений состояния ключей в одной фазе, откуда по (3.13) можно перейти к частоте коммутации f_k . Запишем

$$N_f = k_f N_c. \quad (3.21)$$

Многочисленные результаты моделирования показывают, что для системы М1 коэффициент k_f достаточно стабилен, мало зависит от $dF0, dM0, T_c, \omega_s$ и при $M_{ref} \approx 1$ $k_f = 0.55-0.65$, причем верхний предел соответствует малым скоростям, представляющим для нас основной интерес. К сожалению, для М3 коэффициент k_f изменяется в значительно больших пределах, поскольку в зависимости от $dF0, dM0, T_c$ система либо использует нулевые состояния часто, и тогда k_f близко к значениям для М2, либо при больших T_c редко, и тогда k_f близко к значениям для М1, т.е. значительно больше. В частности, найдено, что при $dF0=dM0=0.03$ k_f изменяется от 0.35-0.37 при $T_c=0.007$ до 0.45-0.63 в зависимости от скорости (большие значения соответствуют меньшим скоростям) при $T_c=0.021$.

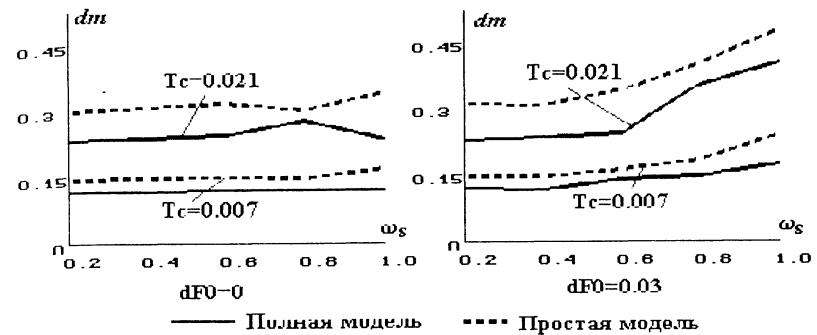


Рис.3.31. Зависимость флюктуаций момента от скорости

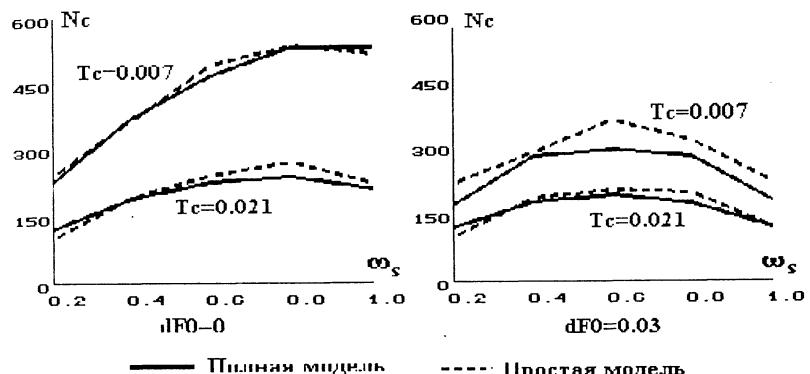


Рис.3.32. Зависимость числа коммутаций инвертора от скорости

Перейдем к вычислению C_h . Как уже говорилось, составляющие вектора Ψ_1 изменяются практически синусоидально, поэтому из

соотношения (1.27) можно сделать вывод, что высшие гармоники тока определяются высокочастотными составляющими C_i питающего АД напряжения, сопротивлением R' и индуктивностью σL_s . Для нахождения C_i нужно рассматривать напряжение инвертора при изменении угла θ от 0 до 2π , следовательно, условие (3.18) запишется в виде

$$\text{если } \theta(k+1) > 2\pi, \text{ тогда } \theta(k+1) = \theta(k+1) - 2\pi \quad (3.22)$$

и необходимо принять в расчет все состояния инвертора. Состояние инвертора в зависимости от номера сектора, величин $\varepsilon_m, \varepsilon_\psi$ и способа управления определяется по таблицам 3.2, 3.3, 3.4, а составляющие напряжения АД определяются соотношением (2.17) и таблицей 2.1. После фиксации с тактом T_c фазного напряжения инвертора (например, $u_{S\alpha}$) на протяжении одного периода основной гармоники $T_H = 2\pi/\omega_s$ вычисляются его гармоники C_i до порядка N, а затем C_h :

$$C_h = 0.707 \sqrt{\sum_{i=2}^N \frac{C_i^2}{R'^2 (1 + T'^2 i^2 \omega_s^2)}}, \quad (3.23)$$

Здесь $T' = \sigma L_s / R'$. На рис.3.33 приведены результаты расчетов C_h указанным способом, а также полученные путем точного моделирования при $\sigma L_s = 0.2$, $R' = 0.0576$, $dF0 = dM0 = 0.03$.

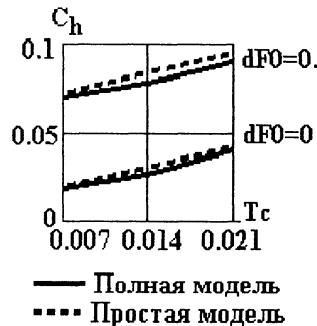


Рис.3.33.Содержание высших гармоник в токе АД.

(1.38) имеющее вид:

$$\omega_s(k) = \omega_r(k) + M_d(k) R_r / 1.5 p \Psi_r \quad (3.24)$$

К (3.24) добавляется уравнение для изменения скорости, на основании

$$\omega_r(k+1) = \omega_r(k) + T_c (M_d(k) - M_l) / H_p, \quad (3.25)$$

а также при необходимости уравнение регулятора скорости. Упрощенную модель можно также при некоторой модификации использовать для исследования режимов разгона с ослаблением потока [22]. Следует также указать на возможность ее использования для решения некоторых задач в процессе управления, т.е. в режиме "on-line", например, для компенсации запаздывания. Пусть запаздывание вычислений равно t_d и пусть на основании зафиксированных в момент $k+1$ измерений вычислены величины $\Psi_s(k+1)$, $M_d(k+1)$. Тогда выбор следующего состояния инвертора возможно выполнить на основе прогнозируемых значений координат на момент $(k+1)T_c + t_d$, а именно:

$$\hat{\Psi}_s(k+1) = \Psi_s(k+1) + \tau_d \Delta \Psi_s(k), \quad (3.26)$$

$$\hat{M}_d(k+1) = M_d(k+1) + \tau_d \Delta M_d(k), \quad (3.27)$$

где $\tau_d = t_d / T_c$, $\Delta \Psi_s(k)$, $\Delta M_d(k)$ - приращения величин, определяемые по (3.3), (3.7). Они могут быть вычислены, так как определяются $u(k)$. На рис.3.34 показан переходный процесс отработки толчка задания момента при $\tau_d = 1$ без и с компенсацией запаздывания. Видно, что при введении компенсации момент отрабатывается быстрее, пульсации момента меньше, несколько меньше также пульсации потока.

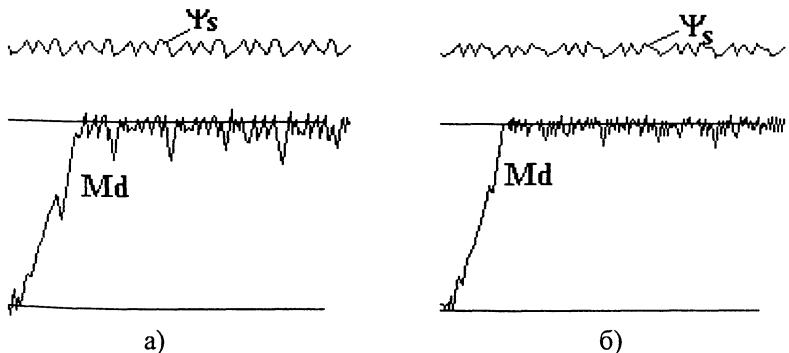


Рис.3.34.Процессы при наличии запаздывания вычислений:
а)-без компенсации запаздывания, б)-с компенсацией запаздывания

4.Способы улучшения характеристик электропривода с DTC.

Как видно из изложенного выше, системы с DTC очень просты по структуре, малоочувствительны к изменению параметров АД, обеспечивая при этом высокое быстродействие. В то же время этим системам присущи такие недостатки как большие флюктуации момента и большее содержание высших гармоник в токе АД, чем в системах с векторным ориентированием (рис.3.1), непостоянство частоты коммутации, что затрудняет точный выбор параметров инвертора. Для преодоления этих недостатков предложен ряд решений, которые можно разбить на такие группы:

- 1.Использование улучшенных таблиц выбора состояния инвертора.
- 2.Введение частичного цикла, или частичного использования в цикле ("duty cycle").
- 3.Использование ШИМ.

Следует сразу сказать, что введение любого усовершенствования усложняет схему управления и тем самым уменьшает основное достоинство системы с DTC- ее простоту. Поэтому всегда следует сопоставлять достигаемое улучшение с затратами на усложненную структуру, ее настройку и эксплуатацию. Рассмотрим указанные способы более подробно.

1.Уже в §3.1 приводились примеры улучшенных таблиц, например, переход от M2 к M1 при малых скоростях. Обычно используются либо более детальная информация о положении вектора Ψ_s внутри сектора, либо увеличение числа возможных выходных состояний компараторов. Так, в [19] предложено при $\theta < \theta_1$ (формула (3.9)) не использовать состояние V_{i+2} , так как в этом диапазоне это состояние приводит не к увеличению, а к уменьшению момента АД . При этом, естественно, возрастают флюктуации потока, что приводит соответственно к ухудшению формы тока. На рис.3.35 приведены кривые тока, момента АД и потокосцепления статора при $T_c=0.021$, $dF0=dM0=0.03$, $\omega_s=1$ для системы M2 (рис.3.35,а) и при использовании предложенного способа (рис.3.35,б) . Видно, что флюктуации момента заметно уменьшились (величина dm уменьшилась с 0.39 до 0.23), уменьшилась также частота коммутации (с 1.02 кГц до 0.84 кГц), однако форма тока существенно ухудшилась. Таким образом, в этом случае уменьшаются динамические нагрузки в электроприводе, но увеличиваются потери в АД.

В [23] имеется упоминание о возможности использования при необходимости уменьшения момента вместо нулевого вектора состояния (при Ψ_s в первом секторе) $V_k=4$ если при этом поток должен быть увеличен, и $V_k=3$, если поток должен быть уменьшен. При этом

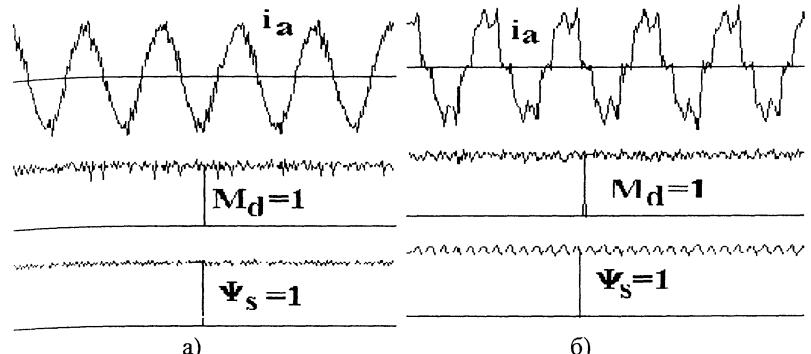


Рис.3.35. Процессы в системе M2 (а) и в модернизированной (б).

исходят из того, что для этих состояний, хотя направление изменения момента и неопределенно, оно (изменение) невелико, и в то же время поток остается управляемым, что не имеет места при выборе нулевых состояний. Действительно, исследование показало, что для такой системы флюктуации потока уменьшаются, но при этом существенно возрастают флюктуации момента и ухудшается форма тока.

В [24] предлагается усложненная форма таблицы реализуемых состояний. Предполагается, что компаратор потока имеет 4 уровня, а момента - пять, а именно:

$$\begin{aligned} \Psi_s < \Psi_{ref} - dF0 &\Rightarrow \varepsilon_\Psi = 0; \quad \Psi_s \in (\Psi_{ref} - dF0, \Psi_{ref}) \Rightarrow \varepsilon_\Psi = 1; \\ \Psi_s \in (\Psi_{ref}, \Psi_{ref} + dF0) &\Rightarrow \varepsilon_\Psi = 2; \quad \Psi_s > \Psi_{ref} + dF0 \Rightarrow \varepsilon_\Psi = 3; \\ M_d < M_{ref} - dM0 &\Rightarrow \varepsilon_m = 0; \quad M_d \in (M_{ref} - dM0, M_{ref}) \Rightarrow \varepsilon_m = 1; \\ M_d \in (M_{ref}, M_{ref} + dM0) &\Rightarrow \varepsilon_m = 2; \quad M_d \in (M_{ref} + dM0, M_{ref} + dM01) \\ &\Rightarrow \varepsilon_m = 3; \quad M_d > M_{ref} + dM01 \Rightarrow \varepsilon_\Psi = 4. \end{aligned}$$

Здесь $dM01 > dM0$, например, $dM01 = 2dM0$. Реализуемые при этом состояния приведены в таблице 3.9.

Табл.3.9.

$\varepsilon_m \setminus \varepsilon_\Psi$	0	1	2	3
0	V_{i+1}	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+2}
1	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}
2	V_i	V_0	V_0	V_{i+3}
3	V_0	V_0	V_0	V_0
4	V_{i-1}	V_{i-1}	V_{i-2}	V_{i-2}

Моделирование этой системы показало, что при ее применении действительно уменьшаются пульсации момента и содержание высших

гармоник в токе АД по сравнению с М2 при одинаковых значениях $dF0$, $dM0$. Однако при этом существенно возрастает частота коммутации. Так, при $T_c=0.021$, $dF0=dM0=0.03$ для $\omega_s=0.2$ и $\omega_s=1$ найдено соответственно $dm=0.3/0.24$, $f_k=5.1/1.9$ кГц, $C_h=0.043/0.039$. Сравнение полученных результатов с приведенными в §3.2 для М2 показывает, что если в последней использовать меньшие значения $dF0$, $dM0$, например, $dF0=0$, то при $dM0=0.03$ она обеспечит не худшие характеристики при значительно более простом алгоритме: для $\omega_s=0.2/1$ соответственно $dm=0.25/0.24$, $f_k=1.2/1$ кГц, $C_h=0.045/0.039$.

В литературе описаны и другие решения.

2. При введении "duty cycle" (будем использовать этот общепринятый для рассматриваемых систем английский термин) выбранное состояние инвертора действует только часть t_s периода дискретности T_c , а в оставшейся части периода используется нулевой вектор. Состояние инвертора выбирается так же, как для обычной системы, а время t_s вычисляется на основании прогноза изменения координат при выбранном напряжении инвертора. В качестве управляемой координаты используется как Ψ_s , так и M_d , хотя последнее представляется более правильным, так как именно момент двигателя является основной регулируемой координатой электропривода.

В [26] предлагается очередное состояние инвертора выбирать обычным способом (см. табл.3.3) при помощи компараторов с $dF0=dM0=0$, а время действия активного состояния инвертора ограничить временем t_s , которое находится из соотношения

$$t_s = \frac{2(M_{ref} - M_0) - T_c f_-}{2f_+ - f_-}. \quad (3.28)$$

Как показано в [26], при этом обеспечивается минимум среднего квадрата отклонения момента от заданного. Здесь f_+ скорость увеличения момента при выбранном активном состоянии, f_- скорость его уменьшения при нулевом состоянии. На протяжении отрезка времени $(0, t_s]$ действует активный вектор, а на отрезке $(t_s, T_c]$ -нулевой вектор. Если при вычислении по (3.28) получено $t_s > T_c$ или $t_s < 0$, то выбранный активный вектор действует весь период T_c . Частота коммутации $f_k=0.33/T_c$. В [26] величины f_+ , f_- находятся из весьма сложных выражений, что затрудняет использование предложенного

способа. В то же время имеется возможность существенного упрощения расчета t_s , если воспользоваться формулой (3.7) для вычисления f_+ , f_- , имея в виду, что $f_+=\Delta M_d/T_c$ при активном векторе напряжения инвертора, а $f_-=\Delta M_d/T_c$ при $u_{sd}=u_{sq}=0$. Кроме того, из практических соображений указанное выше условие действия активного вектора в течение всего периода T_c должно быть заменено на $t_s > T_c - t_0$, а при $t_s < t_0$, в течение всего периода должен быть применен нулевой вектор, где t_0 -задержка на переключение ключей инвертора (см. гл.2).

В таблице 3.10 приведены результаты моделирования рассматриваемой системы при $T_c=0.021$, напряжение в звене постоянного тока ,как и выше, $U_d=2$. Видно, что частота коммутации изменяется в относительно небольших пределах, причем приведенное выше соотношение дает достаточно точное приближение, однако при частотах, близких к номинальной, начинает сказываться изменение знака величины f_+ для состояния V_{i+2} в начале очередного сектора (рис.3.4), что приводит к ухудшению характеристик. Если сравнить полученные результаты с приведенными в §3.2, то можно заключить, что для системы М2 при $dF0=0$, $dM0=0.03$, $T_c=0.007$ характеристики будут лучше при примерно такой же частоте коммутации. Рассматриваемая система допускает больший период дискретности, но требует более сложных расчетов.

Таблица 3.10. Характеристики системы [26]

ω_s	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
dm	0.16	0.24	0.25	0.34	0.38
f_k (кГц)	6.06	6.06	6.0	5.5	4.1
C_h	0.02	0.028	0.03	0.045	0.053

Алгоритмически более сложный метод описан в неопубликованной работе [27]. Он также использует формулу (3.7) для приращения момента ΔM_d . При разработке алгоритма принимались меры для уменьшения числа изменений состояний инвертора. Используется три состояния инвертора- V_{i+1} , V_{i+2} и нулевые. Введем величину V_0 , равную 0, если имеет место или рассматривается одно из нулевых состояний, 1, если таковое состояние есть V_{i+2} , и 2, если таковое состояние есть V_{i+1} . Для $V_0=0$ $u_{sd}=u_{sq}=0$, для $V_0=1$ $u_{sa}=-$

$Ud/3$, $u_{s\beta}=Ud/\sqrt{3}$, для $V0=2$ $u_{s\alpha}=Ud/3$, $u_{s\beta}=Ud/\sqrt{3}$ (см.табл.3.8). Скорость изменения момента $f(V0)=\Delta M_d(V0)/T_c$, где $\Delta M_d(V0)$ вычисляется по (3.7), (3.19),(3.20) при выбранном значении $V0$ и при вычисленном угле θ .

Пусть при $t < t_s$ скорость изменения момента равна f_1 , а при $t_s < t < T_c$ она равна f_2 . Тогда, чтобы при $t=T_c$ иметь $\varepsilon_m(k)=0$, время t_s должно быть выбрано из условия

$$t_s = \frac{\varepsilon_m(k-1) - f_2 T_c}{f_1 - f_2}. \quad (3.29)$$

Выбор следующего состояния $V(k)$ зависит от отклонений $\varepsilon_m(k-1)$, $\varepsilon_\psi(k-1)$, зафиксированных к началу очередного такта T_c , от $V(k-1)$ и от номера сектора N ; об этом последнем обстоятельстве дальше мы упоминать не будем. Рассмотрим имеющиеся возможности.

1. $|\varepsilon_m(k-1)| \leq dM0$. Если $V(k-1)$ -одно из нулевых состояний, то его целесообразно сохранить, поэтому вычисляется прогнозируемое значение $\varepsilon_m(k)=\varepsilon_m(k-1)-f_1(V0=0)T_c$. Если $|\varepsilon_m(k)| \leq k_z dM0$, то реализуется нулевой вектор в течение всего периода T_c . Коэффициент k_z введен для предотвращения увеличения числа коммутаций, вызванных неточностью модели. Ниже было принято $k_z=1.2$.

Если же $|\varepsilon_m(k)| > k_z dM0$, то принимается $V0=1$ или $V0=2$ в зависимости от знака $\varepsilon_\psi(k-1)$, вычисляется соответствующая величина $f_2(V0)$, затем время t_s по (3.29). Если $0 < t_s < T_c$, то на отрезке $(0, t_s]$ реализуется нулевой вектор, а на отрезке $(t_s, T_c]$ активный. Фактически, если $0 < t_s < t_0$, то активный, а если $t_s > T_c - t_0$ -то нулевой вектор действуют весь период. Если же $t_s < 0$ или $t_s > T_c$, то вычисляется прогнозируемое значение ошибки $\varepsilon_m(k)=\varepsilon_m(k-1)-f_2(V0)T_c$, т.е. при действии активного состояния, соответствующего знаку ошибки по потоку, весь период дискретности. Если $|\varepsilon_m(k)| < k_z dM0$, то это состояние и реализуется на отрезке $(0, T_c]$, если же это не так (что может иметь место в начале сектора при большой скорости - см. рис.3.4), то используется состояние, не соответствующее знаку $\varepsilon_\psi(k-1)$ (если было $V0=1$, то принимается $V0=2$, и наоборот), опять вычисляется f_2 при этом новом векторе напряжения и t_s по (3.29); на

отрезке $(0, t_s]$ реализуется нулевой вектор, а на отрезке $(t_s, T_c]$ активный, не соответствующий знаку отклонения потока.

Пусть теперь $V(k-1)$ ненулевой вектор. Тогда $V0=1$ или $V0=2$ в зависимости от знака $\varepsilon_\psi(k-1)$, и вычисляется $\varepsilon_m(k)=\varepsilon_m(k-1)-f_1(V0)T_c$. Если $|\varepsilon_m(k)| < k_z dM0$, то реализуется соответствующее активное состояние в течение всего периода T_c . Если $\varepsilon_m(k) > k_z dM0$, то это значит, что воздействие недостаточное. В этом случае $V0=1$ заменяется на $V0=2$ и наоборот, для этого состояния вычисляется f_2 , и рассчитывается t_s по (3.29) при ранее найденном значении f_1 . В этом случае при $t < t_s$ реализуется активный вектор, соответствующий знаку $\varepsilon_\psi(k-1)$, а на отрезке $(t_s, T_c]$ другой активный вектор. Если и в этом случае ошибка не входит в требуемую зону ($t_s < 0$ или $t_s > T_c$), то в течение T_c используется состояние инвертора, соответствующее знаку $\varepsilon_\psi(k-1)$.

Если же $\varepsilon_m(k) < -k_z dM0$, то активное состояние должно действовать только часть периода, принимается $V0=1$ или 2 в зависимости от знака $\varepsilon_\psi(k-1)$, вычисляется $f_1(V0)$, а также $f_2(V0=0)$ и затем t_s по (3.29). При этом на отрезке $(t_s, T_c]$ выбирается такое нулевое состояние ($V_k=0$ или 7), переход к которому от действующего при $t < t_s$ требует изменения состояния меньшего числа ключей инвертора

2. $\varepsilon_m(k-1) > dM0$. Алгоритм такой же, как и в предыдущей ситуации при $V(k-1)$ - ненулевой вектор.

3. $\varepsilon_m(k-1) < -dM0$. Это значит, что момент должен быть уменьшен. Поэтому принимается $V0=0$ и вычисляется прогнозируемое значение $\varepsilon_m(k)=\varepsilon_m(k-1)-f_1(V0=0)T_c$. Если $\varepsilon_m(k) \leq k_z dM0$, то реализуется нулевой вектор в течение всего периода T_c . Если это условие не выполняется, то это значит, что нулевой вектор должен действовать только часть периода. Поэтому принимается $V0=1$ или $V0=2$ в зависимости от знака $\varepsilon_\psi(k-1)$, вычисляется соответствующая величина $f_2(V0)$, затем время t_s по (3.29). Если $0 < t_s < T_c$, то на отрезке $(0, t_s]$ реализуется нулевой вектор, а на отрезке $(t_s, T_c]$ выбранный активный. Если нет, то $V0=1$ заменяется на $V0=2$ и наоборот, как это было описано выше, для этого состояния вычисляется f_2 , и опять рассчитывается t_s по (3.29). На рис.3.36 приведена блок-схема про-

грамм для случая $\varepsilon_m(k-1) > dM0$.

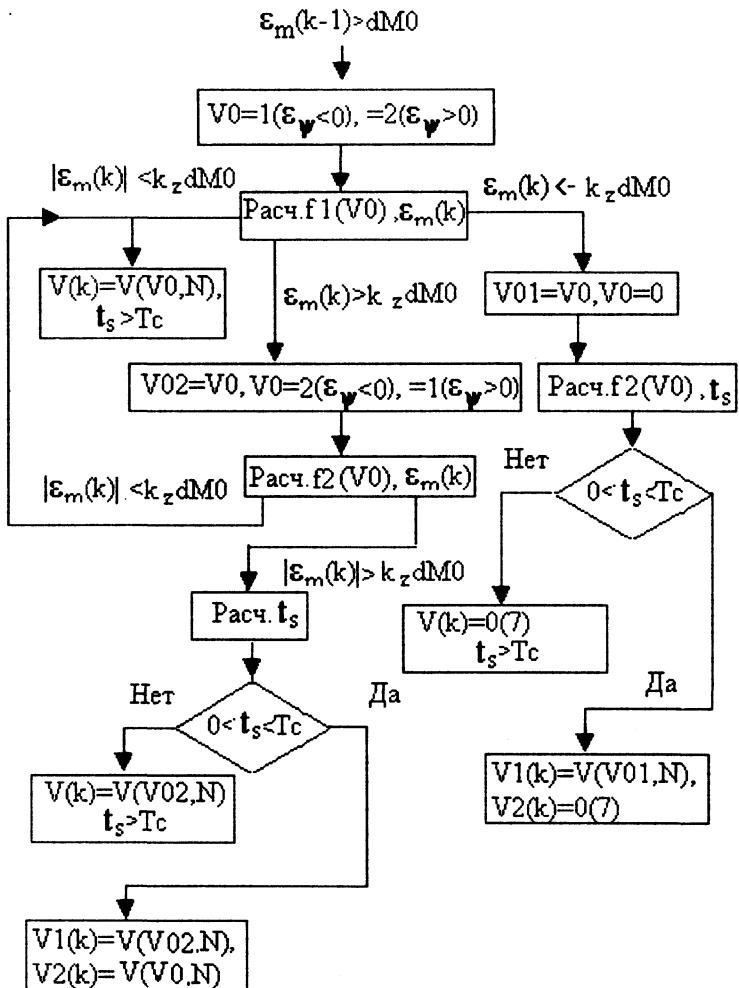


Рис.3.36. Блок-схема участка программы

На рис.3.37 представлены результаты моделирования при $dF0=0$, $dM0=0.04$ для $T_c=0.021$ и $T_c=0.028$ (67 и 90 мкс соответственно). Остальные параметры такие же, как и выше. Видно, что эта система имеет заметно лучшие характеристики, чем предложенная в [26],

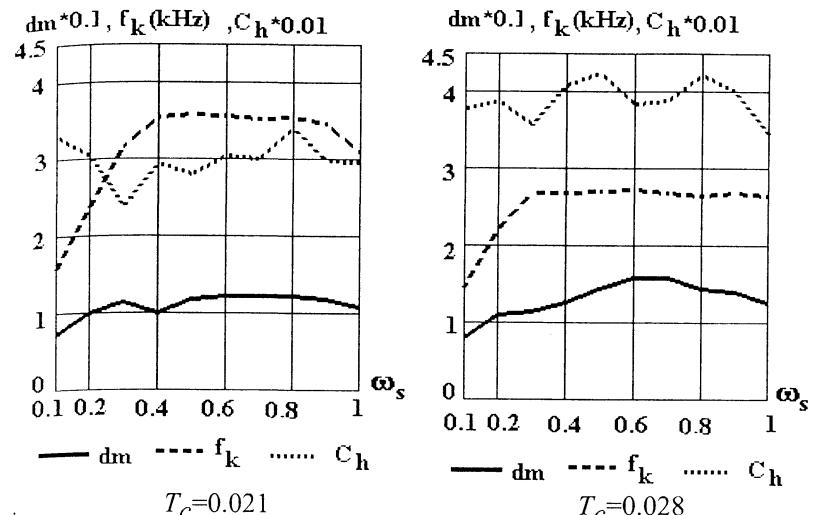


Рис.3.37. Характеристики рассматриваемой системы.

при меньшей частоте коммутации. Что касается сравнения ее с ранее рассмотренной системой М2, то можно заключить следующее. Рассматриваемая система при $T_c=0.021$ имеет $f_k \max=3.6$ кГц. Приблизительно такую же частоту коммутации имеет система М2 при $dF0=0$, $dM0=0.09$, $T_c=0.007$ (табл.3.5), обеспечивая примерно такое же содержание высших гармоник ($C_h=0.035$) и существенно большие флуктуации момента ($dm=0.24$). Кроме того, предлагаемая система имеет значительно большую дискретность, что даже с учетом более сложного алгоритма дает возможность использовать более простой вычислитель. Для $T_c=0.028$ имеем $f_k \max=2.8$ кГц. Приблизительно такую же частоту коммутации дает система М2 при $dF0=0$, $dM0=0$, $T_c=0.021$, имея примерно такое же содержание высших гармоник ($C_h=0.0425$) и также существенно большие флуктуации момента ($dm=0.25$).

Остановимся еще на нескольких моментах. Было проведено исследование влияния неточного знания величины σL_r и конечной величины времени коммутации t_0 . Было найдено, что ошибка в σL_r в 10% и учет $t_0=5$ мкс не привели к заметному изменению результатов. В исследуемой системе, как это видно из описанного выше, предусмотрена возможность использования состояния инвертора, не

соответствующего знаку ошибки потока статора. Интересно отметить, что для $T_c=0.021$ при номинальной скорости $\omega_s=1$ такое состояние было реализовано в течение 13% всего времени, при $\omega_s=0.9$ - в течение 7%, при $\omega_s=0.8$ - в течение 3.7%, при $\omega_s=0.7$ - в течение 2%.

На рис. 3.38 показан процесс разгона и торможения, на 3.39- динамика изменения момента при $T_c=0.021$, $\omega_s=1$, а на рис. 3.40- работа на низкой скорости.

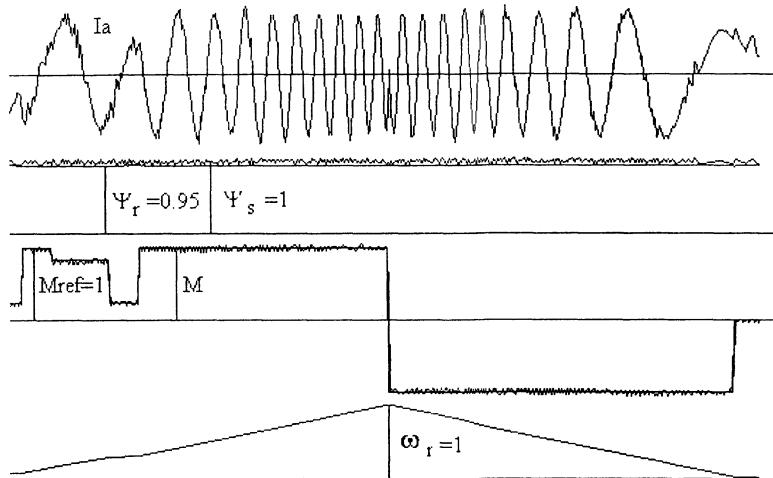


Рис.3.38. Процесс разгона и торможения электропривода.

Имеются и другие возможности для DTC с прогнозированием. Так, в [28] в качестве ведущей переменной принят не момент, как выше, а потокосцепление статора.

3.ШИМ обычно используется в виде модуляции пространственного вектора (SVM), что позволяет получить любой вектор напряжения, с ограничениями, наложенными только напряжением U_d . Поэтому теоретически возможно, зная требуемое изменение момента, найти такое напряжение, которое спустя время T_c обеспечит заданные момент и поток двигателя. Так как эти величины достигаются в течение T_c точно, такое управление называют аperiодическим ("deadbeat"). Фактически в этом случае решается обратная задача дифференциальных уравнений системы: по заданному (требуемому) решению найти управление [29,30]. Объем вычислений,

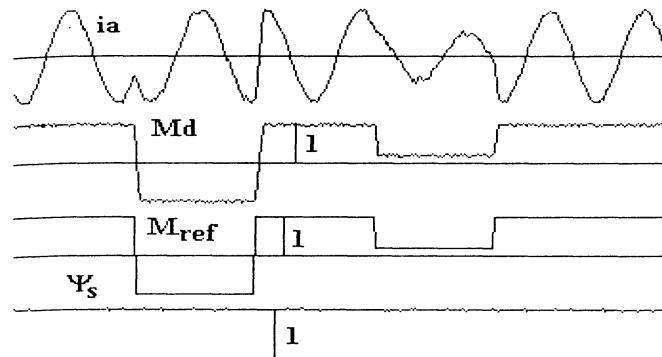


Рис.3.39. Динамика изменения момента

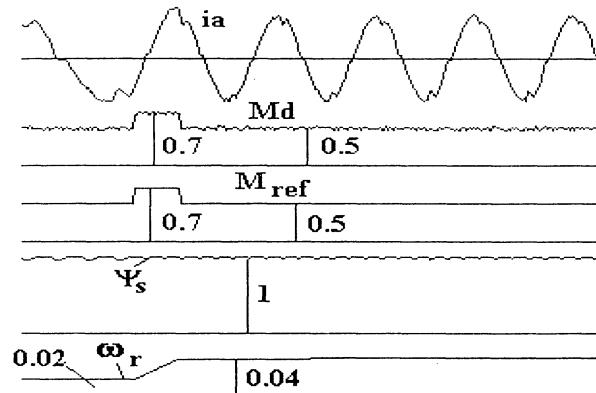


Рис.3.40.Работа электропривода на низкой скорости при $M_1 \approx 0.5$.

необходимых для решения задачи, достаточно велик. Имеются и другие варианты использования SVM. Так, в [31] предлагается вместо гистерезисных использовать ПИ-регуляторы момента и потока. В [32] предлагается использовать обычный алгоритм DTC, но вместо "естественных" векторов напряжения инвертора использовать искусственные, полученные путем ШИМ, которые сдвигаются относительно вектора Ψ_s на оптимальный для управления угол. В целом надо сказать, что использование ШИМ ведет к существенному увеличению расчетов, в связи с чем оно до настоящего времени не находит широкого применения, и реализует другой подход к управлению, в отличие от релейного, которому посвящена эта книга. Поэтому далее такие системы не рассматриваются.

5. Особенности применения DTC для позиционных электроприводов

Существует большая группа электроприводов, основное назначение которых - быстрая и точная установка исполнительного органа рабочего механизма в заданное положение. При этом диапазон возможных перемещений часто весьма велик, так что электропривод может работать в трех режимах: с достижением установившейся (обычно номинальной) скорости, с достижением максимального допустимого по условиям перегрузки момента, но без достижения максимальной скорости, без достижения максимального момента. Соответственно эти три режима называются режимами отработки больших, средних и малых перемещений. Часто время отработки определяет производительность технологического агрегата, поэтому к таким электроприводам предъявляются требования максимального быстродействия с максимальным использованием двигателя и преобразователя, отработки заданного перемещения без перерегулирования, постоянной готовности к работе. К такого рода электроприводам относятся электроприводы нажимных винтов, манипуляторов, летучих ножниц и др., применяемые в прокатном производстве и машиностроении. Мощность таких электроприводов составляет от 10 до нескольких сотен кВт.

До последнего времени в таких электроприводах использовались двигатели постоянного тока, однако сейчас, с появлением быстродействующих электроприводов переменного тока, появилась возможность применения последних в подобных механизмах. При этом в таких электроприводах должен быть учтен ряд дополнительных особенностей по сравнению с общепромышленными электроприводами, рассмотренными выше. В частности, инверторы должны обеспечить возможность рекуперации энергии, в связи с чем они должны иметь активный выпрямитель (см. гл.2). Далее, переход от режима (системы управления) M2 к режиму M1 должен происходить не только при работе на малой скорости, но при переходе в режим торможения - с целью ускорения нарастания тормозного момента, например, при несоответствии знака момента знаку скорости. Такие электроприводы снабжаются импульсными или кодовыми датчиками положения, которые также могут быть использованы для измерения скорости. При этом следует учитывать, что для достаточно точного измерения скорости требуется некоторое время T_{ps} , составляемое на практике 2-10 мсек. Получаемая в результате измерения величина ω_{rd} близка к средней величине скорости ω_r за время T_{ps} . Система регулирования положения строится по принципу подчиненного регулирования и содержит регуляторы положения и скорости, выход последнего задает момент двигателя M_{ref} .

Статическая характеристика регулятора положения для обеспечения отработки рассогласования за минимальное время без перерегулирования, как известно, должна быть нелинейной. Выведем уравнение этой характеристики с учетом дискретности измерений, предполагая, что дискретность собственно регулятора положения также равна T_{ps} .

Аппроксимируем замкнутый контур скорости апериодическим звеном с постоянной времени T_{mp} . Выбор параметров регулятора скорости с учетом дискретности измерителя имеется, например, в [35]. В момент kT_{ps} в регулятор положения вводятся текущие значения задания $S_z(k)$ и перемещения $S(k)$, рассчитывается рассогласование $dS(k)$, на основании которого вычисляется и выдается в регулятор скорости задание $\omega_{ref}(k+1)$, действующее на отрезке времени от kT_{ps} до $(k+1)T_{ps}$. Поведение системы описывается разностными уравнениями

$$\omega_r(k+1) = \omega_{ref}(k+1) + [\omega_r(k) - \omega_{ref}(k+1)]d, \quad d = \exp(-T_{ps}/T_{mp}), \quad (3.30)$$

$$dS(k+1) = dS(k) - \omega_{ref}(k+1)T_{ps} + [\omega_{ref}(k+1) - \omega_r(k)](1-d)T_{mp}. \quad (3.31)$$

Рассмотрим вначале работу на начальном, линейном участке, когда уравнение регулятора имеет вид:

$$\omega_{ref}(k+1) = l dS(k) \quad (3.32)$$

Применяя к (3.30)-(3.32) z-преобразование, получим

$$dS(z) = z \frac{(z - d)dS_0 - (1 - d)\omega_0 T_{mp}}{M(z)}, \quad (3.33)$$

$$M(z) = z^2 + z[l(T_{ps} - (1 - d)T_{mp}) - 1 - d] + d - l[dT_{ps} - (1 - d)T_{mp}], \quad (3.34)$$

где ω_0 , dS_0 -начальная точка траектории при линейном управлении.

Выберем значение l таким, чтобы оба корня уравнения $M(z)=0$ были бы равными и вещественными, что имеет место, если дискриминант уравнения равен нулю; это условие приводит к квадратному уравнению относительно l , решение которого:

$$l = l_0 = (1-d) \frac{T_{ps} + (1-d)T_{mp} - 2\sqrt{(1-d)T_{mp}T_{ps}}}{[T_{ps} - (1-d)T_{mp}]^2}, \quad (3.35)$$

причем корни уравнения

$$z_{1,2} = c = 0.5 \{1+d+l_0[(1-d)T_{mp}-T_{ps}]\}. \quad (3.36)$$

Найдя обратное z -преобразование при $M(z) = (z-c)^2$, получим:

$$dS(k) = c^k dS_0 + kc^{k-1} [(1-d/c)dS_0 - (1-d)T_{mp}\omega_0/c]. \quad (3.37)$$

Перерегулирование будет отсутствовать, если выражение в квадратных скобка неотрицательно, т.е. если начальная точка ω_0 , dS_0

$$\omega_0 = mdS_0, \quad m = \frac{c-d}{(1-d)T_{mp}}. \quad (3.38)$$

лежит не выше прямой

При некотором рассогласовании dS_p линейный участок характеристики регулятора должен переходить в нелинейный, обеспечивающий торможение с постоянным замедлением a_d , т.е. в процессе торможения должно быть

$$\omega_r(k+1) = \omega_r(k) - a_d T_{ps}. \quad (3.39)$$

С учетом (3.30)

$$\omega_{ref}(k+1) = \omega_r(k) - D, \quad D = a_d T_{mp} / (1-d). \quad (3.40)$$

С учетом (3.31) и (3.40)

$$dS(k+1) = dS(k) - \omega_{ref}(k+1)T_{ps} - a_d T_{mp} T_{ps}. \quad (3.41)$$

Решая полученные разностные уравнения, находим:

$$\omega_r(k) = \omega_0 - a_d k T_{ps} \quad (3.42)$$

$$\omega_{ref}(k+1) = \omega_0 - a_d k T_{ps} - D, \quad (3.43)$$

$$dS(k) = dS_0 - (\omega_0 - E)kT_{ps} + 0.5a_d(kT_{ps})^2, \quad (3.44)$$

$$E = -a_d T_{mp} + 0.5a_d T_{ps}(1+d)/(1-d). \quad (3.45)$$

Здесь dS_0 , ω_0 - начальные значения фазовых координат при работе на нелинейном участке. Исключая из (3.44) переменную k с помощью (3.43) и предполагая, что в начальный момент времени выполняется соотношение

$$dS_0 = \frac{\omega_0^2}{2a_d} - \frac{E\omega_0}{a_d}, \quad (3.46)$$

видим, что и в дальнейшем

$$dS(k) = \frac{\omega_r^2(k)}{2a_d} - \frac{E\omega_r(k)}{a_d}, \quad (3.47)$$

т.е. (3.47) является уравнением фазовой траектории при торможении. Исключая $\omega_r(k)$ с помощью (3.40), получим формулу для характеристики регулятора:

$$dS(k) = [\omega_{ref}(k+1)]^2 / (2a_d) + (0.5T_{ps} + T_{mp})\omega_{ref}(k+1) + F, \quad (3.48)$$

$$F = DT_{mp} - 0.5dD^2/a_d. \quad (3.49)$$

Фазовая траектория (3.47) проходит через начало координат и пересекает прямую (3.38). Чтобы обеспечить отработку без перерегулирования и с максимальным быстродействием, фазовую траекторию нужно сместить вправо на такую величину dS_1 , при которой она касается прямой (3.38). Нетрудно показать, что при этом

$$dS_1 = (a_d + mE)^2 / 2a_d m^2. \quad (3.50)$$

Таким образом, характеристика регулятора имеет линейный начальный участок с коэффициентом усиления l_0 , который при рассогласовании dS_2 переходит в параболу (3.48), смещенную по оси абсцисс на dS_1 . Для получения уравнения параболы нужно в

левой части (3.48) $dS(k)$ заменить на $dS(k)-dS_1$, а значение dS_2 получается из этого смещенного уравнения при $\omega_{ref}(k+1)=l_0 dS_2$, т.е находится из уравнения

$$dS_1 = dS_2 [1 - (T_{mp} + 0.5 T_{ps}) l_0] - F - 0.5 l_0^2 dS_2^2 / a_d. \quad (3.51)$$

При рассогласовании $dS_3=dS_d+dS_1$ заданная скорость должна быть равна номинальной ω_h , а характеристика регулятора должна иметь скачок, равный D . Значение dS_d находится из (3.47) при $\omega_r(k)=\omega_h$. Однако, в момент начала торможения может иметь место увеличенное значение замедления, вызванное "перескакиванием" характеристики регулятора из-за дискретности измерения рассогласования во времени. Исключение его влияния может быть достигнуто продолжением характеристики регулятора вправо на величину $\omega_h T_{ps}$, т.е. нелинейный участок заканчивается при $dS_3=dS_d+dS_1+\omega_h T_{ps}$.

На рис.3.41а показан общий вид характеристики управления, а на рис. 3.41б построение ее начального участка. На рис.3.42 приведены осциллограммы отработки рассогласования в таком электроприводе. Видно, что во всех случаях обеспечивается оптимальное протекание переходных процессов.

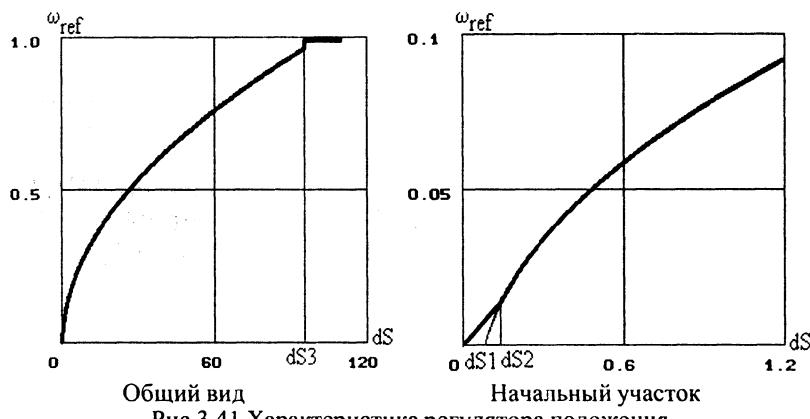
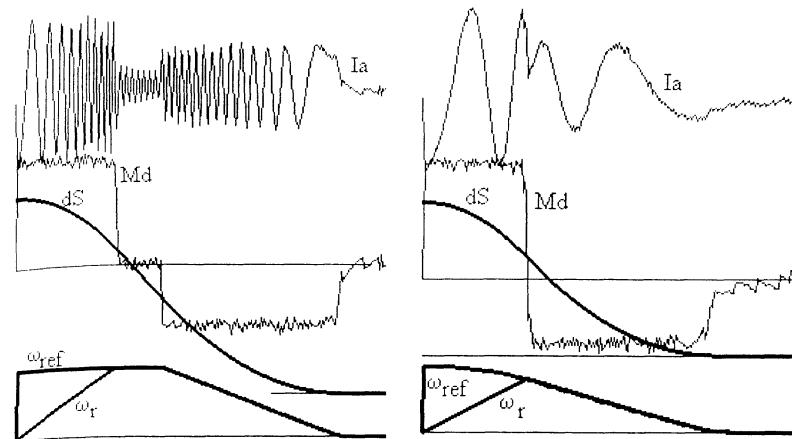


Рис.3.41.Характеристика регулятора положения

Рассмотрим некоторые дополнительные вопросы. Электропривод, о котором идет речь, работает в повторно-кратковременном режиме. Важным вопросом является обеспечение его надежной стоянки при малом моменте сопротивления и при сохранении готовности к не-



Большое начальное рассогласование Среднее начальное рассогласование
Рис.3.42.Переходные процессы в электроприводе

медленной работе. Это может быть достигнуто подачей после окончания отработки очередного рассогласования постоянного тока в АД путем коммутации одной из фаз инвертора -аналогично тому, как это делается при начальном возбуждении АД (см. §3.1). При этом дополнительно появляется возможность достаточно часто оценивать сопротивление обмотки статора R_s путем измерения средних значений пульсирующих напряжения и тока. Измерения должны начинаться спустя некоторое время после окончания отработки рассогласования и подачи постоянного тока с тем, чтобы окончились переходные процессы. Это значение сопротивления может быть использовано для оценки потокосцепления статора, как это будет описано далее.

Имеется также возможность периодической оценки сопротивления ротора R_r , что также может быть использовано для оценки потокосцеплений статора и ротора на низкой скорости (см. далее). Оценка R_{re} вычисляется с использованием формулы (1.34), а именно:

$$R_{re}=1.5p \Psi_r^2 (\omega_s - \omega_r) / M_d. \quad (3.52)$$

Здесь $\omega_s=\Delta\theta_r/T_c$, а угловое положение θ_r , вектора Ψ_r и его модуль Ψ_r рассчитываются по (3.1), (1.25) после вычисления составляющих вектора потокосцепления статора. Для получения малой ошибки вычисление R_{re} выполняется только при достаточно больших скорос-

тях (например, при $\omega_r > 0.2$) и в режимах разгона и торможения, когда момент двигателя достаточно велик (а также при установившейся скорости, если момент сопротивления $M_f > 0.3\text{-}0.4$). Так как на практике в (3.52) вместо ω_r , используется средняя величина ω_{rd} за время T_{ps} , то и величины ω_s и M_d , входящие в эту формулу, должны быть усреднены за это время. Кроме того, результат вычислений должен быть отфильтрован. На рис.3.43 показан процесс вычисления R_{re} .

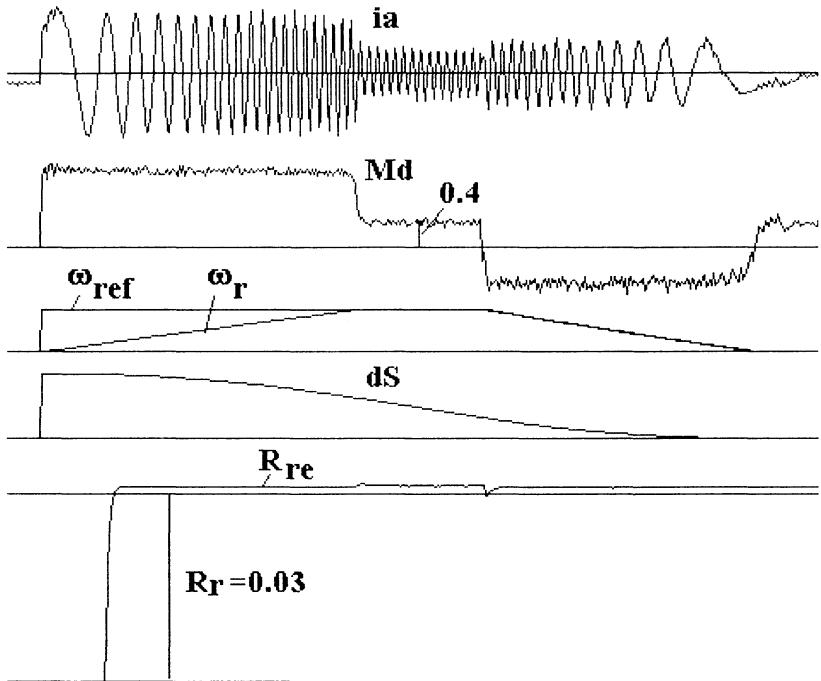


Рис.3.43. Процесс вычисления сопротивления ротора R_{re}

6.ДТС для электроприводов с трехуровневыми инверторами

В гл.2 были приведены схема и пространственные векторы напряжения трехуровневого инвертора. Большее число возможных состояний инвертора позволяет получить лучшие характеристики по сравнению с двухуровневыми инверторами. Рассмотрим возможные способы использования этих состояний. При этом мы следуем работе[36].

Целесообразно рассматривать работу на высоких и на низких скоростях по отдельности. Вначале рассмотрим работу на высокой скорости, когда должны использоваться состояния M или I. Пусть вектор Ψ_s лежит в первом секторе. Тогда при необходимости увеличения момента могут быть использованы состояния $V_k=11-1$ и $V_k=-11-1$, эквивалентные состояниям $V_k=6$ и $V_k=2$ двухуровневого инвертора, и I -состояние $V_k=01-1$, которое обозначим $V_k=62$. На рис. 3.44 приведены рассчитанные по описанной в §3.1 методике зависимости приращения потока и момента от угла вектора Ψ_s для этих трех состояний. На основании рассмотрения этих кривых анализируются два способа использования I -состояний:

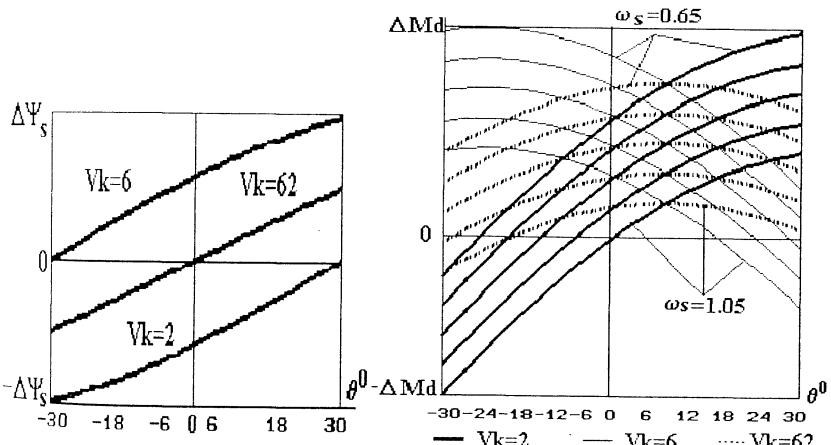


Рис.3.44.Зависимости приращений потока и момента от угла Ψ_s

a) Так как для $V_k=62$ изменение потокосцепления статора $\Delta\Psi_s$ значительно меньше, чем для M-состояний, то возможно использовать трехпозиционную характеристику управления потоком, изображенную на рис.3.45. При этом при $FF=1$ $V_k=6$ при $FF=-1$ $V_k=2$ и при $FF=0$ $V_k=62$ (Метод M3_1).

б) Так как при больших скоростях в первой половине сектора при $V_k=2$ момент не увеличивается, а уменьшается, то возможно при $\varepsilon_\psi < 0$ вместо состояния $V_k=2$ выбрать состояние $V_k=62$, для которого изменение момента больше. Более того, возможно такую замену производить при более точном условии (3.9) (Метод M3_2).

При необходимости уменьшения момента в обоих методах используются нулевые состояния.

Для сравнения методов управления были использованы такие характеристики как размах флюктуаций момента dm , общее число коммутаций инвертора Nc за 20 мсек, содержание высших гармоник в токе двигателя C_h , степень использования двигателя. Параметры АД равны: $U_{\text{ном}}=2000\text{В}$,

$I_{\text{ном}}=400\text{А}$, индуктивности и сопротивления в о.е.: $R_s=R_r=0.015$, $L_s=5$, $\sigma L_s=\sigma L_r=0.13$.

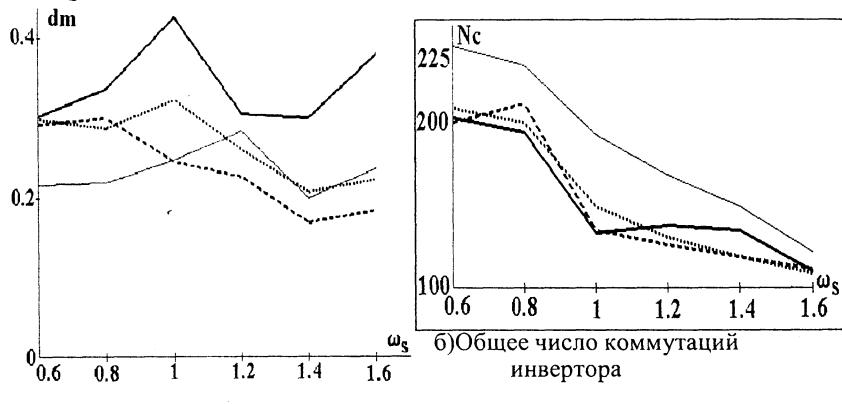


Рис.3.45. Характеристика регулятора потока для M3_1

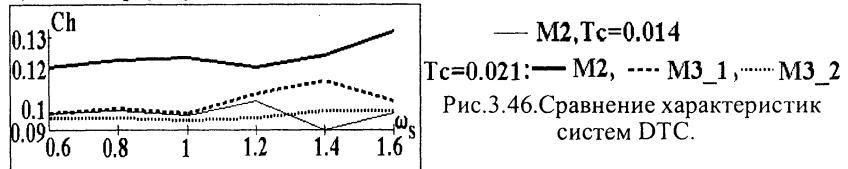


Рис.3.46.Сравнение характеристик систем DTC.
— M2, $T_c=0.014$
 $T_c=0.021$: — M2, ---- M3_1, M3_2

в) Содержание высших гармоник

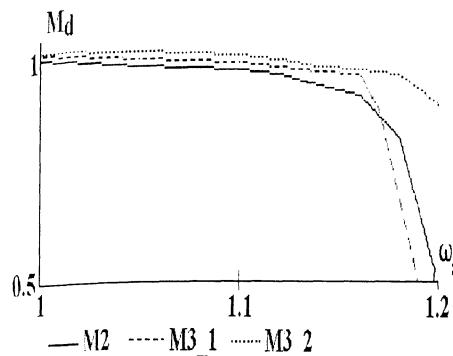


Рис.3.47.Зависимость среднего момента от скорости при $M_{ref}=1$

числе коммутаций. Что касается сравнения M3_1 и M3_2, то видно, что второй дает меньшие искажения тока АД при лучшем использовании двигателя (см.рис.3.47, на котором показаны зависимости средней величины момента от скорости при $M_{ref}=1$).

На рис.3.48 приведены переходные процессы при ступенчатом изменении M_{ref} от 0.25 до 1 для способов управления M2 и M3_2

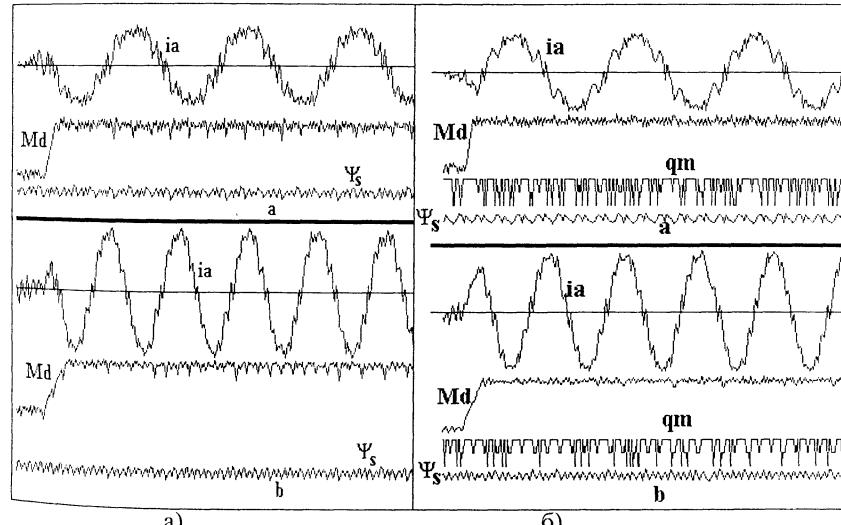


Рис.3.48.Переходные процессы при ступенчатом изменении M_{ref}
а)-метод M2, а- $\omega_s=1$, б- $\omega_s=1.6$; а)-метод M3_2, а- $\omega_s=1$, б- $\omega_s=1.6$.

при $Tc=0.021$, которые подтверждают сказанное выше о преимуществе второго способа. На этом рис. величина $qm=2$ при реализации M-состояний, $qm=1$ при реализации I-состояний, $qm=0$ при реализации нулевых состояний.

Следует сказать, что N_c равно общему числу изменений состояний инвертора, тогда как представляет интерес число коммутаций в одной фазе двухуровневого инвертора N_f2 , а для трехуровневого инвертора -число коммутаций определенных ключей, особенно подсоединеных к нейтральной точке N_f3 . Для M2 действительно соотношение (3.21), а для M3_2 $N_f3=K_f3N_c$, $K_f3=0.28-0.35$ при изменении ω_s от 0.6 до 1.6.

Рассмотрим теперь работу системы при низких частотах. При скоростях ниже $\omega_{s1}=0.5-0.55$ номинальной вместо M- и I-состояний целесообразно использовать H-состояния, а алгоритм работы системы совпадает с M2 с половинным напряжением в звене постоянного тока. При этом уменьшаются флуктуации момента и искажения тока, а также в определенном диапазоне частота коммутации. Например, при $\omega_s=0.5$ величина dm уменьшается на 25% по сравнению с M3_2, а частота коммутации- почти вдвое. При уменьшении скорости различие между алгоритмами уменьшается. Для ускорения отработки момента при его увеличении, особенно при скорости близкой к 0.5, целесообразно при $\varepsilon_m > dM1$, $dM1=(2..3)$ $dM0$ переходить к использованию соответствующих M-состояний. Далее, при необходимости быстрого уменьшения момента, а также при очень малых скоростях ($\omega_s2=0.02-0.04$) необходимо исключить использование нулевых состояний, о чем уже говорилось в §3.1.

В гл.2 уже говорилось о необходимости в трехуровневых инверторах обеспечить равенство $U_{d1}=U_{d2}$ и о возможности использования для этой цели HН или HL- состояний в зависимости от знака разбаланса напряжений и режима работы АД. Переход от одной системы напряжений к другой выполняется с помощью компаратора разности напряжений с гистерезисом, имеющего выход $qv1=1$ или $qv1=-1$, а логический сигнал выбора системы состояний $qv=qv1*Sign(M_{ref})*Sign(\omega_r)$, $Sign(x)$ - знак величины x . Однако такой алгоритм возможен только при $\omega_s < \omega_{s1}$. При больших скоростях возможно при превышении разностью напряжений заданного значения (например, 2-4%) и при необходимости уменьшения момента вместо нулевых использовать активные HН или HL- состояния (в зависимости от знака разбаланса и режима работы АД), алгоритм выбора

которых такой же, как и для системы M1, описанной в §3.1. Логический сигнал выбора системы состояний формируется так же, как и при $\omega_s < \omega_{s1}$, но компаратор разбаланса напряжений трехпозиционный с выходом 1,0,-1; при нулевом выходе используются нулевые состояния. На рис.3.49 показан процесс парирования импульсного возмущения разности напряжений амплитудой 5%.на скорости $\omega_s=1$. При $qa>0$ HН-состояния используются вместо нулевых. На рис.3.50 показана работа на низкой скорости. Здесь $qm=2$ при реализации M-состояний, $qm=1$ или -1 при реализации HН или HL- состояний, $qm=0$ для нулевых состояний. На рис.3.51 показан процесс разгона и реверса при работе с описанным алгоритмом. Каждый конденсатор в звене постоянного тока имеет емкость 6 о.е.

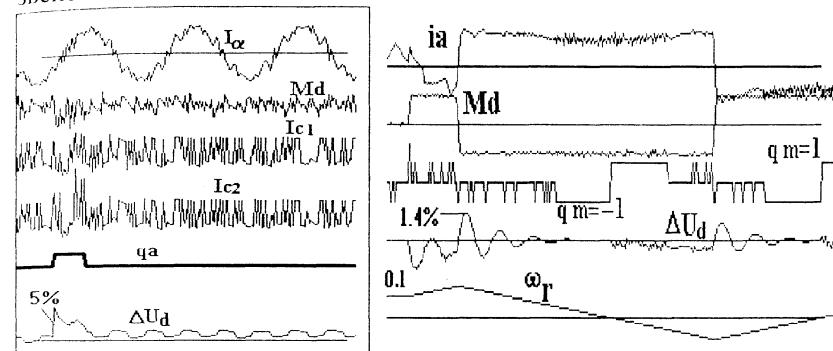


Рис.3.49.Импульсное возмущение U_{d1} .

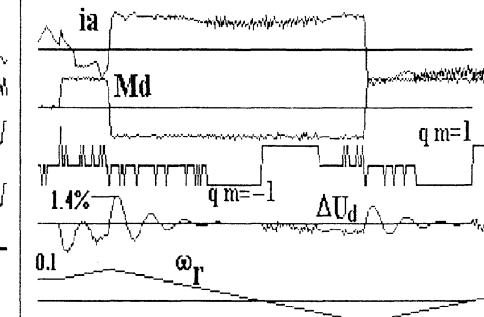


Рис.3.50. Выравнивание напряжений на низкой скорости

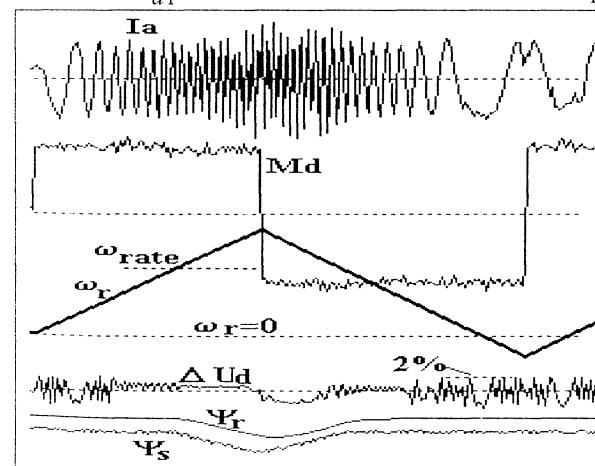


Рис.3.51. Разгон, торможение и реверс электропривода

7. ДТС в электроприводе с асинхронным двигателем двойного питания

При применении АД двойного питания его статор питается непосредственно от сети переменного тока (часто через трансформатор), а в цепи ротора современных приводов устанавливаются инвертор напряжения и выпрямитель. Для получения двухсторонней передачи энергии выпрямитель выполняется регулируемым (как на рис.2.6). Схема электропривода изображена на рис.3.52.

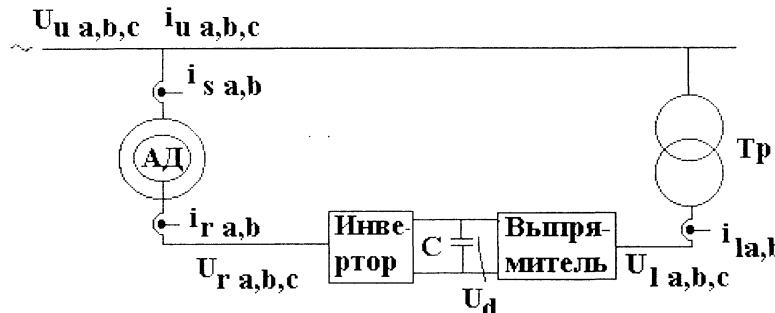


Рис.3.52.Схема электропривода с двойным питанием

Система ДТС была подробно описана в §3.1. Обратим только внимание на то, что при управлении по статору при выборе нулевого состояния инвертора вектор Ψ_s как бы кратковременно "застывает", а вектор Ψ_r продолжает вращаться, и момент убывает, что позволяет при необходимости уменьшения момента вместо активных использовать нулевые состояния. При работе в генераторном режиме знак момента меняется на обратный, но изменение выбираемых состояний не требуется, так как при этом вектор Ψ_r опережает Ψ_s , и для увеличения момента нужно увеличить отставание второго от первого, к чему и приводит выбор нулевого состояния.

В АД двойного питания величина и положение вектора Ψ_s определяются напряжением сети, и управление АД осуществляется воздействием на вектор Ψ_r . Сначала выпишем уравнения АД, причем уравнения статора записываем в неподвижной системе координат, а уравнения ротора - во вращающейся со скоростью ω_r . При этом переменные статора имеют частоту сети ω_s , а ротора частоту скольжения $\Delta\omega_s = \omega_s - \omega_r$. На основании (1.21)-(1.25) получаем:

$$d\Psi^s_{s\alpha}/dt = U_{u\alpha} - R_s i^s_{s\alpha}, \quad (3.53)$$

$$d\Psi^s_{s\beta}/dt = U_{u\beta} - R_s i^s_{s\beta}, \quad (3.54)$$

$$i^s_{s\alpha} = (\Psi^s_{s\alpha} - K_r \Psi^s_{r\alpha})/\sigma L_s, \quad (3.55)$$

$$i^s_{s\beta} = (\Psi^s_{s\beta} - K_r \Psi^s_{r\beta})/\sigma L_s, \quad (3.56)$$

$$d\Psi^r_{r\alpha}/dt = U_{r\alpha} - R_r i^r_{r\alpha}, \quad (3.57)$$

$$d\Psi^r_{r\beta}/dt = U_{r\beta} - R_r i^r_{r\beta}, \quad (3.58)$$

$$i^r_{r\alpha} = (\Psi^r_{r\alpha} - K_s \Psi^r_{s\alpha})/\sigma L_r, \quad (3.59)$$

$$i^r_{r\beta} = (\Psi^r_{r\beta} - K_s \Psi^r_{s\beta})/\sigma L_r \quad (3.60)$$

Здесь верхний индекс указывает на систему координат, а переход от переменных a, b, c к α, β осуществляется по формулам: (1.7),(1.8).

Переход от неподвижной статорной системы осей к подвижной роторной и наоборот выполняется по соотношениям (1.11),(1.12), где ρ -угловое положение ротора относительно неподвижного статора:

$$\Psi^s_{r\alpha} = \Psi^r_{r\alpha} \cos \rho - \Psi^r_{r\beta} \sin \rho; \quad (3.61)$$

$$\Psi^s_{r\beta} = \Psi^r_{r\beta} \cos \rho + \Psi^r_{r\alpha} \sin \rho; \quad (3.62)$$

$$\Psi^r_{s\alpha} = \Psi^s_{s\alpha} \cos \rho + \Psi^s_{s\beta} \sin \rho; \quad (3.63)$$

$$\Psi^r_{s\beta} = \Psi^s_{s\beta} \cos \rho - \Psi^s_{s\alpha} \sin \rho. \quad (3.64)$$

В АД двойного питания с прямым управлением моментом регулируется амплитуда вектора потока ротора, который вращается (относительно ротора) с угловой скоростью скольжения, следовательно, и основная гармоника выходного напряжения инвертора имеет частоту скольжения. Номер сектора определяется положением этого вектора. При скорости ниже синхронной в двигательном режиме в системе координат ротора вектор Ψ_r отстает от вектора Ψ_s , который вращается с постоянной частотой скольжения, и при необходимости увеличить момент надо задержать вращение первого, следовательно, табл. 3.1 изменяется. Более того, при использовании нулевых состояний момент не уменьшается, а увеличивается, т.е. их можно исполь-

Табл.3.11.Выбор состояний
для АД двойного питания

знак ε_m	знак ε_Ψ	V_k
1	1	5
1	-1	1
-1	1	6
-1	-1	2

или 1 и изменение алгоритма не требуется. Однако нулевые состояния инвертора можно использовать не при $\varepsilon_m > 0$, а при $\varepsilon_m < 0$, когда момент превосходит заданный..

При изменении знака момента сдвиг между векторами Ψ_r и Ψ_s изменяет знак, но при этом также меняются условия получения значений ε_m и ε_Ψ , и нетрудно убедиться, что в силе остается и табл.3.11, и использование нулевых векторов. Таким образом, целесообразно при скоростях, близких к синхронной, нулевые состояния не использовать, а при удалении от синхронной скорости выбирать условия использования нулевых векторов ($\varepsilon_m > 0$ или < 0) в зависимости от знака скольжения.

Для определения величины и положения вектора Ψ_r можно использовать уравнения (3.57), (3.58), однако это возможно только при скоростях, достаточно удаленных от синхронной, так как иначе величины напряжений становятся малыми. Более часто используются формулы (3.59), (3.60), (3.63), (3.64) или же вытекающая из (3.55), (3.56), (3.59), (3.60)

$$\Psi^r_{r\alpha,\beta} = L_r i^r_{r\alpha,\beta} + L_m i^r_{s\alpha,\beta}. \quad (3.65)$$

Величины $i^r_{s\alpha,\beta}$ вычисляются по измеренным токам статора $i^s_{s\alpha,\beta}$ по формулам, аналогичным (3.63),(3.64). Формула (3.65) использует только измеренные величины, но на ее точность существенно влияет насыщение. На точность формул (3.59),(3.60) насыщение влияет меньше, но они используют дополнительно вычисляемые величины потокосцепления статора, что не всегда просто. В тех случаях, когда для вычисления угла ρ вместо датчика положения ротора используются косвенные методы [37], положение Ψ_s вычисляется в любом случае, и целесообразно использовать уравнения (3.59),(3.60). Момент двигателя вычисляется по формуле:

$$M_d = 1.5p(\Psi^r_{r\beta} i^r_{r\alpha} - \Psi^r_{r\alpha} i^r_{r\beta}). \quad (3.66)$$

зователь при $\varepsilon_m > 0$, а не при $\varepsilon_m < 0$.

При скорости выше синхронной оба вектора вращаются в противоположном направлении, Ψ_r опережает Ψ_s , и для увеличения момента нужно дополнительное повернуть первый вектор по направлению вращения, т.е. опять использовать состояния 5

или 1 и изменение алгоритма не требуется. Однако нулевые состояния инвертора можно использовать не при $\varepsilon_m > 0$, а при $\varepsilon_m < 0$, когда момент превосходит заданный..

Для получения информации о положении ротора ρ устанавливается датчик, с помощью которого вырабатывается также информация о скорости вращения. Возможна также реализация системы без датчика. В этом случае используется равенство [37]:

$$\rho = \rho_1 - \rho_2, \quad (3.67)$$

где ρ_1 - угол вектора тока ротора в неподвижной системе координат статора, ρ_2 - угол вектора тока ротора в системе координат ротора; угол ρ_1 меняется с угловой скоростью ω_s , угол ρ_2 - с угловой скоростью скольжения $\Delta\omega$, а ρ - с угловой скоростью ω_r . Угол ρ_2 вычисляется на основании измерений тока ротора по формуле вида (3.1), а ρ_1 можно вычислить с использованием (1.23), причем i_s измеряется, а Ψ_s вычисляется при помощи (3.53), (3.54).

Для выбора величины Ψ_{ref} запишем уравнения статики во вращающейся с синхронной скоростью системе координат, направив вещественную ось по Ψ_s . Из (3.4)

$$M_d = k_{md} \Psi_s \Psi_{rq}, \quad (3.68)$$

из (1.23)-(1.25)

$$\Psi_s = K_r \Psi_{rd} + \sigma L_s i_{sd}, \quad (3.69)$$

$$0 = K_r \Psi_{rq} + \sigma L_s i_{sq}, \quad (3.70)$$

$$\Psi_{rd} = K_s \Psi_s + \sigma L_r i_{rd}, \quad (3.71)$$

$$\Psi_{rq} = \sigma L_r i_{rq}. \quad (3.72)$$

Так как в рассматриваемых условиях величина Ψ_s практически постоянна, то величина Ψ_{rq} однозначно определяется моментом, а Ψ_{rd} можно варьировать по различным критериям. При этом обычно $\Psi_{rd} > \Psi_{rq}$, т.е. можно принять

$$\Psi_{ref} = \sqrt{\Psi_{rd}^2 + \Psi_{rq}^2} \approx \Psi_{rd}, \quad (3.73)$$

хотя учет Ψ_{rq} также сложности не вызывает. Величину Ψ_{ref} можно, в частности, выбрать из условия отсутствия фазового сдвига между статорными напряжением и током; так как ток i_{sd} направлен по вектору Ψ_s , т.е. перпендикулярно напряжению сети, то из (3.69).

$$\Psi_{rd} = \Psi_s / K_r. \quad (3.74)$$

Можно также выбрать Ψ_{ref} из условия минимизации потерь в обмотках машины. Так как можно влиять только на токи i_{sd}, i_{rd} , то это условие сводится к следующему:

$$R_s i_{sd}^2 + R_r i_{rd}^2 \rightarrow \min, \quad (3.75)$$

откуда после минимизации с использованием (3.69), (3.71) получаем:

$$\Psi_{rd} = \Psi_s \frac{K_s R_s K_s + R_r K_r^2}{K_r R_s K_s^2 + R_r K_r}. \quad (3.76)$$

Для машины с равными параметрами статора и ротора $\Psi_{rd} = \Psi_s$. В таблице 3.12 приведены полученные при моделировании величины потерь в меди в зависимости от Ψ_{ref} для такого АД. Видно, что действительно при $\Psi_{ref}/\Psi_{rd}=1$ достигается минимум потерь.

Табл.3.12

Ψ_{ref}/Ψ_s	1.04	1.02	1	0.98	0.96
$i_{sd}^2 + i_{rd}^2$	0.56	0.53	0.516	0.523	0.55

Рассмотрим теперь выбор величины напряжения в звене постоянного тока U_d . Для определения фазного напряжения обмотки ротора запишем (1.22) в установившемся режиме во врачающейся с синхронной скоростью системе координат, направленной по вектору Ψ_s , при этом исключим i_r с помощью соотношений, аналогичных (3.59), (3.60), но записанных в указанной выше системе координат. Имеем:

$$u_{rd} = R_r (\Psi_{rd} - K_s \Psi_s) / \sigma L_r - \Delta \omega \Psi_{rq}, \quad (3.77)$$

$$u_{rq} = R_r \Psi_{rq} / \sigma L_r + \Delta \omega \Psi_{rd}. \quad (3.78)$$

Тогда амплитуда фазного напряжения

$$U_{rm} = \sqrt{u_{rd}^2 + u_{rq}^2}. \quad (3.79)$$

Как говорилось выше, Ψ_{rq} определяется моментом, а Ψ_{rd} - принятым законом управления. На рис.3.53 приведены зависимости U_{rm} от $\Delta \omega$ при $\Psi_s = 1$ для двух значений момента и для двух приведенных выше способов выбора Ψ_{rd} . Видно их малое влияние на величину фазного напряжения. С учетом возможности пренебречь сопротивлением статора можно принять:

$$U_{rm} = 1.1 k_t U_{ut} \Delta \omega / \omega_s, \quad (3.80)$$

где U_{ut} - амплитуда фазного напряжения сети, k_t - отношение чисел витков обмоток ротора и статора.. На основании (3.11)

$$U_d > U_{rm} \sqrt{3}. \quad (3.81)$$

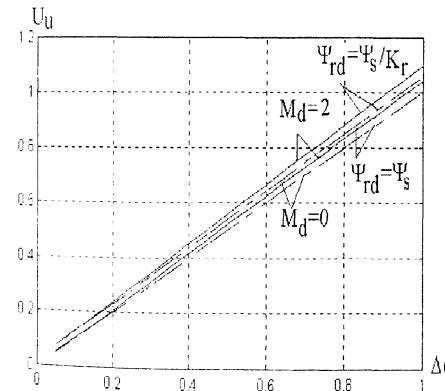


Рис.3.53. Расчет напряжения инвертора

На рис.3.54 приведена структура системы регулирования. Положение ротора ρ или измеряется, или вычисляется, как это было описано выше. Важное значение для системы имеет управление выпрямителем, этот вопрос рассматривается в последующих главах. Настраиваемыми параметрами системы являются $dF0$, $dM0$ и в определенных пределах T_C . Показателями, по которым происходит настройка, служат частота коммутации инвертора f_k , максимальные флуктуации момента dm , содержание высших гармоник в токе статора C_h . На рис.3.55 показаны полученные моделированием зависимости верхней и нижней границы величины C_h от $dF0$

при изменении dM_0 от 0.01 до 0.06 и T_c от 0.007 до 0.021 (от 23 мкс до 67 мкс). Видно, что C_h определяется почти исключительно dF_0 .

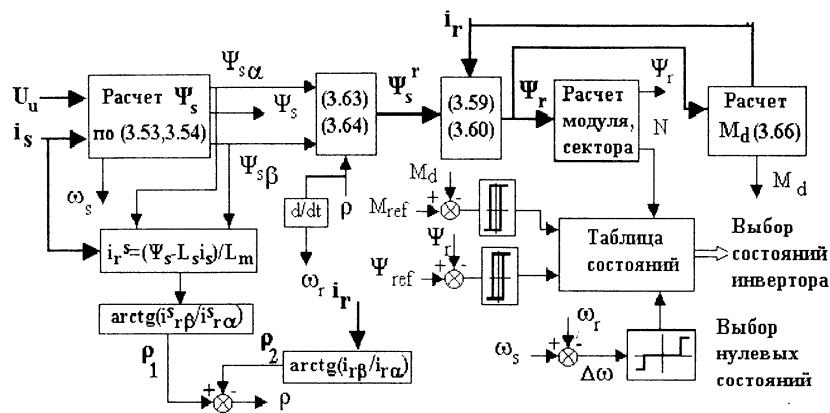


Рис.3.54. Структурная схема системы регулирования

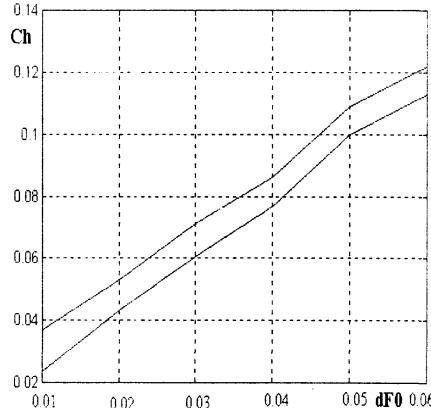


Рис.3.55. Верхняя и нижняя границы C_h при изменениях dM_0 и T_c

этих величин. Применим изложенный выше метод упрощенного моделирования к электроприводу двойного питания.

Полагая Ψ_s постоянной величиной, запишем приращение момента

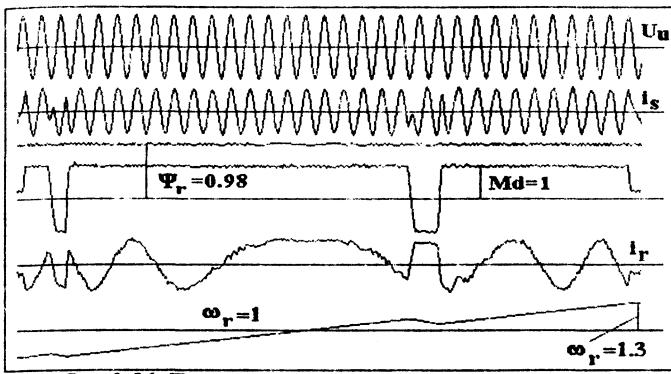


Рис.3.56. Переходные процессы в электроприводе

$$\Delta M_d = K_m \Psi_s (\Delta \Psi_r \sin \theta_{sr0} + \Psi_r \cos \theta_{sr0} \Delta \theta_{sr}), \quad (3.82)$$

$$\theta_{sr0} = \arcsin(M_{ref}/k_{md} \Psi_s \Psi_{ref}). \quad (3.83)$$

Так как $\Psi_r^2 = \Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2$, то

$$\Delta \Psi_r = \frac{\Psi_{r\alpha} \Delta \Psi_{r\alpha} + \Psi_{r\beta} \Delta \Psi_{r\beta}}{\Psi_r}, \quad (3.84)$$

где с учетом (3.57)-(3.60)

$$\Delta \Psi_{r\alpha, \beta} = T_c [u_{r\alpha, \beta} - \frac{R_r}{\sigma L_r} (\Psi_{r\alpha, \beta} - K_s \Psi_{s\alpha, \beta}^r)], \quad (3.85)$$

После подстановки в (3.84) получаем:

$$\Delta \Psi_r = T_c [u_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} (\Psi_r - K_s \Psi_s \cos \theta_{sr0})], \quad (3.86)$$

где u_{rd} определяется как в (3.19).

Далее,

$$\Delta \theta_{sr} = \Delta \omega T_c - \Delta \theta. \quad (3.87)$$

Дифференцируя

$$\theta = \arctg(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}}),$$

с учетом (3.85) получаем:

$$\Delta\theta = T_c(u_{rq} + \frac{K_s R_r}{\sigma L_r} \Psi_s \sin\theta_{sr0}) / \Psi_r, \quad (3.88)$$

где u_{rq} определяется как в (3.20). Рекуррентные уравнения модели имеют вид:

$$\Psi_r(k+1) = \Psi_r(k) + \Delta\Psi_r(k), \quad (3.89)$$

$$\Delta\Psi_r(k) = T_c[u_{rd}(k) - \frac{R_r}{\sigma L_r}(\Psi_r - K_s \Psi_s \cos\theta_{sr0})], \quad (3.90)$$

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \Delta\theta(k), \quad (3.91)$$

$$\Delta\theta(k) = T_c(u_{rq}(k) + \frac{K_s R_r}{\sigma L_r} \Psi_s \sin\theta_{sr0}) / \Psi_r, \quad (3.92)$$

$$M_d(k+1) = M_d(k) + k_{md} \Psi_s \{\Delta\Psi_r(k) \sin\theta_{sr0} + \Psi_r \cos\theta_{sr0} [T_c \Delta\omega - \Delta\theta(k)]\}, \quad (3.93)$$

где величины $\Delta\Psi_r(k)$ и $\Delta\theta(k)$ зависят от выбранного на интервале k вектора напряжения. В установившемся режиме в формулах для приращений можно принять $\Psi_r = \Psi_{ref}$, а также принять $\sin\theta_{sr0} = \theta_{sr0}$, $\cos\theta_{sr0} = 1$. При расчете f_k и dm достаточно ограничиться многократным изменением θ только в одном секторе, т.е. принять (3.18). Величины $u_{r\alpha}$ и $u_{r\beta}$ определяются по таблице 3.13. Если используются нулевые состояния, то при

$$((\varepsilon_m > 0) \& (\Delta\omega > 0)) \text{ ИЛИ } ((\varepsilon_m < 0) \& (\Delta\omega < 0)) \quad u_{r\alpha} = u_{r\beta} = 0.$$

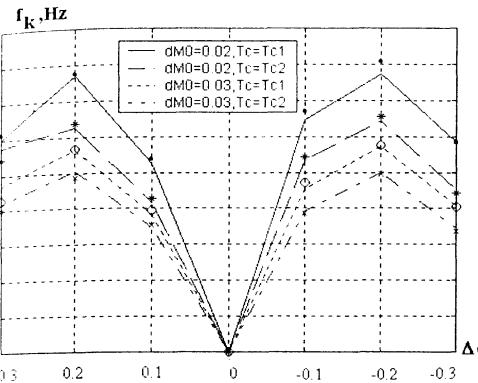
Табл.3.13

Знак ε_m	Знак ε_Ψ	$u_{r\alpha}$	$u_{r\beta}$
1	1	$U_d/3$	$-U_d/\sqrt{3}$
1	-1	$-U_d/3$	$-U_d/\sqrt{3}$
-1	1	$U_d/\sqrt{3}$	$U_d/\sqrt{3}$
-1	-1	$-U_d/3$	$U_d/\sqrt{3}$

Как уже говорилось, использование разностных уравнений многократно сокращает время расчетов. В то же время результаты этих упрощенных вычислений достаточно адекватны. На рис.3.57 показаны

зависимости частоты коммутации от параметров системы, рассчитанные путем моделирования полной системы и по упрощенной методике. Видна высокая степень совпадения результатов. Следует напомнить, что для расчета частоты коммутации в одной фазе инвертора в соответствии с (3.21) число изменений состояния упрощенной модели при использовании нулевых состояний нужно умножить на 0.35.

При необходимости расчета содержания высших гармоник в токе ротора C_h необходимо рассматривать изменение положения вектора потока ротора в интервале $[0, 2\pi]$, как это было описано в §3.3. После фиксации напряжения инвертора за период $2\pi/\Delta\omega$, находятся амплитуды гармоник напряжения C_i , и затем C_h по формуле, аналогичной (3.23):



Фиг.3.57. Частота коммутации при детальном (линии) и упрощенном (точки) моделировании, $T_c1=0.007$, $T_c2=0.014$.

$$C_h = 0.707 \sqrt{\sum_{i=2}^N \frac{C_i^2}{R_r^2 (1 + T_r'^2 i^2 (\Delta\omega)^2)}}, \quad (3.94)$$

$T_r' = \sigma L_r / R_r$. На рис.3.58 показаны результаты расчетов по полной модели и для упрощенной. Видно хорошее совпадение результатов.

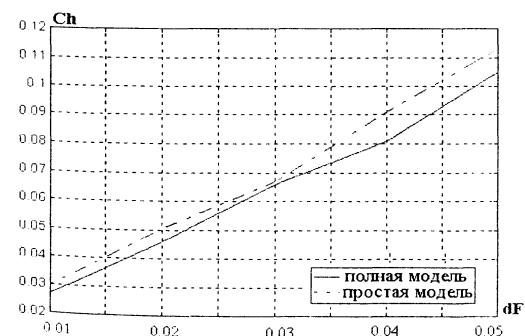


Рис.3.58. Содержание высших гармоник в токе ротора для полной и упрощенной моделей, $dMO = 0.03$, $T_c = 0.014$

ГЛАВА 4

Получение информации об управляемом процессе

1. Оценка координат электропривода

Как это следует из гл.3, для реализации DTC необходимо иметь информацию о токе двигателя i_s и о потокосцеплении его статора Ψ_s . Что касается тока, его измерение осуществляется двумя датчиками, установленными в двух фазах двигателя; при этом третий ток и составляющие двухфазного эквивалентного АД вычисляются по формулам (1.5), (1.9). Что касается оценки Ψ_s , то это задача намного более трудная, и ей посвящена обширная литература. Применяемые в первые годы появления систем векторного управления измерители потока на основе датчиков Холла или специальных измерительных обмоток сейчас не используются, так как они существенно увеличивают стоимость АД и снижают его надежность. Поэтому в настоящее время применяют исключительно косвенные методы, основанные на использовании уравнений АД.

Наиболее простой метод оценки составляющих $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$ основан на использовании уравнения (1.21) при $\omega_k=0$:

$$\Psi_{s\alpha,\beta} = \int (u_{s\alpha,\beta} - R_s i_{s\alpha,\beta}) dt, \quad (4.1)$$

или в дискретной форме

$$\Psi_{s\alpha,\beta}^{(k+1)} = \Psi_{s\alpha,\beta}^{(k)} + T_c (u_{s\alpha,\beta}^{(k)} - R_s i_{s\alpha,\beta}^{(k)}). \quad (4.2)$$

Напряжения $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ вычисляются с использованием датчика напряжения в звене постоянного тока по формулам (2.17), (2.19), (2.20), (2.21). Вышеприведенные формулы просты, однако их практическое применение вызывает большие трудности, так как из-за интегрирования на большом временном интервале даже небольшое неизбежное смещение нуля датчиков приведет к накоплению ошибки вплоть до насыщения интегратора. Поэтому необходимо использование некоторой обратной связи. Простейший способ введения такой связи заключается в применении апериодического звена первого порядка вместо интегратора. Для упрощения записи обозначим $u_{\alpha,\beta} = u_{s\alpha,\beta} - R_s i_{s\alpha,\beta}$. Тогда имеем оценку в операторной форме:

$$\hat{\Psi}_{s\alpha,\beta} = T u_{\alpha,\beta} / (Tp+1), \quad (4.3)$$

или в дискретной форме

$$\Psi_{s\alpha,\beta}^{(k+1)} = d_f \Psi_{s\alpha,\beta}^{(k)} + T_c u_{\alpha,\beta}^{(k)}, \quad (4.4)$$

$d_f = 1 - T_c/T$. При больших T (4.3) близко к (4.1), а конечный коэффициент усиления, равный T , ограничивает влияние смещения нуля.

Однако, $\Psi_{s\alpha,\beta}$ удовлетворительно приближает $\Psi_{s\alpha,\beta}$ только в диапазоне частот $\omega_s >> 1/T$, где наклоны частотных характеристик интегратора и апериодического звена совпадают. Это условие ограничивает нижнюю частоту работы электропривода 5-6 Гц., так как для работы при более низких частотах необходимо принимать большие значения T , и при этом опять начинает сказываться смещение нуля. Поэтому для расширения частотного диапазона работы необходимо как-то компенсировать фазовый (в меньшей степени амплитудный) сдвиг, вызываемый конечным значением T .

Одна из возможностей заключается в введении компенсации в соответствии с векторным равенством [34]:

$$\hat{\Psi}_s = T u / (Tp+1) + \Psi_{\text{ref}} / (Tp+1). \quad (4.5)$$

Действительно, подставляя в (4.5) $u = p \Psi_s$ и имея в виду, что система управления обеспечивает $\hat{\Psi}_s = \Psi_{\text{ref}}$, получим $\Psi_s = \Psi_{\text{ref}}$. Однако, применительно к системам DTC использование этого способа компенсации фазового сдвига имеет недостатки. Во-первых, фактически существует не вектор Ψ_{ref} , а скаляр Ψ_{ref} , и под составляющими вектора Ψ_{ref} понимается $\Psi_{\text{ref}} \cos \theta, \Psi_{\text{ref}} \sin \theta$, где θ , как и раньше, угол между вектором Ψ_s и осью "а" статора, который сам оценивается по $\hat{\Psi}_s$, поэтому при дискретной реализации (4.5) вначале вычисляются указанные составляющие Ψ_{ref} по вычисленному на предыдущем периоде дискретности углу, а затем составляющие вектора $\hat{\Psi}_s$, по которым вычисляется момент и оценивается угол θ , используемый для определения номера сектора. Как показывает моделирование, при этом возникают повышенные флуктуации момента. Кроме того, если записать $u = p \Psi_s + \Delta u$ и $\hat{\Psi}_s = \Psi_{\text{ref}}$ и подставить в (4.5), то ошибка $\Delta \Psi_s = \Delta u / p$, и при постоянном смещении ошибка будет неограниченно возрастать, т.е. при введении такой компенсации мы опять приходим к практически чистому интегрированию.

Указанное обстоятельство также находит свое подтверждение при моделировании.

Значительно лучшие результаты достигаются при использовании метода компенсации, предложенного в [19],[38]. В этом методе для компенсации фазового сдвига одной составляющей вектора Ψ_s используется вторая составляющая:

$$\Psi_{s\alpha}^* = \hat{\Psi}_{s\alpha} + k_d \hat{\Psi}_{s\beta}, \quad \Psi_{s\beta}^* = \hat{\Psi}_{s\beta} - k_d \hat{\Psi}_{s\alpha}, \quad (4.6)$$

где $\hat{\Psi}_{s\alpha}, \hat{\Psi}_{s\beta}$ вычисляются по (4.3) или (4.4). Можно легко показать, что для гармонических с частотой ω_s напряжений u_α, u_β при $k_d = 1/(\omega_s T)$ нет ни фазовой, ни амплитудной ошибки. На практике этот вычислитель потока работает при негармонических сигналах, при изменяющейся частоте и в замкнутой системе. В этих условиях величина k_d должна быть ограничена, например, значением $k_d=0.25$. Зная k_d , вычисляется зависящее от скорости значение T . Интересно отметить, что некоторые предложенные позже методы (см.[39]) при внимательном рассмотрении сводятся к изложенному. На рис. 4.1 приведена осциллограмма разгона. До точки "а" двигатель удерживается моментом сопротивления на скорости $\omega_r = 0.02$, а затем нагрузка снимается, и начинается разгон. Видна удовлетворительная работа во всем диапазоне. Было также исследовано влияние смещения нуля измерителей тока и напряжения. Было найдено, что электропривод сохраняет работоспособность при таких значениях смещения, при которых описанная выше система с введением для компенсации величины Ψ_{ref} становится неработоспособной.

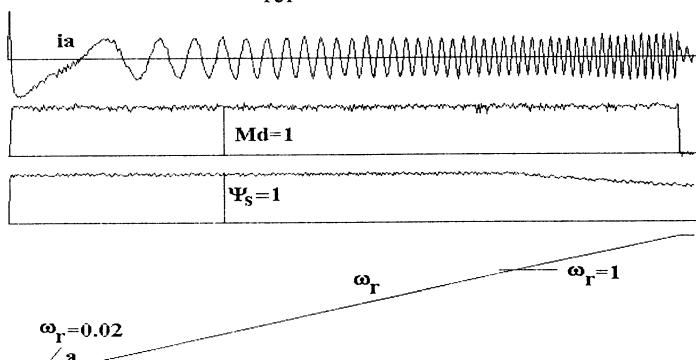


Рис.4.1. Процесс разгона с компенсацией инерционности фильтра

Рассмотренные выше оценки Ψ_s содержат только один параметр АД-сопротивление обмотки статора R_s , которое по величине невелико, и ошибка в его оценке при больших и средних скоростях почти не влияет на точность оценки Ψ_s . Тем не менее, при низких скоростях (ниже 0.05...0.1) погрешность его оценки уже сказывается на качестве регулирования. На рис.4.2 приведены процессы при $\omega_r = 0.06$ при ошибке в 20%. Видно, что лучше иметь заниженную оценку R_{se} , т.е. устанавливать R_{se} из расчета температуры ниже средней.

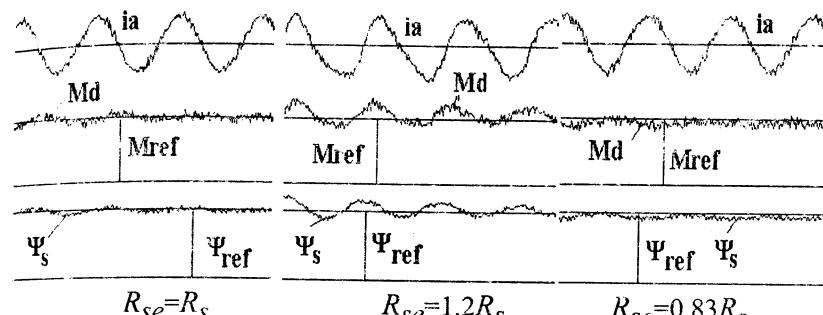


Рис.4.2. Процессы при ошибке в оценке сопротивления статора.

При больших ошибках в оценке R_s или(и) большем диапазоне регулирования скорости необходима какая-то адаптация. Для электроприводов, работающих в повторно-кратковременном режиме, возможно измерение сопротивления в режиме стоянки, как это было описано в §3.5. В других случаях возможно применение тепловой модели АД. Такие модели описываются в руководствах по нагреву электрических машин. Следует применять простейшие модели, имеющие небольшое число дискретных выходов, например: АД "холодный", "теплый", "горячий", и соответственно выбирать R_{se} , соответствующую полученному диапазону.

Однако, при очень малых скоростях и при нулевой скорости метод вычисления Ψ_s , основанный на соотношении (4.1), работает неудовлетворительно, и следует применять другие способы. Наиболее распространенным является использование уравнения (1.26) для расчета Ψ_r с последующим вычислением Ψ_s по (1.25):

$$\frac{d\Psi_r}{dt}\alpha = -\omega_r\Psi_r\beta - \frac{\Psi_r\alpha}{T_r} + K_r R_r i_s \alpha, \quad (4.7)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \omega_r \Psi_{r\alpha} - \frac{\Psi_{r\beta}}{T_r} + K_r R_r i_s \beta. \quad (4.8)$$

Это так называемая "токовая модель" для расчета Ψ_s . Она устойчива к дрейфу нуля измерителей, так как имеет обратную связь. Однако, ее применение требует знания сопротивления ротора и индуктивности АД, а также значения скорости. В некоторых случаях R_r может быть оценено (§3.5), но в большинстве случаев приходится мириться с неточностью оценки либо использовать тепловую модель для оценки R_{re} . Обычно "токовая модель" используется на малой скорости с плавным переходом к "модели напряжений", описываемой уравнением (4.1). Схема такого перехода предложена в [40] и приведена на рис.4.3а. В схеме использовано свойство интегратора уменьшать свой коэффициент передачи при гармоническом сигнале на его входе с ростом частоты этого сигнала. На рис.4.3,а при малых скоростях благодаря большому коэффициенту передачи интегратора с коэффициентом усиления K_2 превалирует "токовая модель", с ростом скорости (частоты сигналов) коэффициент передачи интегратора падает, влияние регулятора ослабевает, и преобладает выход "модели напряжений".

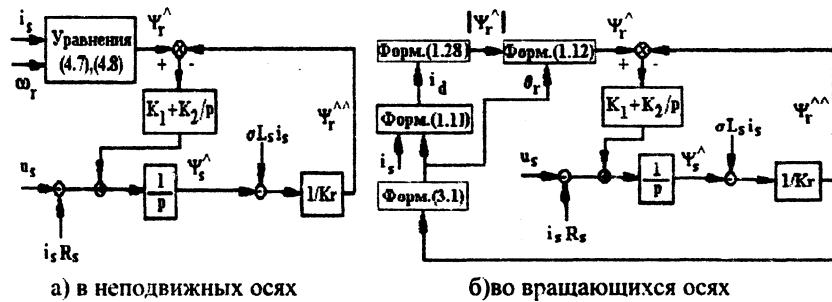


Рис.4.3. Структурные схемы наблюдателей потока АД.

Путем усложнения вычислений можно исключить необходимость знания скорости вращения двигателя. Такая схема приведена на рис. 4.3,б [31]. Здесь используется вращающаяся с синхронной скоростью система координат, направленная по вектору Ψ_r : сначала на основании полученной оценки Ψ_s оценивается вектор $\Psi_r^{^\wedge}$, угловое положение θ_r , которого используется для вычисления составляющей статорного тока i_d , затем вычисляется модуль вектора Ψ_r^{\wedge} и его составляющие, которые сравниваются с составляющими вектора

$\Psi_r^{^\wedge}$ для корректировки оценки потокосцепления статора.

Переходим к оценке скорости вращения двигателя ω_r . В тех случаях, когда погрешность регулирования скорости должна составлять 0.1-0.2% и менее, необходимо применение ее измерителя. Для большинства электроприводов, однако, допустимы большие ошибки, поэтому интенсивно развиваются методы, позволяющие работу без использования измерителей- так называемые "бессенсорные" (sensorless) системы. Простейший и наиболее распространенный способ оценки скорости заключается в использовании соотношения (1.34):

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r M d}{1.5 p \Psi_r^2}, \quad (4.9)$$

где $\omega_r = d\theta_r/dt$ рассчитывается как скорость вращения вектора потока ротора, а величина и угол этого вектора вычисляются по (3.1). Как это видно из (4.9), точное значение сопротивления ротора весьма важно для качества регулирования. О возможных методах его оценки говорилось выше.

Другой возможный метод оценки скорости заключается в использовании эталонной модели. При этом сопоставляются оценка вектора $\Psi_r^{^\wedge}$, полученная в схеме на рис.4.3,б, и оценка вектора Ψ_r^{\wedge} , даваемая уравнениями (4.7),(4.8), и оценка скорости в последних меняется таким образом, чтобы эти векторы были равны. Схема измерителя дана на рис.4.4 [31]. Ошибка дается формулой

$$e = \Psi_{r\alpha}^{\wedge} \Psi_{r\beta}^{^\wedge} - \Psi_{r\beta}^{\wedge} \Psi_{r\alpha}^{^\wedge}. \quad (4.10)$$

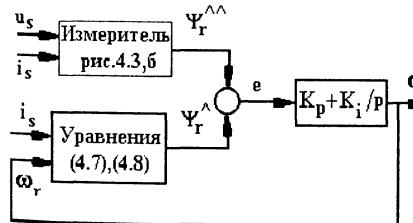


Рис.4.4. Метод эталонной модели
решением полной системы уравнения АД, к рассмотрению которых мы
переходим.

Появление быстродействующих цифровых сигнальных процессоров существенно расширило возможности применения методов, требующих больших вычислений в реальном времени ("online"). В связи с этим, проводятся большие теоретические исследования и практические попытки внедрения методов, связанных с решением полной системы уравнения АД, к рассмотрению которых мы

2. Применение скользящего режима для получения информации
Используем уравнения АД в неподвижной системе координат (1.40),
(1.41). Если бы уравнение (1.40) было точным и его параметры в
(1.41) известны, то можно было бы в вычислителе регулятора решать
систему

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}u_s, \quad \hat{x} = [\hat{i}_s, \hat{\Psi}_r]^T, \quad (4.11)$$

матрицы в которой -оценки матриц А и В из (1.40). Однако, в действительности параметры матриц точно не известны и изменяются в процессе работы, поэтому решения (4.11) и (1.40) будут различаться. Для корректировки решения системы (4.11) используются так называемые наблюдатели состояния, при применении которых вместо (4.11) решается система

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}u_s + G(\hat{i}_s - i_s). \quad (4.12)$$

При этом используется возможность точного измерения тока статора i_s ; предполагается, что воздействие по ошибке между точным и вычисленными значениями тока обеспечивает близость решений (1.40) и (4.12). В (4.12) G - постоянная или меняющаяся во времени матрица, выбираемая в соответствии с желаемыми характеристиками системы.

Исследованию наблюдателя (4.12) посвящено большое число работ. Разработана методика оценки не только потока ротора, но и одновременно скорости вращения АД [41,42]. Тем не менее практическое использование этой методики наталкивается на определенные трудности, связанные с большим количеством вычислений, а также со сложностью выбора оптимальной матрицы G и зависимостью ее от параметров системы. Менее чувствительными к выбору параметров наблюдателя оказываются методы, основанные на использовании скользящих режимов.

Скользящие режимы возникают в системах переменной структуры. Большой вклад в разработку теории таких систем внесли советские ученые С.В.Емельянов и В.И.Уткин [43]. Последний, работающий сейчас в США, в значительной мере стимулировал использование скользящих режимов в силовой электронике и электроприводе [44]. Основные идеи скользящих режимов таковы: Пусть линейная система описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu. \quad (4.13)$$

где для простоты изложения примем, что u - скалярное управление, которое необходимо выбрать.

Пусть желаемое движение системы задается равенством

$$s(x) = \sum c_i x_i = c^T x = 0, \quad (4.14)$$

где c_i - некоторые числа. Если, например, x_1 - выход системы, а x_2 -его производная, то при (4.14) вида $x_1+cx_2=0$ это значит, что желаемое движение -экспонента с постоянной времени c . Управление u при пересечении кривой, описываемой (4.14), изменяется скачком:

$$u(x,t) = u^+(x,t) \text{ при } s(x) > 0, \quad u(x,t) = u^-(x,t) \text{ при } s(x) < 0. \quad (4.15)$$

Управления u^+ , u^- выбираются таким образом, чтобы в соответствующих подпространствах траектории решения уравнения были направлены к кривой (4.14). Таким образом, после пересечения этой кривой управление изменится, и движение опять будет направлено к кривой и т.д., траектория движения системы будет отклоняться от кривой на малую (теоретически бесконечно малую) величину и будет переключаться с большой (теоретически с бесконечно большой) частотой, а система будет как бы скользить вдоль кривой (4.14).

При исследовании скользящего режима среди прочих имеются две задачи: определение устойчивости скользящего режима и нахождение поведения системы в режиме скольжения. Первая задача решается обычно применением второго метода Ляпунова, а вторая -введением так называемого эквивалентного управления. При нахождении этого управления предполагается, что поскольку в режиме скольжения $s(x)=0$, то и полная производная от s по t в силу уравнений системы равна нулю, т.е.

$$\frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{dx}{dt} = c^T (Ax + Bu) = 0, \quad (4.16)$$

откуда

$$c^T Ax + c^T Bu = 0, \quad u_\vartheta = -(c^T B)^{-1}(c^T Ax), \quad (4.17)$$

а эквивалентное поведение системы описывается уравнением

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu_\vartheta \quad (4.18)$$

По своему физическому смыслу u_ϑ - это среднее значение фактически действующего напряжения управления в режиме скольжения.

Приведенные соображения используются далее при построении наблюдателей, работающих в скользящем режиме.

Оценка первых двух уравнений в (4.13) выполняется по формуле:

$$\frac{d \hat{i}_s}{dt} = \hat{A}_{11} i_s + \hat{A}_{12} \hat{\Psi}_r + B_1 u_s - z, \quad (4.19)$$

где z - вектор, равный

$$z = k_1 \begin{vmatrix} \text{sign}(\hat{i}_s \alpha - i_s \alpha), \text{sign}(\hat{i}_s \beta - i_s \beta) \end{vmatrix}^T = k_1 \begin{vmatrix} \text{sign } e_{i\alpha}, \text{sign } e_{i\beta} \end{vmatrix}^T. \quad (4.20)$$

Вычитая из (4.19) (4.40), находим уравнение для ошибки по току e_i :

$$\frac{d e_i}{dt} = \Delta A_{11} i_s + A_{12} e_\psi + \Delta A_{12} \hat{\Psi}_r - z. \quad (4.21)$$

Здесь ΔA_{11} , ΔA_{12} - ошибки в оценке матриц A_{11} , A_{12} , зависящие от точности, с которой известны параметры АД. Предположим вначале, что все параметры АД, кроме скорости, известны, тогда $\Delta A_{11}=0$, $\Delta A_{12}=-\Delta \omega K_r / L'_s J$, $\Delta \omega$ -ошибка в оценке скорости. Запишем (4.21) как

$$\frac{d e_i}{dt} = e_a - z, \quad (4.22)$$

тогда, если $|\max e_a| < k_1$, в системе (4.21) обеспечивается скользящий режим вдоль поверхности $e_i=0$ так как при этом положительно определенная функция Ляпунова $V_i = 0.5 e_i^T e_i$ в силу уравнений системы имеет отрицательную производную: $dV_i/dt = e_i^T d e_i/dt = e_i^T e_a - e_i^T k_1 \text{sign } e_i < 0$. Оценка $|\max e_a|$ дается соотношением

$$|\max e_a| < (c + K_r \omega_{r \max} / L'_s) e_\psi \max + \Delta \omega_{\max} K_r L'_s \Psi_{r \max}, \quad (4.23)$$

где $\omega_{r \max}$, $\Psi_{r \max}$ -максимальная скорость и амплитуда потокосцепления ротора АД, $e_\psi \max$, $\Delta \omega_{\max}$ -максимальные значения ошибок.

Для приведенных выше параметров АД ($K_r=0.96$, $L'_s=\sigma L_s=0.2$, $\omega_{r \max}=1$, $\Psi_{r \max}=0.95$) и принимая, что ошибки не превышают 2%, получим в о.е. (величиной c можно пренебречь) $k_1 \geq (0.96/0.2) * 0.02(1+0.95) = 0.19$.

Оценку потока ротора ищем в виде:

$$\frac{d \hat{\Psi}_r}{dt} = \hat{A}_{21} i_s + \hat{A}_{22} \hat{\Psi}_r + L_z, \quad L = \begin{vmatrix} l_1 & l_2 \\ -l_2 & l_1 \end{vmatrix} \quad (4.24)$$

С учетом (4.40) получаем уравнение для ошибки e_ψ :

$$\frac{d e_\psi}{dt} = \Delta A_{21} i_s + A_{22} e_\psi + \Delta A_{22} \hat{\Psi}_r + L_z. \quad (4.25)$$

Здесь $\Delta A_{22}=-\Delta A_{12}$, а при известном R_r , $\Delta A_{21}=0$. Исходя из принципа эквивалентного управления принимаем на поверхности скольжения $de_i/dt=0$, откуда из (4.21) следует

$$e_\psi = A_{12}^{-1} (z - \Delta A_{12} \hat{\Psi}_r). \quad (4.26)$$

Подставляя (4.26) в (4.25) и учитывая, что $A_{22} A_{12}^{-1} = -\varepsilon I$ и $\Delta A_{21}=0$, получим

$$\frac{d e_\psi}{dt} = (L - \varepsilon I) z = \Lambda z. \quad (4.27)$$

Далее будем предполагать, что скорость вращения АД также оценивается, причем скорость изменения ошибки

$$d\Delta\omega/dt = f_\omega. \quad (4.28)$$

Это значит, что если, например, задание скорости ω_{ref} известно, то оценка скорости дается соотношением

$$d\hat{\omega}_r/dt = f_\omega + d\omega_{ref}/dt. \quad (4.29)$$

Введем функцию Ляпунова $V_f = e_\psi^T e_\psi / 2 + g_1 \Delta \omega^2 / 2$, где g_1 -произвольная положительная постоянная. Производная V_f с учетом (4.26), (4.27), (4.29) и приведенного выше выражения для ΔA_{12} , а также принимая $A_{12}^{-1} T \Lambda = -\gamma I$, равна:

$$\dot{V}_f = -\gamma (z^T + \Delta \omega K_r / L'_s \hat{\Psi}_r^T J^T) z + g_1 \Delta \omega f_\omega. \quad (4.30)$$

Принимая

$$-\gamma \frac{K_r}{L'_s} \hat{\Psi}_r^T J^T z + g_1 f_\omega = 0, \quad (4.31)$$

получим $V_f = -\gamma z T_z < 0$, т.е. наблюдатель устойчив. Раскроем выражение для f_ω , имея в виду произвольность g_1 :

$$f_\omega = \mu_\omega k_1 \gamma (\text{sign}(e_i \beta) \hat{\Psi}_{r\alpha} - \text{sign}(e_i \alpha) \hat{\Psi}_{r\beta}), \quad (4.32)$$

где μ_ω -коэффициент усиления. Матрица L ищется в виде

$$L = \begin{vmatrix} l_1 & l_2 \\ -l_2 & l_1 \end{vmatrix}.$$

С учетом приведенных выше формул для Λ и A_{12} находим, что требуемое для устойчивости условие $\Lambda^T = -\gamma A_{12}$ удовлетворяется при

$$l_1 = \varepsilon - \gamma c, \quad l_2 = \gamma d. \quad (4.33)$$

Таким образом, при оценке потокосцепления ротора и скорости АД наблюдатель решает уравнения (4.19), (4.24), (4.29) при ошибке, определяемой по (4.20), а параметры выбираются по (4.23), (4.33). К сожалению, условия устойчивости получены только для наблюдателя, работающего отдельно от системы DTC, хотя в действительности он функционирует в замкнутой системе, которая безусловно оказывает на него существенное влияние. Однако, получить какие-либо аналитические результаты для оценки работы всей системы весьма затруднительно, и приходится полагаться на результаты моделирования и последующих экспериментов. На рис.4.5 приведена структурная схема электропривода.

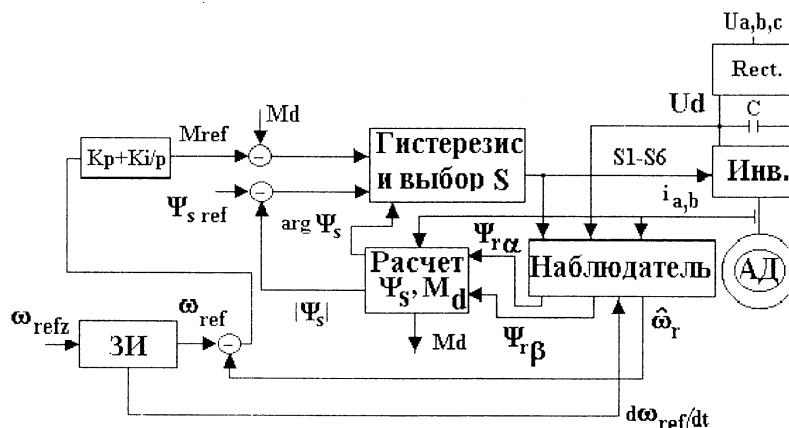


Рис.4.5. Структурная схема электропривода с наблюдателем.

На рис.4.6 показан процесс разгона и торможения АД с параметрами, приведенными ранее, при работе в режиме регулятора скорости с задатчиком интенсивности. Коэффициенты наблюдателя $k_1=0.05$, $\gamma=1$, $\mu_\omega=200$. $T_c=50$ мкс. Видна устойчивая работа электропривода во всем диапазоне. В установившемся режиме ошибка оценки скорости не превышает 0.1% при номинальной скорости и уменьшается с уменьшением скорости.

На рис.4.7 показан процесс "пуска на ходу", когда DTC с наблюдателем при нулевых начальных условиях включается на двигатель, вращающийся с номинальной скоростью при нулевом моменте сопротивления. Видно, что и в этом режиме после окончания переходного процесса фактическая скорость отслеживается точно.

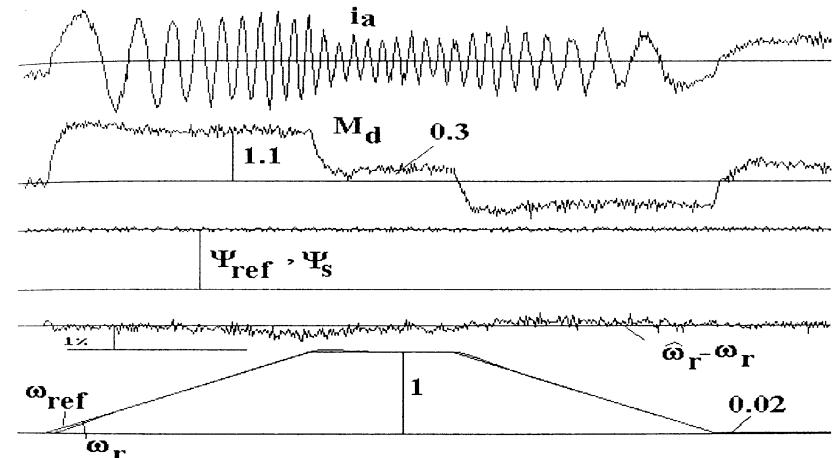


Рис.4.6. Разгон и торможение с ЗИ при известных параметрах АД

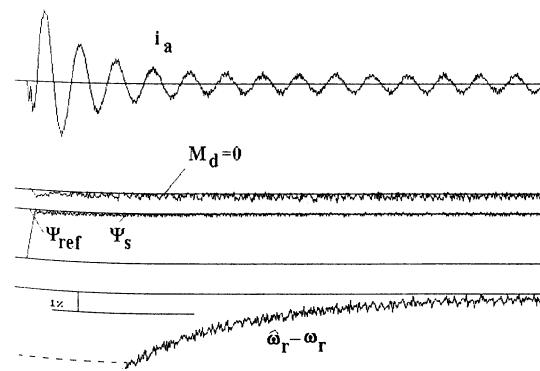


Рис.4.7.Пуск "на ходу"

При неточном знании параметров точность ухудшается, однако, например, при изменении R_r на 70% ($R_r = 0.02 \dots 0.034$, оценка равна $R_{re} = 0.024$) она остается вполне удовлетворительной (табл.. 4.1). Точность оценки скорости может быть

Табл.4.1. Погрешность регулирования скорости при $R_{re}=0.024$.

ω_r	1	0.8	0.4	0.02
$\Delta\omega$	$R_r=0.02$	0.2	0.15	0.09
(%)	$R_r=0.024$	0.09	0.06	0.01
	$R_r=0.034$	0.12	0.16	0.2
				0.22

$\Delta A_{21} = K_r \Delta R_r I_r$, в ΔA_{12} добавляется $K_r \Delta R_r / L_s^T L_r I_r$. В формуле (4.26) в скобках появляется слагаемое $-\Delta A_{11} i_s$. Можно показать, что формула (4.27) остается в силе. Оценку R_r ищем в виде:

$$d\Delta R_r/dt = f_r. \quad (4.34)$$

Введем в приведенную выше функцию Ляпунова слагаемое $g_2 \Delta R_r^2/2$, а также учтем вышеуказанные изменения в формулах для e_ψ и для матриц отклонений. Учитывая произвольность коэффициента g_2 , а также, что производная нового слагаемого равна $g_2 \Delta R_r f_r$, найдем, что функция Ляпунова сохранится в виде $V_f = -\gamma z^T \Gamma z < 0$, если принять

$$\begin{aligned} f_r = \frac{\gamma K_r}{g_2 L_r} (K_r L_r i_s^T z - \hat{\Psi}_r^T z) = -\gamma k_1 \mu_r [\text{sign}(e_{i\alpha}) (\hat{\Psi}_{r\alpha} - \\ - K_r L_r i_{s\alpha}) + \text{sign}(e_{i\beta}) (\hat{\Psi}_{r\beta} - K_r L_r i_{s\beta})], \end{aligned} \quad (4.35)$$

где μ_r - выбираемый коэффициент усиления. На рис.4.8 показан процесс настройки R_{re} . Начальное значение $R_r=0.02$ и по мере разгона оно увеличивается до 0.032. Оценка R_{re} (начальная оценка $R_{re}=0.024$) отслеживает это изменение.

Рассмотрим теперь влияние ошибки в оценке R_{se} сопротивления статора R_s . Если оценка R_{re} не производится, то моделирование показывает, что изменение R_s на 70% (от 0.02 до 0.032 при $R_{se}=0.024$) не вызывает заметного увеличения статической ошибки, только несколько возрастает динамическая ошибка при интенсивном разгоне. Если же выполняется настройка R_{re} по соотношению (4.35), то при $R_{se} \neq R_s$ R_{re} к R_r не сходится. Статическая ошибка при этом остается удовлетворительной, но настройка R_{re} теряет смысл. Однако, можно воспользоваться тем обстоятельством, что R_s и R_r меняются

увеличена введением оценки величины R_r в процессе работы с использованием примененной выше методики. Для этой цели введем ошибку оценки $\Delta R_r = R_{re} - R_r$.

Тогда $\Delta A_{11} = -K_r^2 \Delta R_r / L_s^T I_r$,

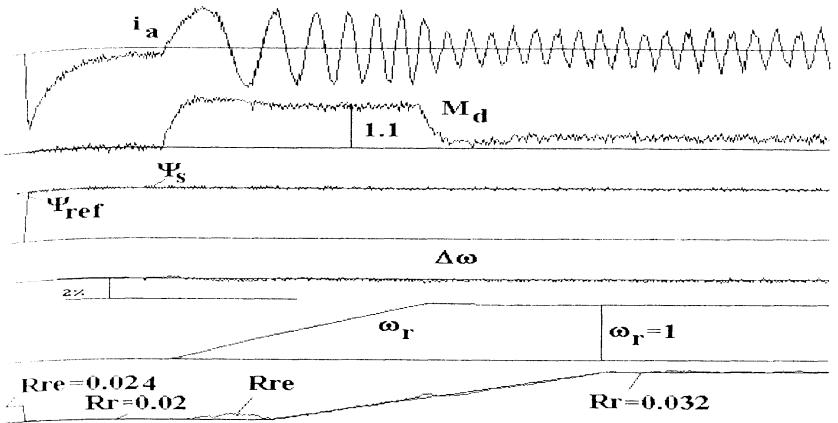


Рис.4.8. Процесс разгона с оценкой сопротивления ротора

под воздействием одного и того же фактора-температуры нагрева АД. Поэтому можно изменять R_{se} пропорционально R_{re} : $R_{se} = \chi R_{re}$, где $\chi = R_s/R_r$ в холодном состоянии. На рис. 4.9 приведены процессы при такой настройке. Предполагается, что в холодном состоянии $R_s = R_r = 0.02$, а при нагревании АД R_s возрастает до 0.03, а R_r до 0.032. Начальная оценка $R_{re}=0.024$, $R_{se} = R_{re}$. Видно, что изменение сопротивлений отслеживается достаточно точно. Имеется некоторая ошибка в окончательных оценках, вызванная неравенством R_{se} и R_s , точность оценки скорости остается высокой -не хуже 0.1%.

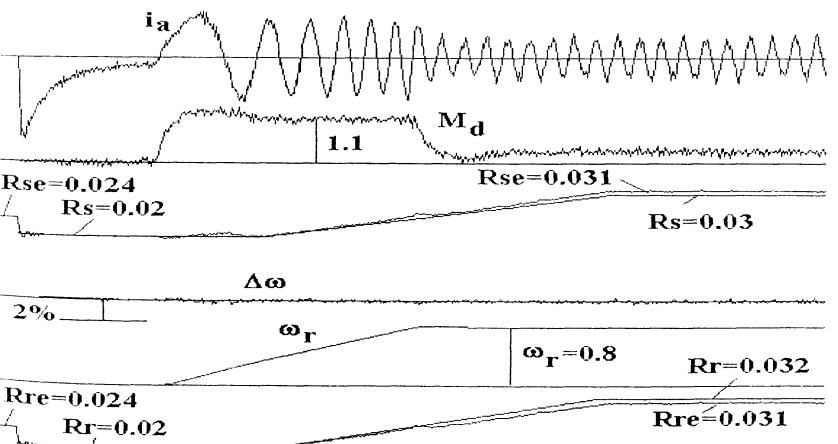


Рис.4.9.Процессы при настройке R_{re} , R_{se} пропорционально R_{re} .

Рассмотрим теперь влияние индуктивности ротора L_r . При постоянной величине Ψ_s намагничивающий ток двигателя при изменении нагрузки от нуля до номинальной изменяется в небольших пределах, т.е. изменение индуктивности невелико. Однако, при ослаблении поля индуктивность изменяется существенно больше. При решении уравнений наблюдателя это изменение индуктивности может быть учтено программным путем, в функции Ψ_{ref} . Однако, небольшие ошибки могут присутствовать и в этом случае, и моделирование показывает, что даже ошибка в 10% ухудшает работу системы. Поэтому целесообразно попытаться осуществлять настройку (оценку) величины L_r .

Обозначим $X_r=1/L_r$ и найдем, что при отклонении ΔX_r матрица ΔA_{12} получает дополнительное приращение $\Delta X_r K_r R_r / L_s' I$ и матрица ΔA_{22} приращение $-\epsilon \Delta A_{12}$. При этом предполагаем, что изменение индуктивности не оказывается на K_r и L_s' , так как индуктивности рассеяния по меньшей мере на порядок меньше главной индуктивности. Уравнение для настройки X_r запишем в виде

$$\frac{d\Delta X_r}{dt} = f_x(z) \quad (4.36)$$

Введем в функцию Ляпунова слагаемое $0.5g_3\Delta X_r^2$, в выражение в скобках в (4.30) слагаемое

$$-\Delta X_r K_r R_r / L_s' \hat{\Psi}_r^T$$

и дополнительно в (4.30) слагаемое $g_3\Delta X_r f_x$, и найдем, что для равенства нулю слагаемых, пропорциональных ΔX_r , должно выполняться условие

$$f_x = -\gamma k_1 \mu_x [\text{sign}(e_i \alpha) \hat{\Psi}_r \alpha + \text{sign}(e_i \beta) \hat{\Psi}_r \beta], \quad (4.37)$$

где μ_x - выбираемый коэффициент усиления. Моделирование показало, что при одновременном решении уравнений оценок (4.35) и (4.37) в процессах разгона и торможения наблюдается заметное отклонение оценок сопротивлений; эти оценки после окончания процесса разгона восстанавливаются, но в процессе разгона это приводит к повышенным ошибкам оценки скорости. Во избежание этого было решено оценку сопротивлений производить только в статике. На рис.4.10 показан процесс разгона электропривода. Сопротивления

изменяются так же, как и на предыдущем рис., $L_r=2.8$, а начальная оценка $L_{re}=2.5$. До начала разгона, но при включенной системе DTC оцениваются как L_r , так и R_r , $R_s=\chi R_r$. С началом разгона оценка сопротивлений прекращается, и начинается после его окончания, когда двигатель уже начал нагреваться. Видно, что вскоре после выхода на установившуюся скорость оценки достаточно точно соответствуют реальным величинам.

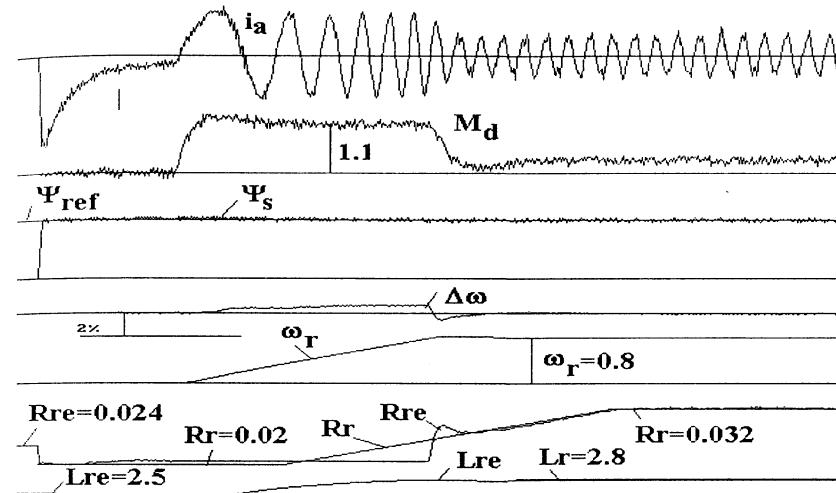


Рис.4.10. Процессы при одновременной настройке R_{re}, R_{se}, L_{re}

Проведенный анализ предполагает, что уравнения наблюдателя решаются в реальном масштабе времени при непрерывном поступлении информации о значениях токов в фазах двигателя. Это можно реализовать либо с использованием аналоговой техники, либо выделив для этой цели быстродействующий цифровой сигнальный процессор, который будет занят исключительно решением уравнений наблюдателя.. Более практически использовать в системе один процессор для решения всех задач. При этом уравнения наблюдателя получают информацию о токах один раз за интервал дискретности DTC, равный T_c . Это значит, что вместо дифференциальных должны решаться разностные уравнения.

Будем предполагать, что изменение состояния системы с достаточной степенью точности описывается разностным уравнением (предполагаем, что в общем случае период дискретности наблюдателя T_n не равен T_c):

$$x(k+1) = x(k) + T_n (A(k)x(k) + B u_S(k)) \quad (4.38)$$

Тогда уравнение наблюдателя

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + T_n(\hat{A}(k)\hat{x}(k) + B_{US}(k)) + T_n f(\hat{i}_S(k) - i_S(k)), \quad (4.39)$$

где f - векторная функция ошибки в оценке тока.

Уравнение для ошибки в токе

$$e_i(k+1) = e_i(k) + T_n[\Delta A_{11}i_S(k) + \Delta A_{12}\hat{\Psi}_r(k) + \\ A_{12}e_\psi(k) - z(k)]. \quad (4.40)$$

Дискретная система, описываемая разностным уравнением $x(k+1) = \varphi(x(k))$, асимптотически устойчива, если приращение положительно определенной функции $V(x) > 0$ в силу уравнения системы отрицательно: $\Delta V(k) = V(x(k+1)) - V(x(k)) = V(\varphi(x(k))) - V(x(k)) < 0$.

Выберем $V = 0.5 e_i^T e_i$, и для простоты в (4.40) пренебрегаем членами, содержащими ошибки, кроме z . Тогда

$$\Delta V(k) = 0.5(e_i^T - T_n z^T)(e_i - T_n z) - 0.5 e_i^T e_i = -T_n e_i^T z + 0.5 T_n^2 z^T z. \quad (4.41)$$

Если $z = k_1 \text{sign}(e_i)$, то первое слагаемое отрицательно, а второе равно $0.5 T_n^2 k_1^2$, т.е. всегда существует такая малая величина e , при которой условие устойчивости нарушается. При этом возникают колебания e_i вокруг нулевого значения ("дрожание"). Для его существенного уменьшения примем далее z в виде:

$$z = k_1 \text{sat}_a(e_i), \quad (4.42)$$

где $\text{sat}_a(e) = ae$ при $ae < 1$, $\text{sat}_a(e) = 1$ при $ae \geq 1$. Тогда при $ae < 1$

$$\Delta V = -T_n e_i^T k_1 a e_i + 0.5 T_n^2 k_1^2 a^2 e_i^T e_i = -T_n k_1 a (1 - 0.5 T_n k_1 a) e_i^T e_i$$

и для устойчивости нужно, чтобы

$$a < 2/T_n k_1. \quad (4.43)$$

Следует сказать, что, строго говоря, скользящий режим в дискретных системах в изложенном выше смысле невозможен, так как из-за дискретности измерений и управления координаты системы будут отклоняться от траектории переключения. Существует ряд определений скользящего режима для дискретных систем; не останавливаясь на этом, по аналогии с непрерывными системами примем, что в режиме скольжения $e_i(k) = e_i(k+1) = 0$, с учетом этого из (4.40) следует уравнение для эквивалентного управления:

$$\Delta A_{11}i_S(k) + \Delta A_{12}\hat{\Psi}_r(k) + A_{12}e_\psi(k) = z(k). \quad (4.44)$$

Уравнение для оценки потока ротора

$$\hat{\Psi}_r(k+1) = \hat{\Psi}_r(k) + T_n [\hat{A}_{21}i_S(k) + \hat{A}_{22}\Psi_r(k) + Lz(k)]. \quad (4.45)$$

Далее поступаем так же, как и для непрерывной системы: находим выражение для $e_\psi(k)$, вычитая из (4.45) третье и четвертое уравнения из (4.38), заменяем в нем величину $e_\psi(k)$ величинами из (4.44) и в результате получим уравнение, аналогичное дискретной форме (4.27):

$$e_\psi(k+1) = e_\psi(k) + T_n \Lambda z(k). \quad (4.46)$$

Для оценки скорости и сопротивления ротора используем уравнения:

$$\Delta \omega(k+1) = \Delta \omega(k) + T_n f_\omega(z), \quad (4.47)$$

$$\Delta R_r(k+1) = \Delta R_r(k) + T_n f_r(z). \quad (4.48)$$

Введем функцию Ляпунова

$$V(k) = 0.5 e_\psi^T e_\psi + 0.5 g_1 \Delta \omega^2 + 0.5 g_2 \Delta R_r^2. \quad (4.49)$$

Далее для получения менее громоздких формул примем, что $\Delta R_r = 0$.

Приращение $V(k)$ равно

$$\Delta V(k) = 0.5(e_\psi^T(k) + T_n z^T(k) \Lambda^T)(e_\psi(k) + T_n \Lambda z(k)) - \quad (4.50)$$

$$- 0.5 e_\psi^T(k) e_\psi(k) + 0.5 g_1 (\Delta \omega(k) + T_n f_\omega(z))^2 - 0.5 g_1 (\Delta \omega(k))^2.$$

Или:

$$\Delta V(k) = T_n z^T(k) \Lambda^T e_\psi(k) + 0.5 T_n^2 z^T(k) \Lambda^T \Lambda z(k) + \\ + g_1 (\Delta \omega(k) T_n f_\omega(z) + 0.5 T_n^2 f_\omega(z)^2). \quad (4.51)$$

Исключим из этого выражения $e_\psi(k)$ с помощью (4.44):

$$\Delta V(k) = T_n z^T(k) \Lambda^T A_{12}^{-1}(z(k)) - \Delta A_{12} \hat{\Psi}_r(k) + \quad (4.52)$$

$$+ 0.5 T_n^2 z^T(k) \Lambda^T \Lambda z(k) + g_1 (\Delta \omega(k) T_n f_\omega(z) + 0.5 T_n^2 f_\omega(z)^2).$$

Выберем, как и в непрерывном случае $\Lambda^T = -\gamma A_{12}$, тогда $\Lambda^T \Lambda =$

$\gamma^2 A_{12}A_{12}^T = \gamma^2 (c^2 + d^2)I$. Учитывая, что $A_{12} = (K_r/L_s')\Delta\omega J$, примем

$$f_\omega = -(\gamma/g_1)(K_r/L_s')z^T J \hat{\Psi}_r,$$

или

$$\begin{aligned} \Delta\omega(k+1) &= \Delta\omega(k) - \gamma \mu_\omega T_n k_1 [sat_a(e_i\alpha(k)) \hat{\Psi}_r \beta(k) - \\ &- sat_a(e_i\beta(k)) \hat{\Psi}_r \alpha(k)]. \end{aligned} \quad (4.53)$$

При этом

$$\Delta V = -\gamma T_n \{1 - 0.5\gamma T_n [c^2 + d^2 + g_1 \mu_\omega^2 \varphi_1^2]\} z^T z, \quad (4.54)$$

Если обозначить выражение в квадратных скобках в (4.54) через D, то условие устойчивости можно записать в виде:

$$0 < \gamma < 2/T_n D. \quad (4.55)$$

$$\varphi_1^2 = \frac{(z_\alpha \hat{\Psi}_r \beta - z_\beta \hat{\Psi}_r \alpha)^2}{z_\alpha^2 + z_\beta^2}.$$

Выполним оценку φ_1^2 . Так как $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ -гармонические величины с амплитудой Ψ_r и с относительным сдвигом 90 град., то $\varphi_1^2 \leq \Psi_r^2 \approx \Psi_{ref}^2$. Моделирование проводилось при следующих параметрах: $a=16, k_1=0.05, \gamma=0.1, \mu_\omega=60, T_n=T_c=50$ мкс ($T_c=0.0157$ в о.е.). При расчете критического значения γ по (4.55) принимаем $c \approx 0, K_r \approx 1, \omega_r = 1, \Psi_{ref}=1, L_s'=0.2, g_1=K_r/L_s' \mu_\omega$. Тогда $D=1/0.2^2+60/0.2=325$ и $\gamma_{max}=2/325*0.0157=0.39$. Осциллограмма на рис.4.11 показывает вполне удовлетворительное качество, статическая погрешность не более 0.15%. При этом были учтены характеристики IGBT и задержка на их переключение.

Процесс "пуска на ходу" имеет свои особенности. Моделирование показывает, что при пуске с нулевым заданным моментом даже при увеличении γ до 0.25 синхронизация не происходит. В то же время при увеличении γ мы приближаемся к границе устойчивости. Выход заключается во введении адаптации, например, в изменении γ по закону $\gamma=\gamma_0+F_1*\gamma_p$ или $\gamma=\gamma_0+F_1*K_p*|\omega_{rmax}-\omega_{re}|$, где γ_0 выбирается

из условий нормальной работы ($\gamma_0=0.1$ в нашем случае), ω_{rmax} - максимальная скорость двигателя, которая может иметь место при "пуске на ходу", ω_{re} -текущая оценка скорости в этом режиме, F_1 устанавливается в 1 в начале "пуска на ходу" и сбрасывается в 0 после окончания пуска, что контролируется по времени или по спаданию тока статора АД до значения тока возбуждения, γ_p или K_p - некоторые величины, обеспечивающие начальную синхронизацию наблюдателя при пуске. На рис. 4.12 приведен процесс "пуска на ходу" при $K_p=1$. Видно, что обеспечивается синхронизация оценки с фактической скоростью при отсутствии колебаний.

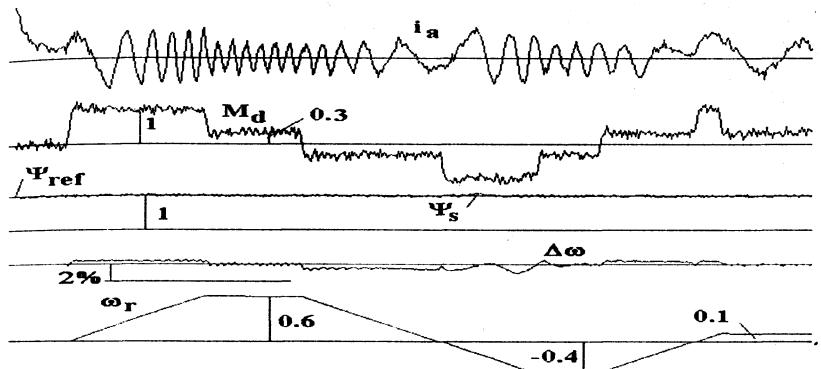


Рис.4.11. Процессы при дискретной оценке и известных параметрах

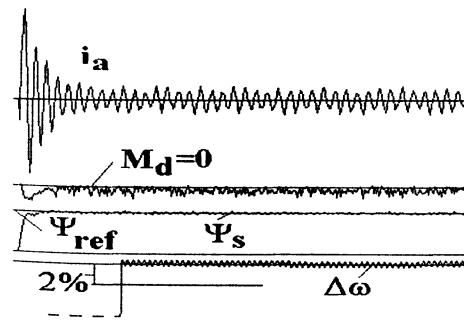


Рис.4.12. Пуск "на ходу"

результаты из-за несоответствия принятой фактическим непрерывным уравнениям АД. Поэтому в дискретном случае целесообразно ограничиться использованием средних оценок параметров, без их настройки "online". При этом точность оценки

скорости, естественно, уменьшается, но она еще остается удовлетворительной для многих применений. В таблице 4.2 приведены значения среднего отклонения скорости от фактического значения в установленном режиме при нагревании АД (R_r, R_s изменяются от 0.02 до 0.032) и при использовании постоянных оценок $R_{re}=R_{se} = 0.024$, $L_{re} = 2.5$. В последней строке приведены данные для "горячего" АД при увеличении индуктивности ротора до $L_r = 2.8$.

На рис.4.13 показаны процессы в электроприводе, соответствующие данным, приведенным в последней строке табл.4.2.

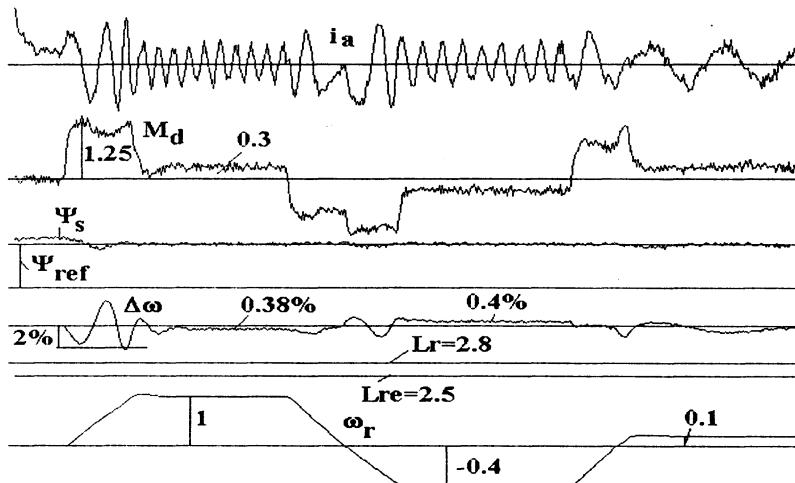


Рис.4.13. Процессы в электроприводе без оценивания параметров

При необходимости может быть введена настройка индуктивности ротора. Тогда для $X_r=1/L_r$, аналогично (4.37) можно получить

$$X_r(k+1) = X_r(k) - \gamma k_1 \mu_x [\text{sat}_a(e_i\alpha) \hat{\Psi}_{r\alpha} + \text{sat}_a(e_i\beta) \hat{\Psi}_{r\beta}] \quad (4.56)$$

На рис.4.14 показаны процессы при настройке L_r для тех же условий, что и для рис.4.13.

Рассмотрим теперь другой вид уравнений АД. Будем оценивать непосредственно потокосцепление статора с применением уравнений

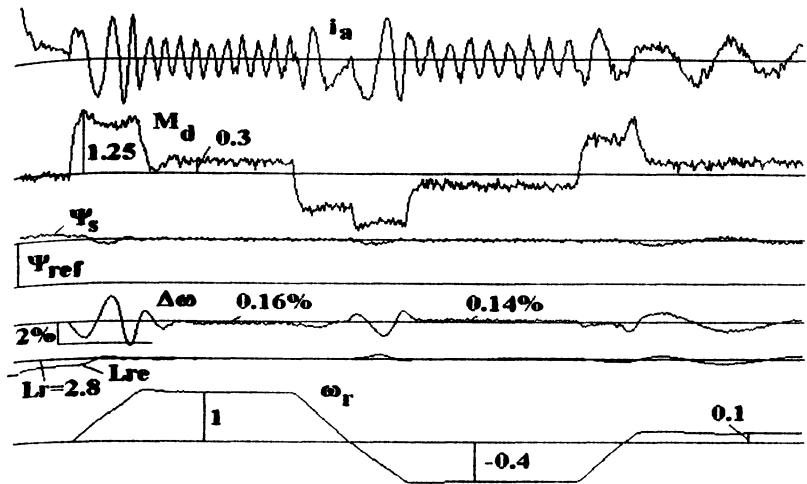


Рис.4.14. Процессы в электроприводе при настройке L_r без оценивания R_r, R_s .

(4.1) вместо (4.7), используемых в (4.40). Заменим в первых двух уравнениях (4.40) Ψ_r на Ψ_s с помощью (1.25). Получим новую систему уравнений АД:

$$\frac{d \hat{i}_s}{dt} = B_{11} i_s + B_{12} \Psi_s + b_1 u_s, \quad (4.57)$$

$$\frac{d \Psi_s}{dt} = -R_s i_s + u_s, \quad (4.58)$$

$$B_{11} = A_{11} - \frac{L_s'}{K_r} A_{12} = a_1 I + d_1 J, \quad B_{12} = A_{12} / K_r,$$

$$a_1 = -\frac{R_s + K_{sr} R_r}{L_s'}, \quad K_{sr} = \frac{L_s'}{L_r}, \quad d_1 = d L_s' / K_r = \omega_r. \quad (4.59)$$

Уравнения наблюдателя приобретают вид:

$$\frac{d \hat{i}_s}{dt} = \hat{B}_{11} i_s + \hat{B}_{12} \hat{\Psi}_s + b_1 u_s - z, \quad (4.60)$$

$$\frac{d \hat{\Psi}_s}{dt} = u_s - \hat{R}_s i_s + L z. \quad (4.61)$$

Уравнения ошибки

$$\frac{d e_i}{dt} = \Delta B_{11} i_s + B_{12} e_\psi + \Delta B_{12} \hat{\Psi}_s - z, \quad (4.62)$$

$$\frac{d e_\psi}{dt} = -\Delta R_s i_s + L z. \quad (4.63)$$

Если условие существования скользящего режима для тока выполнено, то из условия $de_i/dt=0$ получаем:

$$e_\psi = B_{12}^{-1}(z - \Delta B_{11} i_s - \Delta B_{12} \hat{\Psi}_s). \quad (4.64)$$

Пусть R_r, R_s известны, тогда $\Delta B_{11} = \Delta \omega J$, $\Delta B_{12} = -\Delta \omega / L_s J$. Введем функцию Ляпунова $V_f = e_\psi^T e_\psi / 2 + g_1 \Delta \omega^2 / 2$ и предположим, что $\Delta \omega$ оценивается по (4.28). Производная V_f с учетом (4.63), (4.64), (4.28) равна

$$\dot{V}_f = z^T L^T B_{12}^{-1} (z - \Delta \omega J i_s + \Delta \omega / L_s J \hat{\Psi}_s) + g_1 \Delta \omega f_\omega. \quad (4.65)$$

Выберем $L^T B_{12}^{-1} = -\gamma I$, т.е.

$$L = -\gamma B_{12}^T, \quad (4.66)$$

тогда при выборе

$$g_1 f_\omega = \gamma / L_s z^T J (\hat{\Psi}_s - L_s i_s) \text{ имеем } \dot{V}_f = -\gamma z^T z < 0.$$

Таким образом, скорость оценивается по (4.29) при

$$f_\omega = \mu_\omega \gamma k_1 [\text{sign}(e_i \beta) (\hat{\Psi}_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) - \text{sign}(e_i \alpha) (\hat{\Psi}_{s\beta} - L_s i_{s\beta})]. \quad (4.67)$$

На рис.4.15 приведены процессы в электроприводе с описанным алгоритмом оценок. Принято $k_1=0.05$, $T_c=51$ мкс, $\mu_\omega=200$. Было найдено, что целесообразно увеличивать величину γ при уменьшении скорости, так что было принято: $\gamma=0.25$, $|\omega_r| > 0.5$; $\gamma=0.5$, $0.2 < |\omega_r| < 0.5$; $\gamma=1$, $0.04 < |\omega_r| < 0.2$; $\gamma=2$, $|\omega_r| < 0.04$. Погрешность в установившемся режиме не превышает 0.03%.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда параметры АД точно не известны. В таблице 4.3 приведены значения погрешностей оценивания скорости в %% при фиксированных оценках $R_{se}=0.024$, $R_{re}=0.026$ и при изменении сопротивлений статора и ротора. Видно, что ошибка

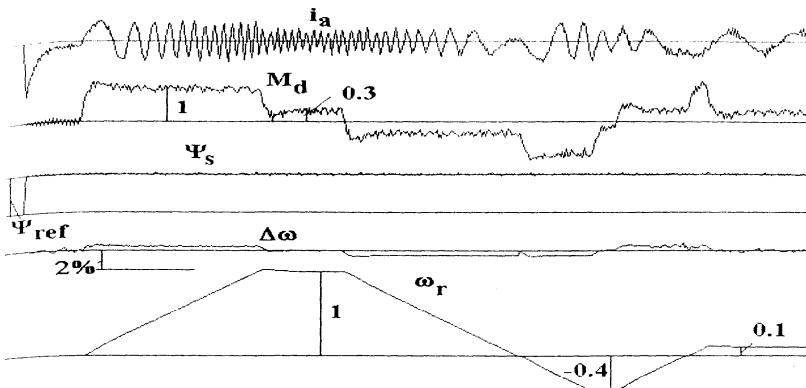


Рис.4.15. Процессы при известных параметрах АД

Табл.4.3. Погрешность оценки скорости в %% при ошибках в оценке R_s , R_r

ω_r	$R_r =$ $R_s =$	0.026 0.024	0.026 0.02	0.026 0.032	0.02 0.024	0.032 0.024
0.02		0.01	0.35	0.25	0.13	0.12
0.05		0.01	0.2	0.1	----	----
0.5		0.01	0.02	0.02	0.11	0.15
1.0		0.01	0	0	0.12	0.12

в оценке R_s сказывается только на низких скоростях (менее 0.05 - 0.08), а ошибка в оценке R_r ведет к примерно одинаковой погрешности на всех скоростях, причем эта погрешность относительно невелика. Поэтому, если АД работает в диапазоне низких скоростей, и требуется при этом достаточно высокая точность, целесообразно организовать настройку R_{se} . Это можно выполнить следующим образом.

Введем уравнение настройки

$$\frac{d \Delta R_s}{dt} = f_s(z) \quad (4.68)$$

и добавим в функцию Ляпунова слагаемое $g_2 \Delta R_s^2 / 2$. При формировании dV_f/dt учтем слагаемое $-\Delta R_s i_s$ в (4.63) и слагаемое $\Delta R_s / L_s I$ в матрице ΔB_{11} в (4.64). Далее, в получившемся выражении для dV_f/dt мы пренебрегаем слагаемыми, содержащими произведения $\Delta R_s * \Delta R_s$, $\Delta R_s * \Delta \omega$. Это предположение не является строгим и может быть оправдано только последующим моделированием. При этих допущениях с учетом (4.66) может быть найдено, что слагаемые в выражении для dV_f/dt , пропорциональные ΔR_s , дают в сумме нуль (и,

следовательно, при принятых допущениях $dV_f/dt < 0$, если $g_2 f_s = i_s^T (B_{12}^{-1} + \gamma/L_s) I_z$, откуда после обращения матрицы B_{12} и обозначая $T_r = L_r/R_r$, получим:

$$f_s = \mu_s k_1 (i_s \alpha z e \alpha + i_s \beta z e \beta), \quad (4.69)$$

$$z e \alpha = \gamma \operatorname{sign}(e_i \alpha) / L_s + \frac{L_s T_r}{1 + T_r^2 \hat{\omega}_r^2} (\operatorname{sign}(e_i \alpha) - T_r \hat{\omega}_r \operatorname{sign}(e_i \beta)),$$

$$z e \beta = \gamma \operatorname{sign}(e_i \beta) / L_s + \frac{L_s T_r}{1 + T_r^2 \hat{\omega}_r^2} (\operatorname{sign}(e_i \beta) + T_r \hat{\omega}_r \operatorname{sign}(e_i \alpha)). \quad (4.70)$$

На рис. 4.16 показан процесс разгона и работы на скорости 0.02 при $R_s=0.032$, $R_{se}=0.024$ без настройки R_{se} . Видно наличие колебаний скорости и потока. На рис. 4.17 в момент времени t включается блок оценки R_{se} , $\mu_s=1/200$. Видно, что колебания прекращаются, точность регулирования возрастает.

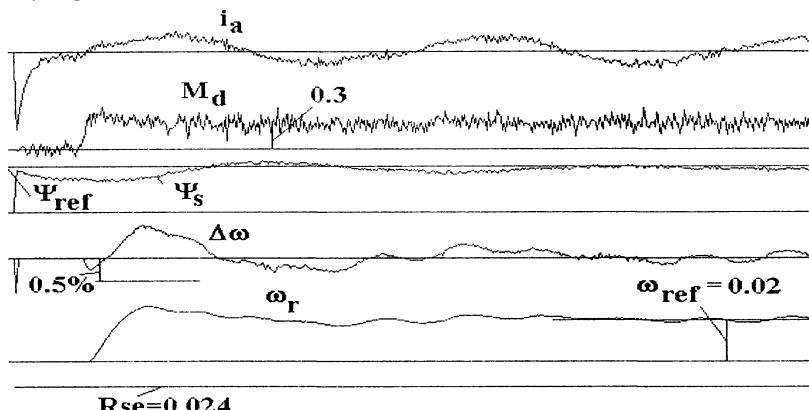


Рис.4.16. Работа на низкой скорости без оценки R_s

Что касается влияния неточной оценки величины L_r , то моделирование показывает, что при ошибке в оценке в 10% ($L_r=2.8$, $L_{re}=2.5$) статическая погрешность оценки скорости возрастает на 0.14-0.15%. При необходимости может быть введена настройка L_{re} . Применяя методику, описанную выше, в частности, пренебрегая слагаемыми, содержащими произведение $\Delta R_s * \Delta X_r$ в выражении для dV_f/dt , где

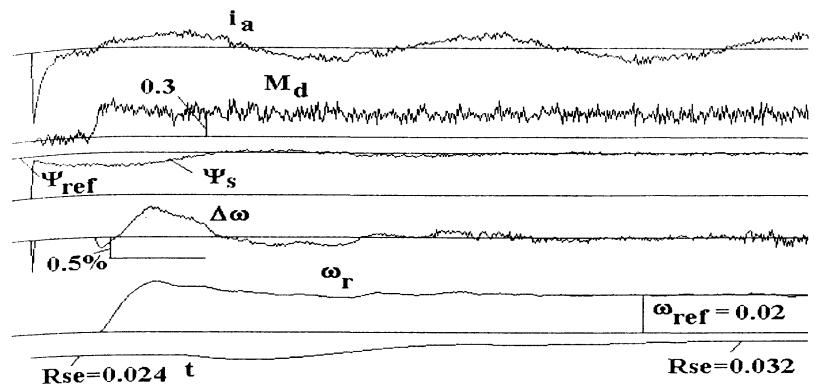


Рис.4.17. Работа на низкой скорости с оценкой R_{se}

$X_r=1/L_r$, найдем, что величина, обратная индуктивности, может быть оценена по соотношениям (4.36), (4.37), с заменой в последнем оценок составляющих вектора Ψ_r на оценки составляющих вектора Ψ_s . Моделирование показывает устойчивую работу такой оценки, при ее использовании статическая ошибка уменьшается до значений при полной информации о величине L_r . Значение $\mu_\chi=0.75$.

При дискретной реализации наблюдателя с периодом дискретизации T_n используются соотношения

$$\hat{i}_s(k+1) = \hat{i}_s(k) + T_n (\hat{B}_{11} i_s(k) + \hat{B}_{12} \hat{\Psi}_s(k) + b_1 u_s(k) - z), \quad (4.71)$$

$$\hat{\Psi}_s(k+1) = \hat{\Psi}_s(k) + T_n (u_s(k) - \hat{R}_s i_s(k) + L z), \quad (4.72)$$

где z определяется по (4.42). Оценка скорости выполняется по (4.47) при

$$f_\omega = \mu_\omega \gamma k_1 [\operatorname{sat}_a(e_i \beta)(\hat{\Psi}_s \alpha - L_s i_s \alpha) - \operatorname{sat}_a(e_i \alpha)(\hat{\Psi}_s \beta - L_s i_s \beta)]. \quad (4.73)$$

Условие устойчивости определяется (4.55), причем в данном случае можно принять

$$D \approx (\omega_r / L_s)^2 + (\mu_\omega / L_s) \varphi_1^2, \quad (4.74)$$

где

$$\varphi_1^2 = \frac{[z\alpha(\hat{\Psi}_s\beta - L_s'i_s\beta) - z\beta(\hat{\Psi}_s\alpha - L_s'i_s\alpha)]^2}{z_\alpha^2 + z_\beta^2} < S_m^2, \quad (4.75)$$

так как остальные слагаемые, входящие в D , значительно меньше. Здесь $S_m = \max(\Psi_s - L_s'i_s)$. Можно показать, что в установившемся состоянии $S_m \approx \Psi_s(1-\sigma) \approx \Psi_{ref}(1-\sigma)$. Пусть, например, $\omega_r=1$, $L_s'=0.2$, $\mu_\omega=24$, $\sigma=0.08$, $\Psi_{ref}=1$, $T_c=T_n=0.0157$ (51 мкс). Тогда $D \approx (1/0.2)^2 + (24/0.2)*0.92^2 = 126$ и $\gamma < 2/126*0.0157 \approx 1$.

Применяя описанную выше методику, можно получить формальные соотношения для оценок параметров АД. Однако, моделирование показало, что их использование неэффективно из-за влияния допущений, принятых при их выводе. Поэтому целесообразно при дискретной реализации наблюдателя с большим временем наблюдения такие оценки не выполнять, а использовать средние значения или же применить упрощенную тепловую модель АД. На рис. 4.18 показаны процессы в электроприводе при $R_s=0.02$, $R_{se}=0.024$, $R_r=0.02$, $R_{re}=0.026$, $L_r=2.8$, $L_{re}=2.5$. Примерно такой же характер процессов при $R_s=0.032$, $R_r=0.032$. Параметры системы равны $k_1=0.2$, $\gamma=0.1$, $\mu_\omega=24$, $T_n=0.0157$. В установившемся режиме погрешность оценивания скорости не превышает 0.25%.

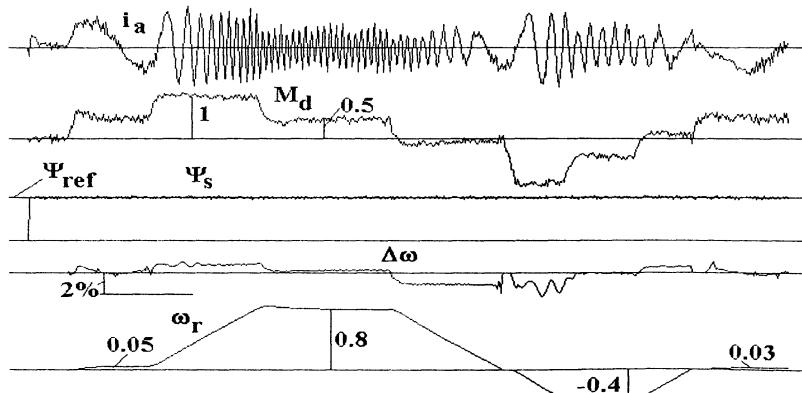


Рис.4.18. Процессы в электроприводе при дискретном наблюдателе без оценивания параметров АД

Следует отметить, что при регистрации сигнала ошибки в оценке скорости $\Delta\omega$ на рис. 4.11, 4.13-4.18 этот сигнал фильтровался фильтром первого порядка с постоянной времени 2.2 мс, что приводит к погрешности в воспроизведении этого сигнала в переходных процессах. На установившейся скорости эта погрешность равна нулю. При формировании же оценок координат и параметров использовалась нефильтрованная оценка скорости.

Таким образом, использование наблюдателя, работающего в скользящем режиме, для оценки потокосцепления ротора и статора АД и его скорости вращения является относительно новым и перспективным методом, который заслуживает дальнейших теоретических и экспериментальных исследований и на этой основе скорейшего внедрения в практику частотно-регулируемых АД.

ГЛАВА 5

DTC в электроприводах с синхронными двигателями с постоянными магнитами

1. Особенности применения DTC в электроприводах с PMSM

Перейдем к рассмотрению электроприводов с инверторами напряжения и синхронными двигателями с постоянными магнитами (PMSM), для управления которыми используется ранее рассмотренная система прямого управления момента DTC. Уравнения, описывающие поведение таких двигателей, были приведены в гл.1.

Принципиально структура DTC для PMSM не отличается от та-ко-вой для АД, и все сказанное выше о способах управления М1, М2, М3 остается в силе. Основное отличие состоит в том, что для АД Ψ_{ref} постоянно при скорости ниже номинальной и уменьшается обратно пропорционально скорости при скорости выше номинальной. Для PMSM эта зависимость более сложна.

Для PMSM с поверхностно установленными магнитами (SPMSM) обозначим $f_s = \Psi_s / \Psi_r$, $f_{sd,sq} = \Psi_{sd,sq} / \Psi_r$, $I_{d,q} = L_s i_{sd,q} / \Psi_r$, $m = M_d L_s / 1.5p \Psi_r^2$. Тогда из (1.47)

$$m = I_q, \quad (5.1)$$

т.е. для лучшего использования SPMSM целесообразно иметь $I_d = 0$. При этом из (1.45) при $L_d = L_q = L_s$ следует $f_{sd} = 1$, $f_{sq} = I_{sq} = m$ и

$$f_s = \sqrt{1 + m^2}. \quad (5.2)$$

Для PMSM с внутри установленными магнитами (IPMSM) обозначим $I_q = L_d i_{sq} / \Psi_r$, $I_d = L_d i_{sd} / \Psi_r$, $dl = (L_q - L_d) / L_d$, $m = M_d L_d / 1.5p \Psi_r^2$, тогда из (1.46), (1.45) следует

$$m = I_q (1 - I_d dl), \quad (5.3)$$

$$f_s = \sqrt{(1 + I_d)^2 + (1 + dl)^2 I_q^2}. \quad (5.4)$$

Величины I_q , I_d целесообразно выбрать таким образом, чтобы при

заданном моменте ток двигателя (1.48) был бы минимальным [2,34], или же, что равносильно, при заданном токе был бы максимальный момент. Подставим в (5.3) $I_q = (I_0^2 - I_d^2)^{0.5}$, выполним минимизацию по I_d и в заключительном выражении исключим $I_0 = (I_q^2 + I_d^2)^{0.5}$. В результате получим соотношение

$$I_q^2 = I_d^2 - I_d / dl. \quad (5.5)$$

Далее поступаем таким образом: для ряда значений I_q при фиксиру-ванном значении dl находим по (5.5) I_d и по (5.4) f_s и таким образом рассчитываем требуемую зависимость потока статора от момента при заданном значении dl . Эти зависимости приведены на рис.5.1 в разных масштабах при изменении dl от 0.5 до 2.

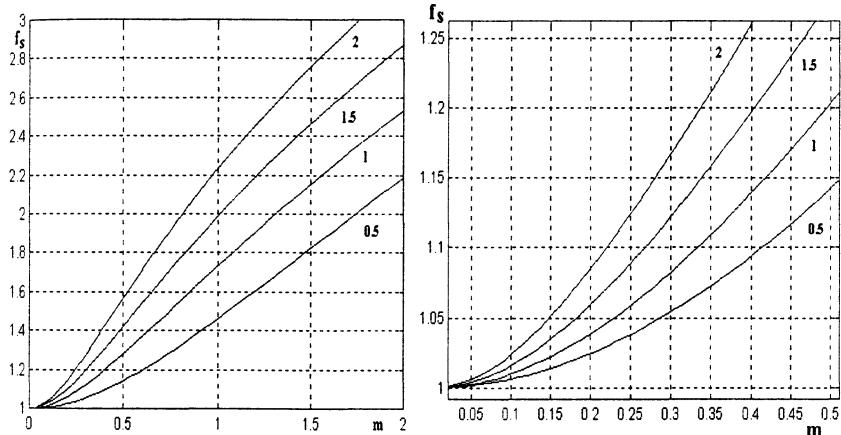
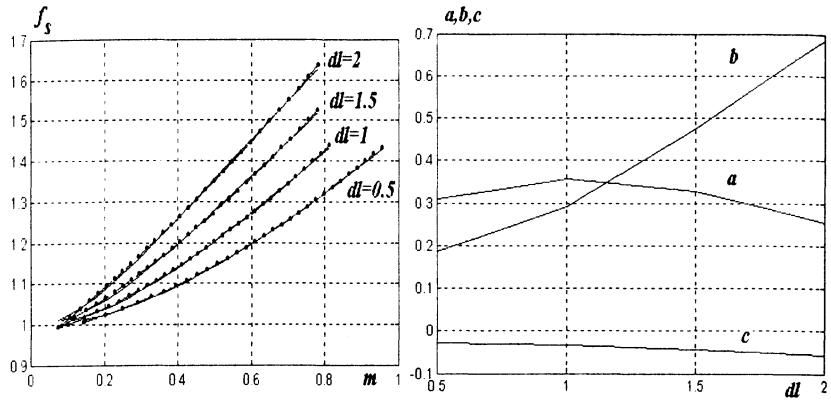


Рис.5.1. Оптимальная зависимость потока статора от момента для IPMSM

На практике предпочтительнее иметь эти зависимости в явном виде как аналитические формулы. С этой целью аппроксимируем полу-ченные кривые соотношением $f_s = am^2 + bm + c + 1$ (рис.5.2,а, где точки -аппроксимация, линии- точные величины), где коэффициенты a, b, c зависят от dl (рис.5.2,б). Если аппроксимируемое значение $f_s < 1$, то принимается $f_s = 1$.

Рассмотрим теперь работу электропривода при скорости выше ос-новной. Вначале рассмотрим SPMSM. На основании (3.11) максима-льная скорость двигателя $\omega_0 = U_d / \sqrt{3} \Psi_{s0}$, где в данном случае $\Psi_{s0} = \Psi_r f_s$, f_s определяется (5.2). Далее будем рассматривать SPMSM



а)-аппроксимация
б)-коэффициенты аппроксимации
Рис.5.2.Аппроксимация зависимости потока от скорости

с параметрами в о.е. $\Psi_r = 0.8, p=1, L_s=0.3, M_d=1$ (двигатель PMSM1). Для этого двигателя $m=1*0.3/(1.5*0.8*0.8)=0.31, f_s=1.047, \Psi_s=1.047 * 0.8 = 0.84$. При $U_d=2 \omega_0=2/(1.732*0.84)=1.37$. На рис.5.3 приведена зависимость момента двигателя от его скорости ω_r , полученная моделированием. Видно, что рассчитанное значение действительно определяет максимально возможную скорость двигателя. Конечно, на

практике с учетом динамики приходится выбирать несколько меньшие значения скорости, при которой поток начинает ослабляться.

При $\omega_r > \omega_0$ (напомним, что для синхронного двигателя $\omega_r = \omega_s$)

$$\Psi_{ref} = \Psi_s \omega_0 / \omega_r = \Psi_s / \omega_r^*. \quad (5.6)$$

При этом появляется ток i_{sd} и должно удовлетворяться равенство

$$(\Psi_r + L_s i_{sd})^2 + (L_s i_{sq})^2 = (U_d / \sqrt{3} \omega_r)^2, \quad (5.7)$$

или в о.е. с учетом (5.2), (5.6)

$$(1+I_d)^2 + m^2 = \frac{1+m^2}{\omega_r^{*2}} \quad (5.8)$$

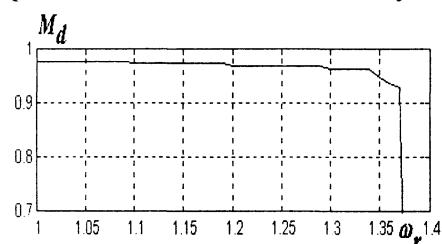


Рис.5.3.Зависимость M_d от ω_r

$$I_d = -1 + \sqrt{\frac{1+m^2}{\omega_r^{*2}} - m^2}. \quad (5.9)$$

При

$$\omega_{rm}^* = \frac{\sqrt{1+m^2}}{m} \quad (5.10)$$

далее работа невозможна. На рис.5.4 приведены величины I_0 и I_d для различных значений момента. Заключительные отрезки соответствуют (5.10).

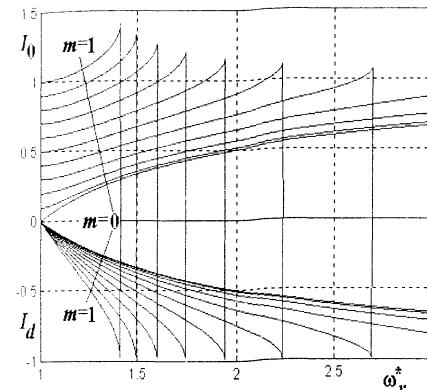


Рис.5.4. Зависимость I_d и I_0 от скорости для различных значений момента

ти. Из (5.11) можно получить:

$$m_{max}^2 = -2 \omega_r^{*4} - 1 + \omega_r^{*2} (1 + I_0^2 + 2 \sqrt{\omega_r^{*4} - (I_0^2 + 1)(\omega_r^{*2} - 1)}). \quad (5.12)$$

Эта зависимость приведена на рис.5.5. На практике использовать ее не всегда удобно, так как ω_r^* определяется через ω_0 , которая зависит от момента. Удобнее ввести постоянную базовую скорость

$$\omega_{10} = \frac{U_d}{\sqrt{3} \Psi_r} = f_s \omega_0 \quad (5.13)$$

и относительную скорость $\omega_{1r}^* = \omega_r / \omega_{10}$. Ослабление потока начинается при $\omega_{1r}^* < 1$ (рис.5.6,б). Соответствующая зависимость дается

Теперь найдем максимальный момент двигателя при заданном максимальном токе I_0 . Для этого решим (5.8) относительно ω_r^* и заменим $I_d^2 = I_0^2 - I_q^2 = I_0^2 - m^2$. В результате получим неявное выражение:

$$\omega_r^{*2} = \frac{1+m^2}{(1-\sqrt{I_0^2-m^2})^2+m^2} \quad (5.11)$$

Чаще удобнее иметь прямую зависимость допустимого момента m_{max} от скоро-

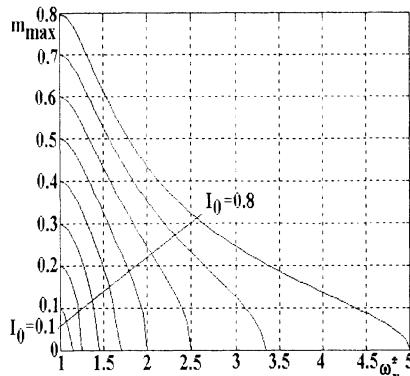


Рис.5.5. Максимальный момент SPMMSM в функции ω_r^*

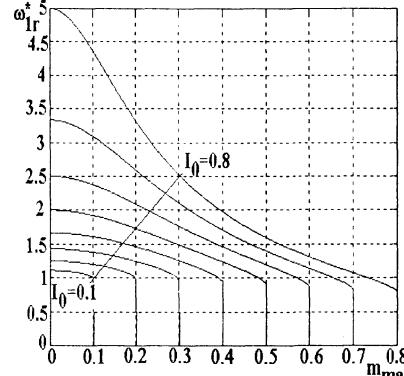


Рис.5.6. Максимальный момент SPMMSM в функции ω_{1r}^*

$$m_{\max} = \frac{1}{2 \omega_{1r}^2} \sqrt{2 \omega_{1r}^2 (1 + I_0^2 + I_0^2 \omega_{1r}^2) - 1 - \omega_{1r}^4 (1 + I_0^4)}. \quad (5.14)$$

На рис.5.7 приведены результаты моделирования процесса ускорения выше основной скорости с заданным максимальным током, когда соответствующий момент рассчитывается по (5.12) или по (5.14). Здесь P_d – мощность двигателя. Видно, что во время ускорения ток двигателя практически постоянен.

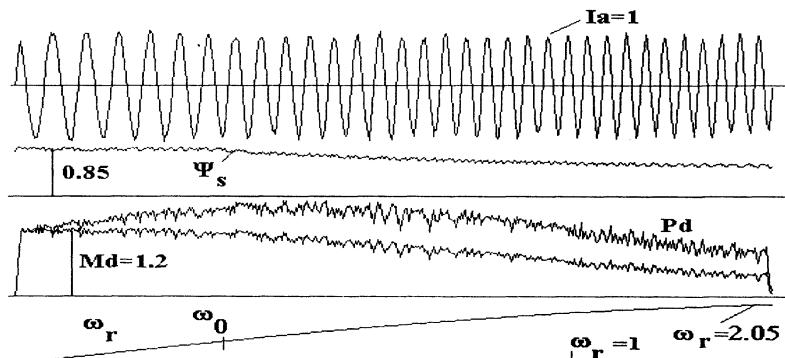


Рис.5.7. Разгон с ослаблением потока для SPMMSM

Для IPMSM по-прежнему должно выполняться (5.6), где $\Psi_s = f_s(m, dl) \Psi_r, f_s(m, dl)$ определяется так же, как при построении рис.5.1.

Вместо (5.8) должно выполняться уравнение (5.15):

$$(1+I_d)^2 + (1+dl)^2 I_q^2 = \frac{f_s(m, dl)^2}{\omega_r^{*2}}. \quad (5.15)$$

Максимальная скорость, достигаемая при ослаблении потока, определяется аналогично (5.10) при $I_d = -1$:

$$\omega_{rm}^* = \frac{f_s(m, dl)}{m}. \quad (5.16).$$

Найдем максимально допустимый момент двигателя при заданном токе I_0 . До основной скорости справедливы (5.3), (5.5). Исключая в (5.5) I_q с помощью соотношения $I_d^2 + I_q^2 = I_0^2$, получим

$$I_d = (1 - \sqrt{1 + 8 I_0^2 dl^2}) / 4 dl. \quad (5.17)$$

С учетом (5.17), (5.5), (5.3) получаем графики, приведенные на рис.5.8.

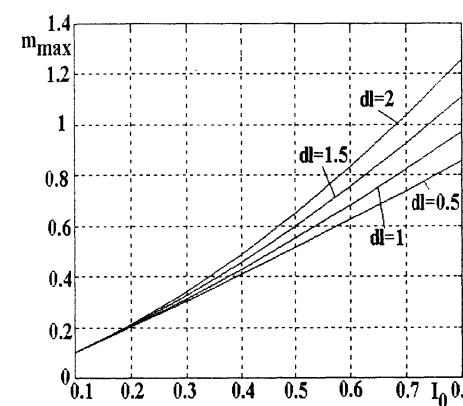


Рис.5.8. Максимальный момент при $\omega_r < \omega_0$.

$$I_d = \frac{1 - \sqrt{1 - dl(2 + dl)(f_s^2/\omega_r^{*2} - 1 - (1 + dl)^2 I_0^2)}}{dl(2 + dl)}. \quad (5.18)$$

На рис.5.10 приведены зависимости максимальной мощности двигателя в зоне ослабления потока. Как и для SPMMSM, целесообразно вместо ω_r^* использовать ω_{1r}^* . В (5.18) величина f_s/ω_r^* заменяется на $1/\omega_{1r}^*$. Соответствующие зависимости приведены на рис.5.11.

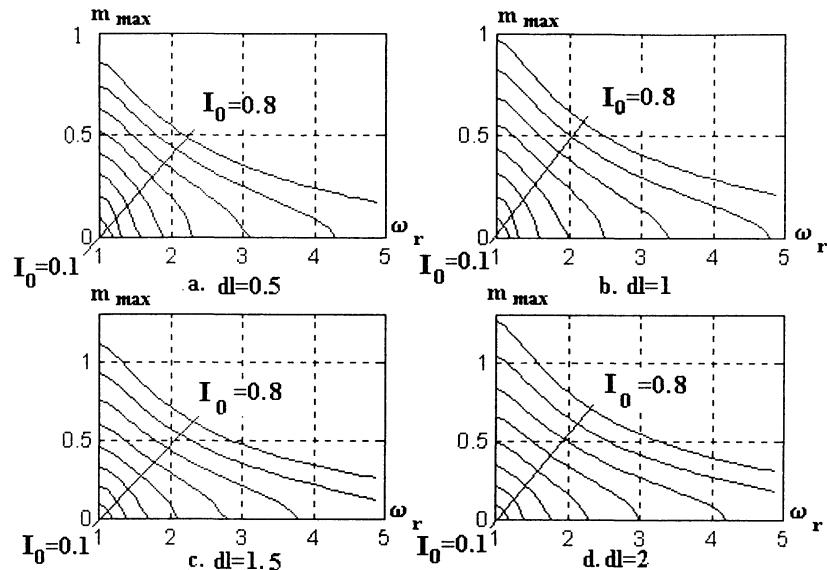


Рис.5.9. Максимальный момент IPMSM при ослаблении потока

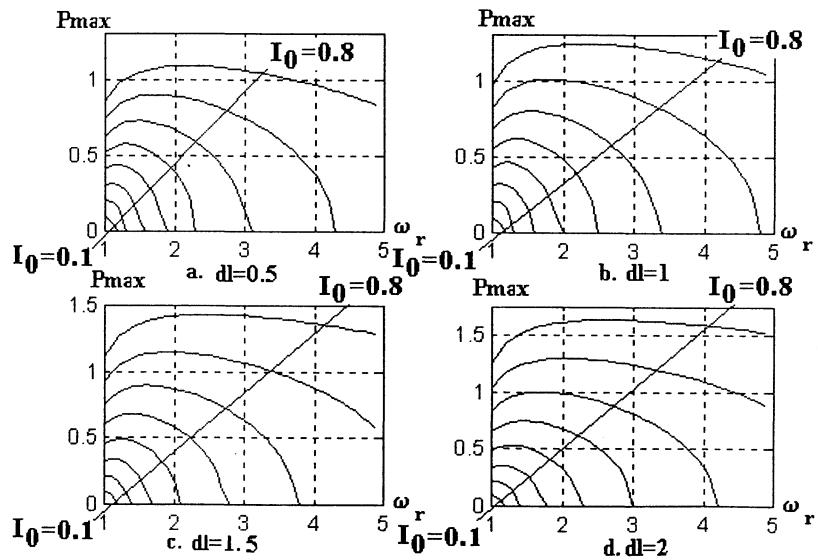


Рис.5.10. Максимальная мощность IPMSM при ослаблении потока

На рис.5.11 показана также граница начала ослабления потока.

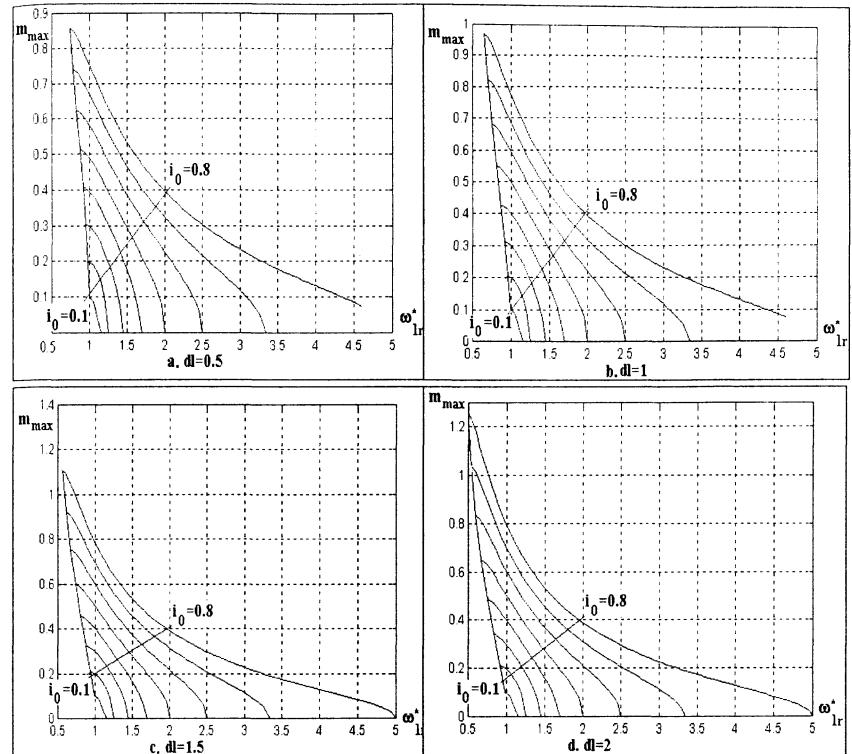


Рис.5.11. Максимальный момент IPMSM в функции ω_{1r}^* .

Для быстрого определения характеристик DTC с PMSM, как и с АД, могут быть использованы рекуррентные соотношения. При $L_d = L_q$ эти соотношения можно записать в виде аналогичном (3.15)-(3.18), причем $\theta_{sr0} = \delta_0 = M_{ref}/(k_{md}\Psi_r\Psi_{ref})$, $k_{md} = 1.5/L_d$, $\Delta\theta = \Delta\delta$, $R' = R_s$, $\sigma L_s = L_d$. Методика применения этих уравнений изложена в §3.3. На рис.5.12-5.13 приведены сравнительные результаты, полученные при полном моделировании и при применении упрощенной модели при $dF0 = dM0 = 0.03$. Видно, что результаты достаточно близки.

При $L_d < L_q$ уравнения усложняются, так как уже при $dI \geq 0.5$ необходимо использовать тригонометрические функции. Момент синхронного двигателя можно записать как [1]

$$M_d = \frac{1.5\Psi_s}{L_d} (\Psi_r \sin \delta - 0.5 \Psi_s \frac{dl}{1+dl} \sin 2\delta), \quad (5.19)$$

или в введенных выше относительных величинах

$$m = f_s (\sin \delta - 0.5 f_s \sin 2\delta \frac{dl}{1+dl}). \quad (5.20)$$

Из этого выражения можно найти угол $\delta = \theta_{sr0}$, соответствующий установившемуся режиму. На рис.5.14 приведены точные значения δ , а также аппроксимированные с помощью соотношения

$$\delta = \frac{m}{f_s - 0.95 f_s^2 \frac{dl}{1+dl}}. \quad (5.21)$$

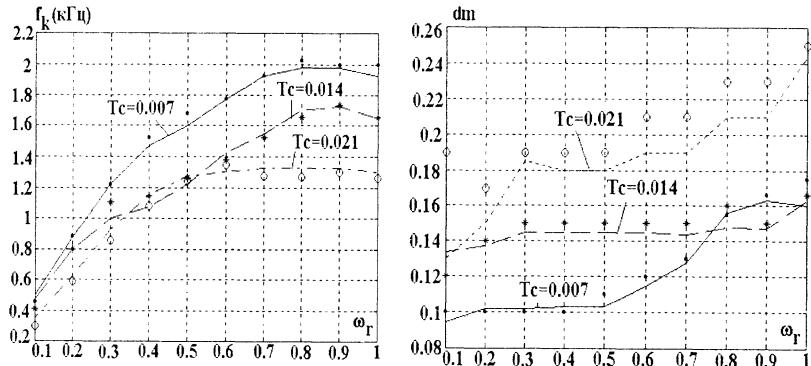


Рис.5.12. Сравнение детального и упрощенного моделирования (точки).

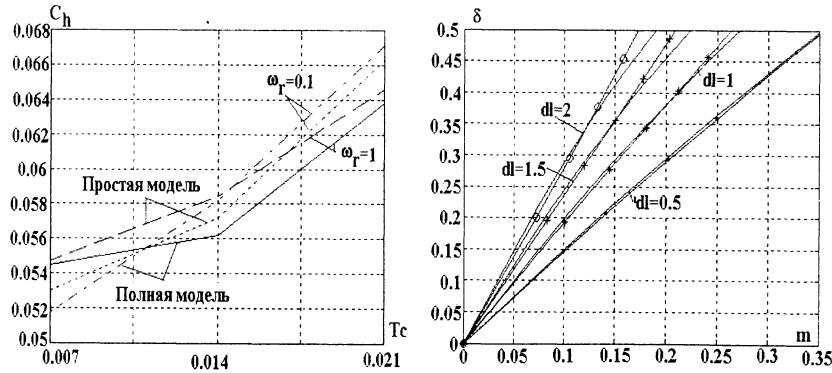


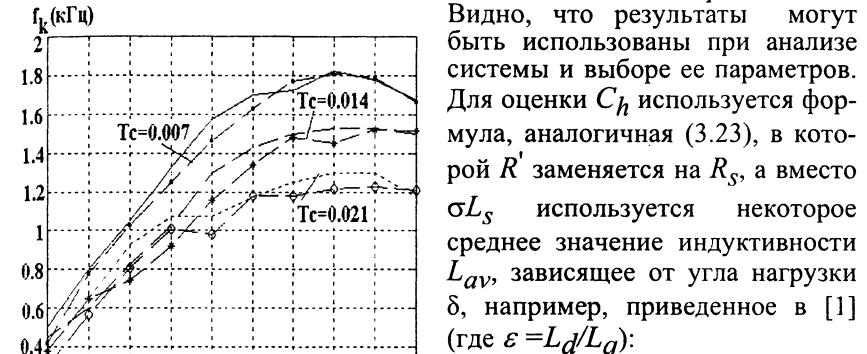
Рис.5.13. Содержание высших гармоник для детального и упрощенного моделирования.

Рис.5.14. Точные и аппроксимированные (точки) значения угла δ .

Как это видно из (5.19), приращение момента ΔM_d состоит из двух слагаемых, одно из которых ΔM_{d1} такое же, как для SPMSM, а второе ΔM_{d2} с учетом (3.15), (3.17) для приращений потока и угла равно

$$\Delta M_{d2} = -k_m d T c \frac{dl}{1+dl} \Psi_s [u_{sd} \sin 2\theta_{sr0} + (u_{sq} - \Psi_s \omega_s) \cos 2\theta_{sr0}]. \quad (5.22)$$

На рис.5.15 приведены некоторые результаты вычислений с использованием полной и упрощенной модели при $L_d=0.15$, $L_q=0.45$, $dl=2$.



$$L_{av} = \frac{2 L_d}{|\varepsilon + 1 - (\varepsilon - 1)e^{j2\delta}|}. \quad (5.23)$$

Результаты расчетов приведены на рис.5.16 в функции dl и $dF0$ при $L_d + L_q = 0.6$.

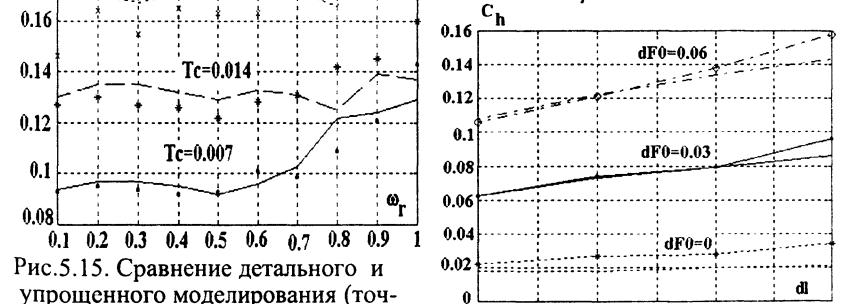


Рис.5.15. Сравнение детального и упрощенного моделирования (точки) для IPMSM

Рис.5.16. К расчету высших гармоник (точки - простая модель)

Как это уже было подробно описано, для работы DTC необходимо иметь информацию об амплитуде и положении (с точностью до номера сектора) вектора потокосцепления статора Ψ_s . Эта информация для PMSM может быть получена, как и для АД, с помощью соотношений (4.1)-(4.6). Однако, как говорилось в гл.4, при нулевой и очень малой скорости требуются другие методы оценки Ψ_s . Для АД для этой цели используется "токовая модель", описываемая соотношениями (4.7)-(4.8). В PMSM в отличие от АД поток ротора Ψ_r определяется не поданным на статор напряжением, а положением ротора. В этом случае роль "токовой модели" могут играть уравнения (1.61), (1.62). Однако, для их использования необходимо иметь информацию о положении ротора θ_r относительно оси фазы a статора. Таким образом, мы приходим к структурной схеме рис.5.17.

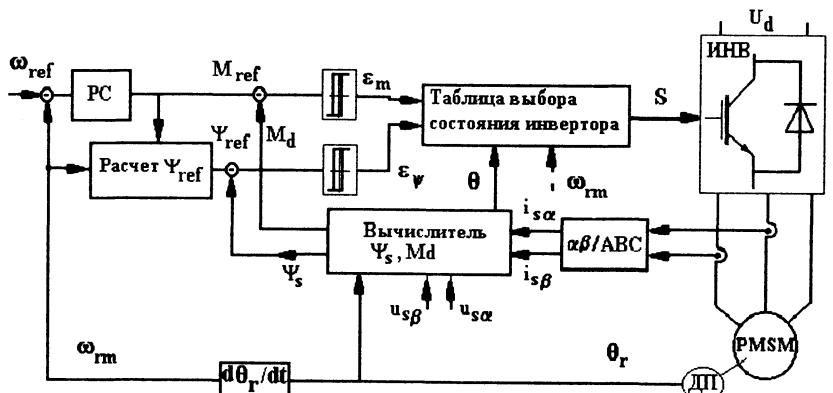


Рис.5.17. Структурная схема электропривода с PMSM

При пуске и при низкой скорости используются соотношения (1.61), (1.62) с плавным переходом к использованию соотношений (4.2), (4.4), (4.6) при повышении скорости. Пусть, например, при скорости ниже ω_{r1} используются (1.61), (1.62) (обозначим получаемый вектор Ψ_{s1}), а при скорости выше ω_{r2} - (4.2), (4.4), (4.6) (образуя вектор Ψ_{s2}). Тогда при $\omega_{r1} < \omega_r < \omega_{r2}$ можно принять

$$\Psi_s = \zeta \Psi_{s1} + (1 - \zeta) \Psi_{s2}, \quad \zeta = (\omega_{r2} - \omega_r) / (\omega_{r2} - \omega_{r1}). \quad (5.24)$$

Недостатком этой схемы является наличие датчика положения, что

удорожает электропривод и снижает его надежность. В то же время по принципу действия для DTC такой датчик не требуется. При наличии датчика скорости текущее положение ротора может быть оценено как начальное положение плюс интеграл от скорости. В свою очередь, имеются различные методы оценки начального положения ротора. Например, можно зафиксировать конечное положение ротора в предыдущем рабочем цикле и использовать его как начальное для следующего цикла. Такая возможность существует при использовании импульсного датчика скорости, который, кроме счетных формирует так называемый нулевой импульс, что и дает возможность определить положение. Другая возможность заключается в фиксации угла θ вектора Ψ_s в момент достижения двигателем при торможении минимальной скорости, при которой измерение этого угла еще достоверно (например, при $\omega_r=0.02$), так как дополнительный угол поворота ротора от этого момента до полной остановки невелик, и углы векторов Ψ_r и Ψ_s различаются не намного.

Применяется также ряд специальных методов оценки начального положения ротора, использующих различного рода неоднородности в двигателе. Эта задача более трудна для SPMSM; для ее решения используется то обстоятельство, что при подаче импульсного тока в обмотку статора, создающего магнитный поток, совпадающий по направлению с потоком ротора, магнитная система машины насыщается, ее индуктивное сопротивление падает, и этот факт может быть обнаружен по скорости нарастания импульса тока; при подаче же переменного напряжения направление, при котором машина насыщается, может быть обнаружено по смещению среднего значения тока. Указанное явление не всегда легко обнаружить с достаточной достоверностью. Для IPMSM эта задача несколько проще, так как в таком двигателе индуктивности по осям отличаются в несколько раз, и направление вдоль оси полюса ротора, при котором индуктивность минимальна, определяется легче. Здесь проблема связана с тем, что индуктивность имеет период π , а не 2π , в связи с чем требуются дополнительные способы точного определения положения, например, основанные на том же явлении насыщения, о котором говорилось выше. В книге эти методы далее не рассматриваются [47-49].

В тех случаях, когда электропривод допускает кратковременное, с небольшой скоростью вращение в "неправильном" направлении, возможна принудительная установка ротора в заданное положение. Это достигается при питании статора постоянным (фактически, импульсным) током, создающим поток статора определенного направления. При взаимодействии полей ротора и статора возникает врачающийся момент, который и поворачивает ротор в положение, согласованное с потоком статора. Так, например, при выборе сос-

тояния инвертора $V_k=4$ ротор будет согласован с вещественной осью. Здесь также возникает проблема рассогласования в начальном положении в 180° , так как при этом ротор во вращение не придет. Поэтому возможна следующая последовательность действий: если при подаче тока определенного направления двигатель во вращение не приходит, то состояние инвертора изменяется на соседнее. Более подробно этот алгоритм исследован в следующем параграфе.

Следует остановиться еще на одной возможности. Если работа на нулевой и очень малой (например, $\omega_r < 0.02-0.03$) скорости не предусматривается, то для работы DTC можно использовать только уравнения (4.2), (4.4), (4.6), которые не требуют знания угла θ_r . Однако, для обеспечения пуска начальные значения оценок по (4.4) должны приближенно соответствовать реальным величинам. При известном начальном угле θ_{r0} можно принять $\hat{\Psi}_{s\alpha}, \hat{\Psi}_{s\beta}(0) = \Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}(\theta_{r0})$, (см. формулу (1.55), где $\theta = \theta_{r0}$). Следует сказать, что требуемая точность оценки θ_{r0} невелика. На рис.5.18 показаны процессы разгона до скорости $\omega_r=0.03$ при неточном знании начального угла, равного $\pi/3$, при погрешности в его оценке в -20° (рис. а) и при погрешности в 60° (рис. б). Видно, что в этих случаях происходит уменьшение ошибки практически до нуля.

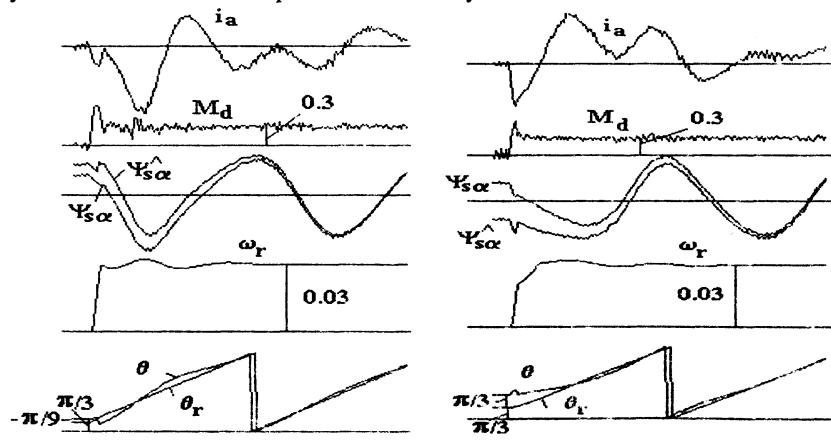


Рис.5.18.Пуск DTC при неточном знании начальной позиции ротора.

Что касается оценки скорости вращения двигателя без ее измерения, то простейший способ заключается в вычислении составляющих вектора $\hat{\Psi}_r$ по Ψ_s , применении формулы (3.1), тогда $\dot{\theta}_r = \partial \theta_r / \partial t$.

2. Оценка потока и скорости PMSM с применением скользящих режимов

В гл.4 уже была показана эффективность использования скользящего режима для оценки потокосцеплений и скорости вращения АД. Здесь мы применим эту методику для оценки координат и параметров PMSM. Сначала рассмотрим SPMSM. Для этой цели используем уравнения (1.57)-(1.60), которые запишем в виде (1.40) с тем же вектором \mathbf{x} , причем в данном случае $\mathbf{A}_{11}=a\mathbf{I}$, $a = -R_s/L_s$, $\mathbf{A}_{12}=c\mathbf{J}$, $c=-\omega_r/L_s$, $\mathbf{A}_{21}=0$, $\mathbf{A}_{22}=d\mathbf{J}$, $d=\omega_r$, $b_1=1/L_s$. Для оценки потокосцепления ротора используем наблюдатель, работающий в скользящем режиме:

$$\frac{d \hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = \hat{\mathbf{A}}_{11} \mathbf{i}_s + \hat{\mathbf{A}}_{12} \hat{\Psi}_r + \hat{b}_1 \mathbf{u}_s - \mathbf{z}, \quad (5.25)$$

$$\frac{d \hat{\Psi}_r}{dt} = \hat{\mathbf{A}}_{22} \hat{\Psi}_r + \mathbf{Gz}, \quad (5.26)$$

где \mathbf{z} определяется (4.20). Будем вначале полагать R_s, L_s известными. Тогда уравнение для ошибки в токе записывается как

$$\frac{d \mathbf{e}_i}{dt} = \Delta c \mathbf{J} \hat{\Psi}_r + c \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi - \mathbf{z}. \quad (5.27)$$

Для получения скользящего режима должно выполняться условие:

$$|\max \mathbf{e}_a| < (\omega_{r \max}/L_s) e_\psi \max + \Delta \omega \max / L_s \Psi_{r \max} < k_1 \quad (5.28)$$

(см. §4.2). В этих условиях $d\mathbf{e}_i/dt=0$, откуда из (5.27) следует:

$$\mathbf{z} = \Delta c \mathbf{J} \hat{\Psi}_r + c \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi, \quad (5.29)$$

и

$$\mathbf{e}_\psi = 1/c \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{z} - \Delta c \mathbf{J} \hat{\Psi}_r). \quad (5.30)$$

Далее,

$$\frac{d \mathbf{e}_\psi}{dt} = \Delta \omega \mathbf{J} \hat{\Psi}_r + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi + \mathbf{Gz}. \quad (5.31)$$

Подставляя (5.30) в (5.31), получим:

$$\frac{d \mathbf{e}_\psi}{dt} = \Lambda \mathbf{z}, \quad \Lambda = \mathbf{G} - L_s \mathbf{I}. \quad (5.32)$$

Введем функцию Ляпунова $V_f = \mathbf{e}_\psi^T \mathbf{e}_\psi / 2 + g_1 \Delta \omega^2 / 2$, где g_1 -произвольная положительная постоянная и будем предполагать, что $\Delta \omega$

оценивается по (4.28). Тогда

$$\frac{dV_f}{dt} = -\frac{L_s}{\omega_r} \mathbf{z}^T \Lambda^T \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{z} + \frac{\Delta\omega}{L_s} \mathbf{J} \hat{\Psi}_r) + g_1 \Delta\omega f_\omega \quad (5.33)$$

и при выборе $\Lambda^T = \gamma \omega_r / L_s \mathbf{J}$ и

$$f_\omega = \mu_\omega \gamma \mathbf{z}^T \mathbf{J} \hat{\Psi}_r, \mu = 1/L_s g_1 \quad (5.34)$$

$dV_f/dt = -\gamma \mathbf{z}^T \mathbf{z} < 0$, т.е. система устойчива. Таким образом, f_ω определяется как в (4.32), а элементы матрицы \mathbf{G} равны: $g_{11} = g_{22} = L_s$, $g_{12} = -g_{21} = \gamma \omega_r / L_s$.

Начальные значения в (5.26) определяются как

$$\hat{\Psi}_{r\alpha} = \Psi_r \cos(\theta_{r0}), \hat{\Psi}_{r\beta} = \Psi_r \sin(\theta_{r0}). \quad (5.35)$$

Потокосцепление статора вычисляется по (1.64), (1.65). При известных параметрах двигателя и при известном начальном угле θ_{r0} точность оценок потокосцепления статора и скорости двигателя достаточно велика в диапазоне вниз вплоть до нуля. На рис.5.19 приведен пример моделирования переходных процессов при параметрах двигателя $L_s=0.3$, $R_s=0.016$, $\Psi_r=0.8$ и параметрах наблюдателя $k_l=0.05$, $\gamma=1/4$, $\mu_\omega=200$. В установившемся состоянии ошибки близки к нулю.

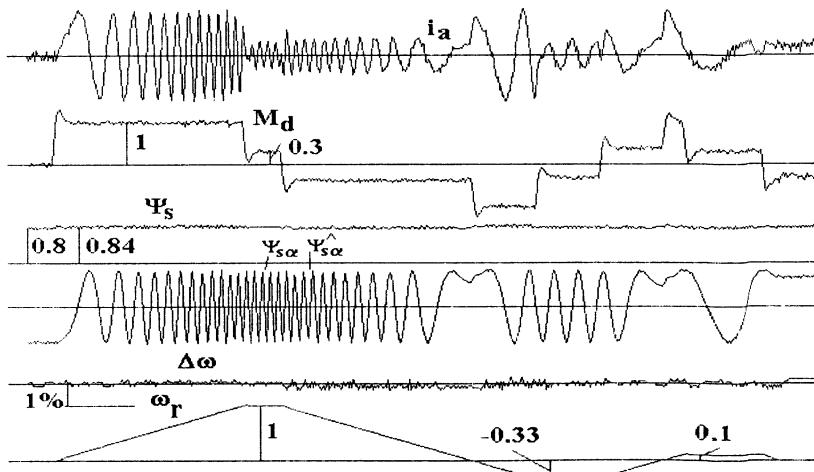


Рис.5.19. Переходные процессы при известном начальном положении ротора и известных параметрах для SPMSM.

При ошибке в оценке угла θ_{r0} пуск сопровождается большими колебаниями момента и при увеличении ошибки становится невозможным. На рис.5.20 приведен начальный участок пуска при ошибке в оценке начального угла в 45° . Напомним, что речь идет об электрическом угле, а физический угол поворота оси ротора будет в p раз меньше и может быть весьма мал. Отметим также, что для улучшения условий компенсации ошибки в начальный период потребовалось увеличение γ до 2 с последующим плавным переходом к указанному выше значению $\gamma=0.25$.

Укажем еще один возможный способ пуска PMSM. Он заключается в подаче на статор двигателья напряжения низкой частоты и соответственно малой амплитуды. При этом ротор увлекается потоком статора и после переходного процесса следует за врачающимся вектором потока статора с небольшой угловой ошибкой, т.е. отстает от подаваемого напряжения примерно на 90° . Если для формирования напряжения статора используется ШИМ с входным гармоническим напряжением U_u , то можно примерно оценить текущий угол θ_r как текущий сдвиг U_u минус 90° . Так как DTC не требует наличия ШИМ, то для упрощения системы можно использовать интервал T_c как единицу времени при использовании модуляции пространственного вектора (см. гл.2). В этом случае при расчете времен действия каждого вектора по (2.13) вместо T_c используется $N_m T_c$, где N_m - некоторое достаточно большое число (ниже было принято $N_m=50$), а полученные времена округляются до целого числа периодов T_c .

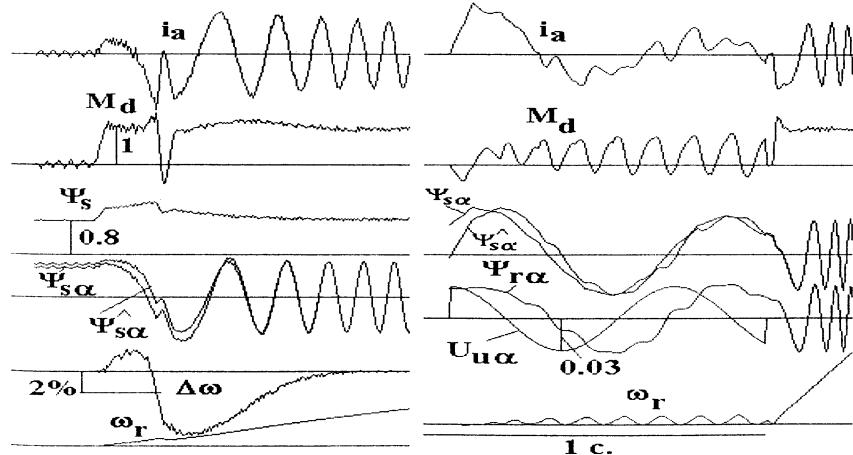


Рис.5.20. Пуск при ошибке в θ_{r0}

Рис.5.21. "Прямой" пуск

Конечно, такая "грубая" ШИМ ведет к большим пульсациям тока и момента, но они делятся короткое время (не более 1 с.) и поэтому являются допустимыми. На рис.5.21 приведен начальный участок пуска при рассогласовании в 120° при $T_c = 35$ мкс., скорость "прямого" пуска 0.03, момент нагрузки 0.3. Видно, что пуск проходит успешно.

Рассмотрим теперь способ установки ротора в заданное положение, упомянутый в предыдущем параграфе. Надо сказать, что этот процесс носит колебательный характер, так как ротор не имеет демпферной обмотки. Для уменьшения колебаний, что сокращает время установки, принимаются специальные меры: заданный ток статора нарастает плавно, и вводится обратная связь по квадрату оценки скорости ω_{re} (наблюдатель находится в работе), т.е. $I_{sref} = I_m - K_k \omega_{re}^2$. Здесь I_m принято максимальное значение тока при установке ротора (далее было принято $I_m=2$), а I_{sref} - текущее заданное значение. Алгоритм регулирования тока таков: если $|i_{s\alpha}| > I_{sref}$ ИЛИ $|i_{s\beta}| > I_{sref}$, то $V_k=0$, в противном случае если $|i_{s\alpha}| < I_{sref} - \Delta$ И $|i_{s\beta}| < I_{sref} - \Delta$, то $V_k \neq 0$, где Δ -зона нечувствительности, зависящая от допустимой частоты коммутации инвертора ($\Delta=0.1-0.2$). Если $V_k=4$ то $i_{s\beta}=0$ и после окончания переходного процесса ротор установится в положение $\theta_r \approx 0$. Такой процесс показан на рис.5.22,а при моменте сопротивления 0.3 и $\theta_{r0} = 120^\circ$. На рис.5.22,б показан процесс при $\theta_{r0} = 180^\circ$. При выборе состояния $V_k=4$ в течение заданного времени двигатель не приходит во вращение, что контролируется по сигналу оценки скорости ω_{re} . После этого в момент a выбирается состояние $V_k=6$ двигатель начинает вращаться и устанавливается в положение $\theta_{r0} = 60^\circ$.

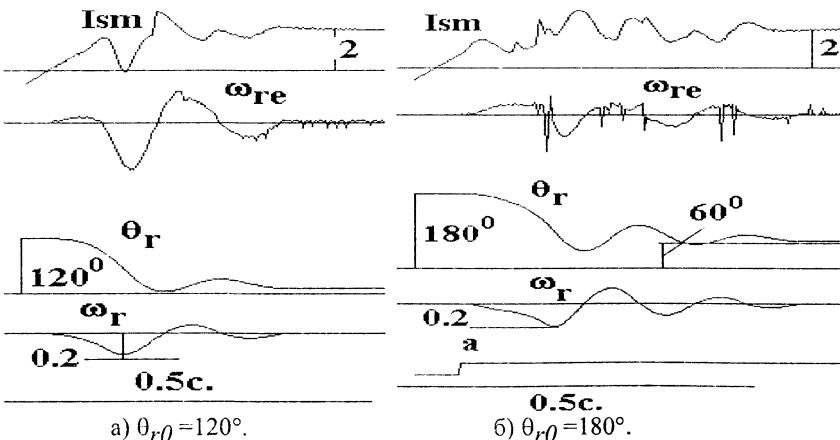


Рис.5.22. Установка ротора в начальное положение для пуска.

Рассмотрим теперь влияние ошибок в оценке параметров двигателя. Моделирование показывает, что при изменении R_s от 0.011 до 0.02 при постоянной оценке $R_{se}=0.015$ характеристики электропривода меняются мало: ошибка оценки скорости составляет 0.04-0.05% при скорости $\omega_r=0.05-1$ и увеличивается до 0.13% при скорости $\omega_r=0.02$. Значительно большее влияние оказывает ошибка в оценке индуктивности. Уже при $L_s=0.27$, $L_{se}=0.3$ оценки потока и скорости (в замкнутой системе) становятся неустойчивыми. Более благоприятно реагирует система на увеличение L_s по сравнению с ее оценкой L_{se} , поэтому следует устанавливать значение L_{se} , соответствующее насыщенной магнитной системе двигателя. При необходимости может быть осуществлена настройка оценки индуктивности по соотношению, к выводу которого мы перешли. Одновременно выведем формулу для настройки R_{se} .

Пусть для настройки R_{se} и $X=1/L_{se}$, $\Delta X=\Delta(1/L_{se})$ используются уравнения:

$$dR/dt=f_r(\mathbf{z}), \quad d\Delta X/dt=f_x(\mathbf{z}). \quad (5.36)$$

Введем в функцию Ляпунова слагаемые $0.5g_2\Delta R^2+0.5g_3\Delta X^2$. С учетом ошибок ΔR , ΔX вместо (5.27) получим

$$\frac{d \mathbf{e}_i}{dt} = \Delta a \mathbf{i}_s + \Delta c \mathbf{J} \hat{\Psi}_r + c \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi + \Delta b_1 \mathbf{u}_s - \mathbf{z}, \quad (5.37)$$

откуда при $d\mathbf{e}_i/dt=0$ получим:

$$\mathbf{e}_\psi = 1/c \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{z} + X\Delta R \mathbf{i}_s + X\Delta \omega \mathbf{J} \hat{\Psi}_r - \Delta X \mathbf{y}), \quad (5.38)$$

где

$$\mathbf{y} = \mathbf{u} - R \mathbf{i}_s - \omega_r \mathbf{J} \hat{\Psi}_r. \quad (5.39)$$

Подставляя (5.38) в (5.31) и учитывая приведенное выше выражение для матрицы Λ , получим:

$$\frac{d \mathbf{e}_\psi}{dt} = \frac{\gamma \omega_r}{L} \mathbf{J}^T \mathbf{z} - \Delta R \mathbf{i}_s + \Delta x/x \mathbf{y}. \quad (5.40)$$

Продифференцируем функцию Ляпунова, подставим в нее (5.38), (5.40), (5.36), (4.28) и примем f_ω в виде (5.34). Далее примем:

$$f_r = \mu_r \left(\frac{\gamma}{L_s} \mathbf{z}^T \mathbf{i}_s - \frac{L_s}{\omega_r} \mathbf{z}^T \mathbf{J} \mathbf{i}_s \right) = \mu_r \left[\frac{\gamma}{L_s} (z\alpha i_\alpha + z\beta i_\beta) + \frac{L_s}{\omega_r} (z\alpha i_\beta - z\beta i_\alpha) \right], \mu_r = 1/g_2, \quad (5.41)$$

$$f_x = \mu_x \left(-\gamma \mathbf{z}^T \mathbf{y} + \frac{L_s}{\omega_r X} \mathbf{z}^T \mathbf{J} \mathbf{y} \right) = -\mu_x \left[\frac{\gamma}{L_s} (z\alpha y_\alpha + z\beta y_\beta) + \frac{L_s}{\omega_r} (z\alpha y_\beta - z\beta y_\alpha) \right], \mu_x = L_s/g_3, \quad (5.42)$$

Учитывая, что для любого вектора \mathbf{a} $\mathbf{a}^T \mathbf{J} \mathbf{a} = \mathbf{a}^T \mathbf{J}^{-1} \mathbf{a} = 0$ и $\mathbf{J} + \mathbf{J}^{-1} = 0$, получаем следующее выражение производной функции Ляпунова:

$$\frac{dV_f}{dt} = -\gamma \mathbf{z}^T \mathbf{z} + \frac{\Delta\omega}{\omega_r} \hat{\Psi}_r^T (\Delta R \mathbf{i}_s - \frac{\Delta X}{X} \mathbf{y}). \quad (5.43)$$

Второе слагаемое равно нулю только, если параметры известны точно, либо нет ошибки в оценке скорости. Таким образом, нельзя гарантировать $dV_f/dt < 0$ в любом случае. Однако, можно выбрать коэффициенты γ и k_1 таким образом, чтобы dV_f/dt было бы < 0 почти всегда.

Моделирование показывает, что введение настройки оценки индуктивности весьма эффективно. В качестве примера на рис.5.23 показан процесс при $R_s=0.02$, при постоянной оценке $R_{se}=0.015$, при $L_s=0.45$ и при начальной оценке $L_{se}=0.27$, $\mu_x=0.1$. Видно, что процессы разгона и торможения протекают удовлетворительно.

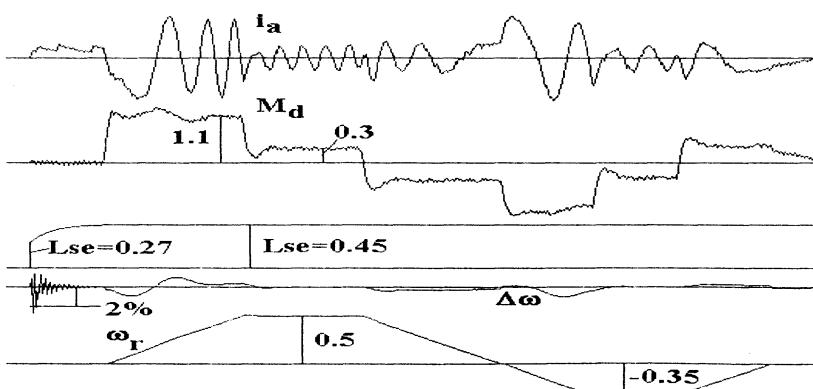


Рис.5.23. Процессы в электроприводе при настройке оценки индуктивности

Теперь рассмотрим особенности дискретной реализации наблюдателя. Основные отличия, которые при этом возникают, изложены в гл.4. Предполагается, что для двигателя справедливы дискретные уравнения в форме (4.38). Уравнения наблюдателя имеют вид:

$$\hat{\mathbf{i}}_s(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_s(k) + T_n (\hat{\mathbf{A}}_{11} \mathbf{i}_s(k) + \hat{\mathbf{A}}_{12} \hat{\Psi}_r(k) + \hat{b}_1 \mathbf{u}_s(k) - \mathbf{z}(k)), \quad (5.44)$$

$$\hat{\Psi}_r(k+1) = \hat{\Psi}_r(k) + T_n (\hat{\mathbf{A}}_{22} \hat{\Psi}_r(k) + \mathbf{G} \mathbf{z}(k)), \quad (5.45)$$

где \mathbf{z} определяется по (4.42). Уравнение для ошибки в токе:

$$\mathbf{e}_i(k+1) = \mathbf{e}_i(k) + T_n (\Delta a \mathbf{i}_s(k) + \Delta c \mathbf{J} \hat{\Psi}_r(k) + c \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi(k) + \Delta b \mathbf{u}_s(k) - \mathbf{z}(k)). \quad (5.46)$$

Величину k_1 можно определить как в (5.28). В этих условиях предполагаем $\mathbf{e}_i(k+1)=\mathbf{e}_i(k)=0$ и выражение в скобках в (5.46) также равно нулю. Уравнение для ошибки в оценке потока имеет вид:

$$\mathbf{e}_\psi(k+1) = \mathbf{e}_\psi(k) + T_n (\Delta a \mathbf{J} \hat{\Psi}_r(k) + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi(k) + \mathbf{G} \mathbf{z}(k)). \quad (5.47)$$

Выразим величину $\mathbf{e}_\psi(k)$ из приравненного нулю выражения в скобках в (5.46) и подставим в выражение в скобках в (5.47). В результате получим:

$$\mathbf{e}_\psi(k+1) = \mathbf{e}_\psi(k) + T_n (\Lambda \mathbf{z} - \Delta R \mathbf{i}_s + \Delta x/x \mathbf{y}), \quad (5.48)$$

где Λ и \mathbf{y} были определены выше. Сформируем уравнения для оценки скорости и параметров как

$$\Delta\omega(k+1) = \Delta\omega(k) + T_n f_\omega(\mathbf{z}), \quad (5.49)$$

$$\Delta R(k+1) = \Delta R(k) + T_n f_r(\mathbf{z}), \quad (5.50)$$

$$\Delta X(k+1) = \Delta X(k) + T_n f_x(\mathbf{z}), \quad (5.51)$$

а также, как и выше, примем $\Lambda^T = \gamma \omega_r / L_s \mathbf{J}$. Выражения для f_ω, f_r, f_x примем как в (5.34), (5.41), (5.42). Введем функцию Ляпунова

$$V_f(k) = 0.5 \mathbf{e}_\psi^T(k) \mathbf{e}_\psi(k) + 0.5 g_1 \Delta\omega^2 + 0.5 g_2 \Delta R^2 + 0.5 g_3 \Delta X^2. \quad (5.52)$$

Приращение этой функции в силу приведенных выше уравнений можно представить в виде:

$$\Delta V_f = T_n D_1 + 0.5 T_n^2 D_2, \quad (5.53)$$

где D_1 равно выражению в правой части (5.43), выражение для D_2

достаточно сложно, однако расчеты показывают, что в нем допустимо пренебречь членами, связанными с ошибками ΔR , ΔX , тогда

$$D_2 = \frac{\gamma^2 \omega_r^2}{L_s^2} [1 + \frac{L_s \mu \omega}{\omega_r^2} \varphi_1^2] \mathbf{z}^T \mathbf{z} = \gamma^2 d_3 \mathbf{z}^T \mathbf{z}, \quad d_3 > 0, \quad (5.54)$$

$$\varphi_1^2 = \frac{(z_\alpha \hat{\Psi}_r \beta - z_\beta \hat{\Psi}_r \alpha)^2}{z_\alpha^2 + z_\beta^2} \approx \Psi_{ref}^2 \quad (5.55)$$

(см. гл.4). Коэффициент γ должен быть достаточно большой, чтобы обеспечить отрицательность D_1 (об этом уже говорилось при рассмотрении непрерывного наблюдателя), а с другой стороны удовлетворять условию отрицательности (5.53). Если первое условие выполнено с достаточным запасом, то для выполнения второго должно быть

$$\gamma < 2/(T_n d_3). \quad (5.56)$$

На рис.5.24 показан процесс разгона и торможения электропривода при известных параметрах двигателя: $L_s=0.3$, $R_s=0.016$, $\Psi_r=0.8$, момент нагрузки 0.3, и параметрах наблюдателя $k_1=0.05$, $\gamma=0.25$, $\mu_\omega=60$, $a=60$, $T_c=T_n=50$ мкс. Видно, что процессы протекают вполне удовлетворительно, а статическая ошибка мала. Для ее уточнения было проведено моделирование установившегося режима при различных скоростях от 0.02 до 1 с усреднением ошибки по скорости за 100 мс. Она оказалась равной практически нулю.

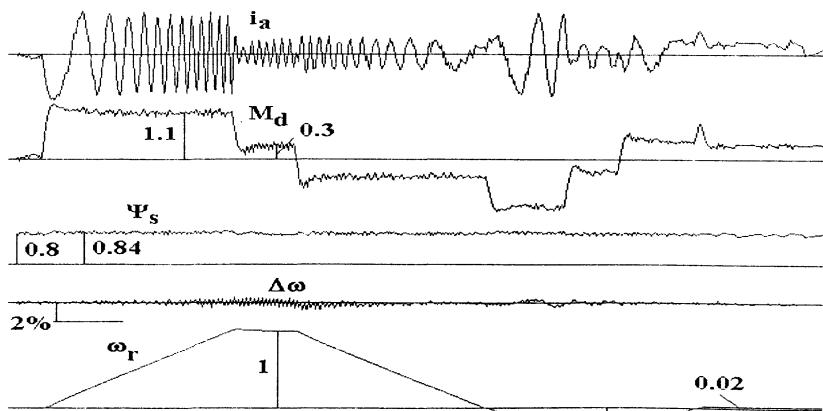


Рис.5.24. Процессы при дискретном наблюдателе и известных параметрах

Предположим теперь, что параметры двигателя L_s и R_s точно не известны. Что касается ошибки в оценке R_s , то моделирование показывает, что ее влияние невелико, как и при использовании непрерывного наблюдателя. Что касается ошибки в оценке L_s , то, как и для непрерывного наблюдателя, ее влияние более сильно. При этом статическая погрешность оценки скорости возрастает незначительно, но сильно возрастает колебательность системы, для парирования которой приходится существенно снижать частоту среза регулятора скорости. На рис. 5.25 показаны процессы при $R_s=0.011$, при оценке $R_{se}=0.016$, при $L_s=0.45$ и при оценке $L_{se}=0.27$. Частота среза по сравнению с процессами на рис. 5.24 уменьшена в 5 раз. Видны сильные колебания оценки скорости, которые, однако, не проявляются в фактической скорости и несколько большие колебания момента.

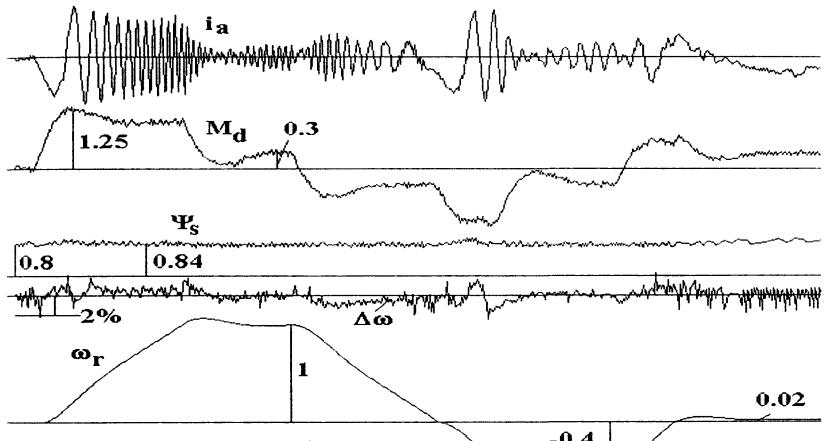


Рис.5.25. Процессы при дискретном наблюдателе и неточных оценках параметров двигателя.

Что касается использования уравнений (5.50), (5.51) для настройки параметров, то их применение эффективно только при малых значениях T_n - 5 - 15 мкс. Таким образом, при использовании дискретного наблюдателя при $T_n = T_c$ (а это целесообразно для упрощения вычислителя), при необходимости иметь быстродействующий электропривод и при возможных больших ошибках в оценке индуктивности следует применить параметрические способы ее уточнения, например, основанные на моделировании кривой намагничивания двигателя. Напомним еще раз, что полученные выше условия устойчивости относятся только к наблюдателю, а не к системе наблюдатель-DTC.

Теперь рассмотрим IPMSM, у которого $L_d < L_q$. Уравнения для токов приведены в гл.1 ((1.52)-(1.56)). Запишем их в виде:

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_S}{dt} = \mathbf{H}(\mathbf{u}_S - R_S \hat{\mathbf{i}}_S - 2\omega_r L_1 \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S - \omega_r \mathbf{J} \hat{\Psi}_r), \quad (5.57)$$

где

$$\mathbf{A}_l = \begin{vmatrix} -\sin 2\theta_r & \cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{vmatrix}. \quad (5.58)$$

Тогда уравнение оценок

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_S}{dt} = \hat{\mathbf{H}}(\mathbf{u}_S - \hat{R}_S \hat{\mathbf{i}}_S - 2\hat{\omega}_r \hat{L}_1 \hat{\mathbf{A}}_l \hat{\mathbf{i}}_S - \hat{\omega}_r \mathbf{J} \hat{\Psi}_r - \mathbf{z}), \quad (5.59)$$

где \mathbf{z} определяется (4.20), уравнение для оценки потока ротора по-прежнему имеет вид (5.26), а входящие в оценки матриц \mathbf{H} и \mathbf{A}_l функции угла θ_r вычисляются как:

$$\hat{\Psi}_{rm} = \sqrt{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{r\beta}^2}, \sin \hat{\theta}_r = \hat{\Psi}_{r\beta} / \hat{\Psi}_{rm}, \cos \hat{\theta}_r = \hat{\Psi}_{r\alpha} / \hat{\Psi}_{rm},$$

$$\sin 2\hat{\theta}_r = 2 \sin \hat{\theta}_r \cos \hat{\theta}_r, \cos 2\hat{\theta}_r = (\cos \hat{\theta}_r)^2 - (\sin \hat{\theta}_r)^2. \quad (5.60)$$

Найдем уравнение для ошибки в токе \mathbf{e}_i , вычитая (5.57) из (5.59).

При этом предположим, что оценки матриц \mathbf{H} и \mathbf{A}_l равны истинным значениям. Конечно, фактически это не так, но моделирование показывает, что такое предположение допустимо, и в то же время учит возможных ошибок существенно усложняет уравнения и делает их практически невозможными для решения. Тогда получим, предполагая также, что параметры двигателя известны точно:

$$\frac{d\mathbf{e}_i}{dt} = \mathbf{H}(-2L_1 \Delta\omega \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S - \Delta\omega \hat{\Psi}_r - \omega_r \mathbf{J} \mathbf{e}_\psi - \mathbf{z}). \quad (5.61)$$

Дальнейшая процедура такая же, как и в задачах, рассмотренных выше. Предполагаем, что условие существования скользящего режима для уравнения (5.61) выполнено (см. выше). Тогда из равенства $d\mathbf{e}_i/dt=0$ следует, что равна нулю правая часть (5.61), откуда

$$\mathbf{e}_\psi = -(2L_1 \Delta\omega \mathbf{J}^{-1} \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S + \Delta\omega \hat{\Psi}_r + \mathbf{J}^{-1} \mathbf{z}) / \omega_r \quad (5.62)$$

Подставляя (5.62) в (5.31) и обозначая $\Lambda = \mathbf{G} - \mathbf{I}$, получим:

$$\frac{d\mathbf{e}_\psi}{dt} = \Lambda \mathbf{z} - 2L_1 \Delta\omega \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S. \quad (5.63)$$

Введем функцию Ляпунова

$$V_f = V_1 + gV_2, V_1 = 0.5 \mathbf{e}_\psi^T \mathbf{e}_\psi, V_2 = 0.5(\Delta\omega)^2. \quad (5.64)$$

Учитывая, что для любого вектора \mathbf{h} $\mathbf{h}^T \mathbf{J}^{-1} \mathbf{h} = 0$, и принимая

$$\Lambda^T \mathbf{J}^{-1} / \omega_r = \gamma \mathbf{I}, \text{ или } \Lambda^T = \gamma \omega_r \mathbf{J}, \quad (5.65)$$

имеем:

$$\begin{aligned} dV_1/dt &= -\gamma \mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma \Delta\omega \mathbf{z}^T \mathbf{J} \hat{\Psi}_r + \frac{2L_1}{\omega_r} \Delta\omega \mathbf{z}^T (\mathbf{J} - \gamma \omega_r \mathbf{I}) \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S + \\ &+ 2L_1 \frac{(\Delta\omega)^2}{\omega_r} \hat{\Psi}_r^T \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S. \end{aligned} \quad (5.66)$$

Пусть

$$d\Delta\omega/dt = q\Delta\omega + f_\omega(\mathbf{z}). \quad (5.67)$$

Тогда

$$dV_2/dt = q\Delta\omega^2 + \Delta\omega f_\omega. \quad (5.68)$$

При выборе

$$q = -2L_1 \frac{1}{g\omega_r} \hat{\Psi}_r^T \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S, \quad (5.69)$$

$$f_\omega = (\gamma \mathbf{z}^T \mathbf{J} \hat{\Psi}_r - 2L_1 \mathbf{z}^T (\mathbf{J}/\omega_r - \gamma \mathbf{I}) \mathbf{A}_l \hat{\mathbf{i}}_S)/g \quad (5.70)$$

$dV_f/dt < 0$, т.е. условие устойчивости выполнено. Конечно, при вычислении (5.69),(5.70) вместо ω_r , \mathbf{A}_l используются их оценки, причем ω_r вычисляется по (4.29), а оценки угла по (5.60), а также используется ограниченное снизу значение ω_r : при $\omega_r < \omega_{min}$ вместо ω_r подставляется эта последняя величина. Из (5.65) следует, что элементы \mathbf{G} равны

$$g_{11} = g_{22} = 1, g_{12} = -g_{21} = \gamma \omega_r. \quad (5.71)$$

Необходимые для работы DTC величины составляющих потокосцепления статора вычисляются по (1.61), (1.62).

Полученное выражение для оценки скорости достаточно сложно, однако моделирование показывает, что оно может быть упрощено: можно принять $q=0$ и опустить второе слагаемое в (5.70), тогда уравнение для оценки скорости совпадает с (5.34). На рис.5.26 приведены про-

цессы в электроприводе при разгоне, набросе нагрузки, торможении и работе на малой скорости. Видно, что во всех режимах обеспечивается высокая точность оценивания скорости. Параметры двигателя: $R_s=0.016$, $L_d = 0.2$, $L_q=1$, $\Psi_r=0.8$, параметры системы управления: $dF_0=dM_0=0.03$, $T_c=51$ мкс., $k_1=0.05$, $\gamma=0.05$, $\mu_\omega=100$.

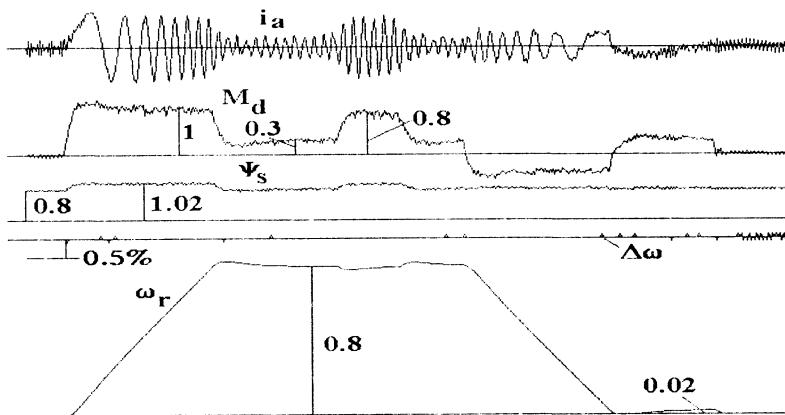


Рис.5.26. Переходные процессы в IPMSM, непрерывный наблюдатель

При дискретной реализации наблюдателя используется дискретное представление уравнения (5.59):

$$\hat{\mathbf{i}}_s(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_s(k) + T_n \hat{\mathbf{H}}(k)(\mathbf{u}_s(k) - \hat{R}_s \hat{\mathbf{i}}_s(k) - 2\hat{\omega}_r(k) \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{A}}_l(k) \hat{\mathbf{i}}_s(k) - \hat{\omega}_r(k) \mathbf{J} \hat{\Psi}_r(k) - \mathbf{z}(k)), \quad (5.72)$$

где \mathbf{z} определяется по (4.42), вектор потока оценивается по (5.45), а скорости по (5.49), элементы матрицы \mathbf{G} по (5.71). На рис.5.27 приведены переходные процессы разгона, торможения, реверса электропривода с параметрами двигателя и системы, приведенными выше, $T_n=T_c$. Видна удовлетворительная работа во всех режимах.

Выше предполагалось, что параметры двигателя известны точно. Относительно влияния ошибки в оценке сопротивления можно сказать то же самое, что и для SPMSM: ее влияние невелико как в переходных процессах, так и в установившемся режиме; в то же время формула для его текущей оценки достаточно сложна. Ошибки в оценках индуктивностей влияют более сильно, однако было найдено, что при увеличении L_d , L_q на 30-40% по сравнению с их оценками система остается работоспособной. При этом, однако, существенно возрастают пульсации оценки скорости, что может потребовать снижения частоты среза регулятора скорости. Несколько выше диапазон

допустимых ошибок в оценке индуктивностей, если система по скорости не замкнута (только по моменту). Для расширения диапазона допустимых изменений индуктивностей возможно применить модель кривой намагничивания двигателя. При этом индуктивности L_d , L_q зависят от токов i_d , i_q соответственно. В свою очередь, эти токи зависят от момента и при ослаблении потока- от скорости (§5.1). Поэтому можно составить таблицу зависимости индуктивностей от момента и скорости и таким образом скорректировать оценки L_d , L_q . Поскольку зависимости токов от момента и скорости также определяются оцениваемыми индуктивностями, получается своего рода итерационная схема. Более подробно этот вопрос здесь не рассматривается.

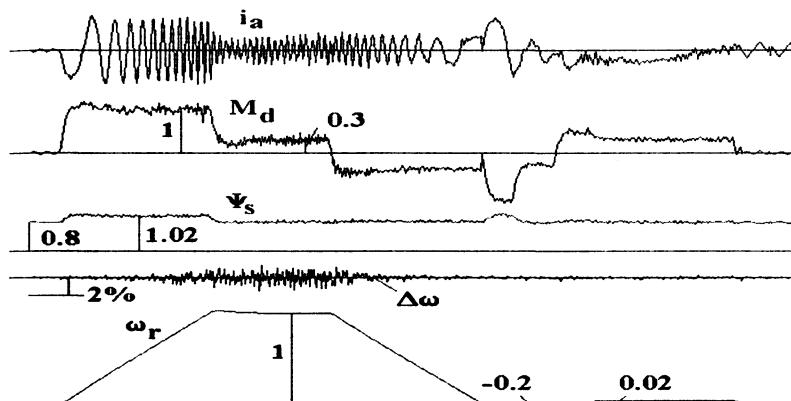


Рис.5.27. Переходные процессы в IPMSM, дискретный наблюдатель

ГЛАВА 6

Прямое регулирование тока в инверторах напряжения

1. Регулирование токов в электроприводах с АД и векторным управлением

Задача регулирования тока двигателя является одной из важнейших в электроприводе, определяющей как качество регулирования, так и способность электропривода противостоять внешним возмущениям. Применимтельно к электроприводу переменного тока мы уже указывали на эту проблему при описании электропривода с векторным управлением (§3.1). В принципе, регулирование тока АД может выполняться как в неподвижной, так и во вращающейся системе координат. В первом случае регулируются квазисинусоидальные токи, а во втором -квазистоянны. Первый вариант более сложен, но при нем легче осуществляется защита АД (токограницение). Во втором варианте задача более проста, так как интегро-пропорциональный регулятор тока может быть рассчитан по обычной методике систем подчиненного регулирования, но его параметры в существенной степени зависят от параметров АД, и кроме того, регуляторы токов обеих осей оказываются взаимосвязанными [17].

Один из возможных путей получить быстродействующий и мало-чувствительный к изменениям параметров регулятор тока заключается в использовании гистерезисного регулятора [50,51]. Как будет видно из дальнейшего, для регулирования составляющих тока статора i_{sd} , i_{sq} , направленных по и перпендикулярно вектору потокосцепления ротора Ψ_r , могут практически без изменений использованы методы DTC. Таким образом, существует возможность иметь единый модуль инвертор напряжения -систему управления, допускающий самые разнообразные применения, часть из которых описана в данной главе. Сходство методов управления и оправдывает рассмотрение таких способов регулирования тока в данной книге.

На рис.6.1 изображена структурная схема регулирования токов i_{sd} , i_{sq} . Одним из рассмотренных в §4.1 методов вычисляются составляющие вектора Ψ_r и по ним угловое положение этого вектора относительно неподвижного статора θ_r (формула 3.1). Токи i_{sd} , i_{sq} вычисляются по (1.11) с использованием этого угла. Состояние инвертора, которое будет действовать период дискретности T_c , выбирается по табл. 3.1, 3.2 в зависимости от ошибок $\varepsilon_m = i_{dref} - i_{sd}$, $\varepsilon_q = i_{qref} - i_{sq}$.

(Так как ток i_{sd} "отвечает" за поток, а ток i_{sq} - за момент, то для облегчения ссылок к гл.3 сохранены эти обозначения). Выбираемое состояние зависит также от положения Ψ_r точно так же, как в DTC от положения Ψ_s .

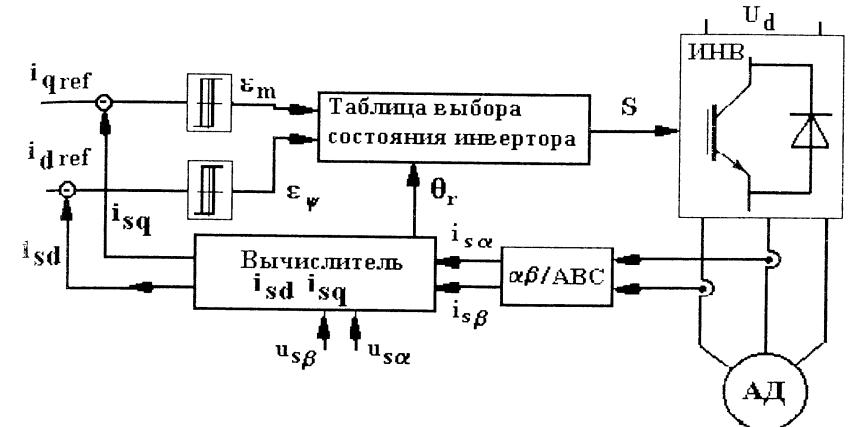


Рис.6.1. Структурная схема регулирования токов i_{sd} , i_{sq}

Рассмотрим процесс регулирования токов более подробно. Сначала получим уравнения для i_{sd} , i_{sq} . Для этой цели в (1.21) при $\omega_k=\omega_s$ заменим Ψ_s на Ψ_r с помощью (1.25), и в полученном выражении исключим $d\Psi_r/dt$ с помощью формул (1.22), (1.24). Учитывая, что $\Psi_{rd}=\Psi_r$, $\Psi_{rq}=0$, получаем:

$$\sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = u_{sd} - R' i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{K_r}{T_r} \Psi_r, \quad (6.1)$$

$$\sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = u_{sq} - R' i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} - K_r \omega_r \Psi_r, \quad (6.2)$$

где R' определяется как в (1.27), u_{sd} , u_{sq} -проекции вектора напряжения инвертора на направление Ψ_r . Изменения токов i_{sd} , i_{sq} за период T_c могут быть найдены как:

$$\Delta I_{d,q} = T_c (d i_{sd,sq} / dt)_0, \quad (6.3)$$

где производные определяются при kT_c , так как $T_c \ll \sigma L_s / R'$. Кроме того, так как рассматривается установившейся режим, когда $i_{dref} = i_{dref}$

постоянная величина, и принимая во внимание, что постоянная T_r достаточна велика, возможно в (6.3) принять $\Psi_r = L_m i_{dref}$ и $i_q = i_{qref}$. Тогда из (6.1)-(6.3) с учетом (1.29)

$$\Delta I_d = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{u_{sd}}{R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right), \quad (6.4)$$

$$\Delta I_q = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{u_{sq}}{R_s} - i_{qref} - \omega_s T_s i_{dref} \right), \quad (6.5)$$

где $T_s = L_s / R_s$. Пусть вектор Ψ_r лежит в первом секторе. Обозначим, как и выше, θ_r -угол, который образует этот вектор с вещественной осью (как на рис.3.2 для Ψ_s). Тогда для состояний инвертора $V_k=6,1,2,5$ проекции u_{sd}, u_{sq} соответственно равны:

$$u_{sd6} = -u_{sd1} = U_m \cos(\pi/3 - \theta_r), \quad u_{sq6} = -u_{sq1} = U_m \sin(\pi/3 - \theta_r), \quad u_{sd2} = -u_{sd5} = -U_m \cos(\pi/3 + \theta_r), \quad u_{sq2} = -u_{sq5} = U_m \sin(\pi/3 + \theta_r), \quad U_m = 2/3 U_d. \quad (6.6)$$

Величины $\Delta I_d, \Delta I_q$ зависят от угла θ_r . Значение u_{sd} максимально для $V_k=6$ при $\theta_r=\pi/6$ и для $V_k=5$ при $\theta_r=-\pi/6$ и равно $0.5\sqrt{3} U_m = U_d/\sqrt{3}$, т.е. максимальное изменение тока i_{sd} при его увеличении равно

$$\Delta I_{drmax} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{U_d}{\sqrt{3} R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right), \quad (6.7)$$

Аналогично максимальное изменение тока i_{sd} при его уменьшении

$$\Delta I_{dsmax} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(-\frac{U_d}{\sqrt{3} R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right), \quad (6.8)$$

Значение u_{sq} максимально для $V_k=6$ при $\theta_r=-\pi/6$ и для $V_k=2$ при $\theta_r=\pi/6$ и равно $2U_d/3$, т.е. максимальное изменение тока i_{sq} при его увеличении равно

$$\Delta I_{qrmax} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{2U_d}{3R_s} - i_{qref} - \omega_s T_s i_{dref} \right), \quad (6.9)$$

Аналогично максимальное изменение тока i_{sq} при его уменьшении

$$\Delta I_{qsmax} = -\frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{2U_d}{3R_s} + i_{qref} + \omega_s T_s i_{dref} \right), \quad (6.10)$$

Кроме приведенных выше, нас будут интересовать средние величины $\Delta I_d, \Delta I_q$ при прохождении вектором Ψ_r каждого сектора; для их нахождения нужно в (6.4), (6.5) вместо u_{sd}, u_{sq} подставить их средние значения при изменении угла θ_r от $-\pi/6$ до $\pi/6$. Например, для среднего изменения тока i_{sd} при его увеличении имеем

$$\Delta I_{drav} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{U_d}{\pi R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right), \quad (6.11)$$

так как

$$\frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} u_{sd} d\theta = 3U_m/2\pi = U_d/\pi.$$

Аналогично для среднего изменения тока i_{sd} при его уменьшении

$$\Delta I_{dsav} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(-\frac{U_d}{\pi R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right), \quad (6.12)$$

а также для тока i_{sq}

$$\Delta I_{qgrav} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{\sqrt{3} U_d}{\pi R_s} - i_{qref} - \omega_s T_s i_{dref} \right), \quad (6.13)$$

$$\Delta I_{qsav} = -\frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\frac{\sqrt{3} U_d}{\pi R_s} + i_{qref} + \omega_s T_s i_{dref} \right), \quad (6.14)$$

Полученные соотношения позволяют сделать ряд выводов.

Так как значение T_s достаточно велико (60-200 и выше в о.е.), то при выборе нулевого состояния инвертора величины $\Delta I_{qsmax}, \Delta I_{qsav}$ отрицательны почти для всех частот основной гармоники тока двигателя ω_s - кроме весьма низкой частоты в генераторном режиме

$$\omega_{smin} = |i_{qref}| R_s K_s / \Psi_r \quad (6.15)$$

Это дает возможность для уменьшения составляющей тока i_{sq} использовать нулевые состояния $V_k=0$ или 7 вместо активных и таким образом реализовать табл. 3.3 (метод М2). При уменьшении частоты ниже ω_{smin} осуществляется переход к М1. Для метода М2

$$\Delta I_{qsmax} = \Delta I_{qsav} = -\frac{T_c}{\sigma T_s} (i_{qref} + \omega_s T_s i_{dref}). \quad (6.16)$$

Из условия $\Delta I_{qgrav} > 0$ можно найти максимально допустимую частоту ω_{smax} ; при $i_{qref}=0$ она равна

$$\omega_{smax} = 0.55 U_d K_s / \Psi_r \approx 0.55 U_d / \Psi_s, \quad (6.17)$$

что практически совпадает с (3.11).

Мы уже говорили о том, что из-за наличия дискретности T_c ошибки регулирования $di=i_{ref}-i$ может превосходить гистерезис на величину $\delta T_c di/dt$, где δ -случайная величина, которую можно считать равномерно распределенной на отрезке $[0,1]$. Обозначим ширину пульта гистерезиса как $2dI_d 0$, $2dI_q 0$. При оценке размаха флюктуаций токов i_{sd} , i_{sq} следует принять $\delta=1$, а их возможные изменения за T_c принять равными максимальным значениям, т.е.

$$di_{dmax} = (dI_d 0 + \Delta I_{drmax}) - (-dI_d 0 + \Delta I_{dsmax}) = \\ 2dI_d 0 + \Delta I_{drmax} + |\Delta I_{dsmax}|. \quad (6.18)$$

Аналогично для di_{qmax} . После подстановки в эту формулу величин из (6.7)-(6.10), (6.16) получим

$$di_{dmax} = 2(dI_d 0 + \frac{T_c U_d}{\sqrt{3} \sigma L_s}), \quad (6.19)$$

$$di_{qmax} (\text{для M1}) = 2(dI_q 0 + \frac{2U_d T_c}{3\sigma L_s}), \quad (6.20)$$

$$di_{qmax} (\text{для M2}) = 2(dI_q 0 + \frac{U_d T_c}{3\sigma L_s}). \quad (6.21)$$

Перейдем к оценке частоты коммутации инвертора. В среднем, время увеличения i_{sd} от минимума до максимума равно

$$t_+ = T_c \frac{2dI_d 0 + \delta(\Delta I_{drav} + |\Delta I_{dsav}|)}{\Delta I_{drav}}. \quad (6.22)$$

Аналогично среднее время уменьшения

$$t_- = T_c \frac{2dI_d 0 + \delta(\Delta I_{drav} + |\Delta I_{dsav}|)}{|\Delta I_{dsav}|}. \quad (6.23)$$

Так как вычисляются средние величины, примем $\delta=0.5$. Так как за период пульсации тока выполняются две коммутации, то число коммутаций инвертора за некоторое время T_m в среднем равно

$$N_d = 2T_m/(t_+ + t_-) = \frac{T_m \Delta I_{drav} |\Delta I_{dsav}|}{T_c \Delta I_{drsav} (2dI_d 0 + \Delta I_{drsav})}, \quad (6.24)$$

где с учетом (6.11), (6.12)

$$\Delta I_{drsav} = 0.5(\Delta I_{drav} + |\Delta I_{dsav}|) = \frac{T_c U_d}{\pi \sigma L_s}. \quad (6.25)$$

Аналогично для i_{sq}

$$N_q = \frac{T_m \Delta I_{qgrav} |\Delta I_{qsav}|}{T_c \Delta I_{qrsav} (2dI_q 0 + \Delta I_{qrsav})}, \quad (6.26)$$

где изменения токов находятся по (6.13), (6.14), (6.16) в зависимости от способа управления (M1 или M2). При этом для M1 и M2 соответственно

$$\Delta I_{qrsav} = \frac{0.55 T_c U_d}{\sigma L_s}, \quad \Delta I_{qrsav} = \frac{0.275 T_c U_d}{\sigma L_s}. \quad (6.27)$$

Число коммутаций в одной фазе инвертора может быть определено как

$$N_f = k_f 1 k_f 2 (N_d + N_q), \quad (6.28)$$

где коэффициент $k_f 1$ учитывает связь между общим числом коммутаций инвертора и числом коммутаций в одной фазе, коэффициент $k_f 2$ учитывает возможное одновременное изменение знаков ε_ψ и ε_m , в результате чего общее число коммутаций оказывается меньше, чем это следует из (6.24), (6.26). Данные относительно $k_f 1$ приведены в §3.3 в зависимости от способа управления ($k_f 1=0.55-0.65$ для M1, $k_f 1=0.33-0.35$ для M2). Коэффициент $k_f 2$ находится в пределах 0.92-0.98.

Рассмотрим теперь возможный способ оценки содержания высших гармоник C_h в токе АД. Разность между током фазы i_α и его первой гармоникой

$$\Delta i_{s\alpha} = \Delta i_{sd} \cos \theta_r + \Delta i_{sq} \sin \theta_r. \quad (6.29)$$

Предположим, что Δi_{sd} и Δi_{sq} независимые случайные величины, тогда

$$C_h^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_{s\alpha}^2 dt = 0.5(M(\Delta i_{sd}^2) + M(\Delta i_{sq}^2)), \quad (6.30)$$

где М-функция усреднения. При работе Δi_{sd} и Δi_{sq} изменяются почти по треугольному закону с некоторыми амплитудами $a_d/2$, $a_q/2$. При таком законе изменения

$$M(\Delta i_{sd}^2) = a_d^2/12, \quad M(\Delta i_{sq}^2) = a_q^2/12. \quad (6.31)$$

В свою очередь, величины a_d , a_q равномерно распределены на отрезках $[2dI_d0, di_{dmax}]$, $[2dI_q0, di_{qmax}]$. Для такого вида распределения

$$M(a_d^2) = (d i_{dmax}^2 + 2d i_{dmax} d I_d 0 + 4d I_d 0^2)/3, \quad (6.32)$$

и аналогично для $M(a_q^2)$. После подстановки (6.31), (6.32) в (6.30) получаем:

$$C_h = 0.12 \sqrt{d i_{dmax}^2 + 2d I_d 0(d i_{dmax} + 2d I_d 0) + \\ + d i_{qmax}^2 + 2d I_q 0(d i_{qmax} + 2d I_q 0)} \quad . \quad (6.33)$$

Приведенные формулы дают возможность рассчитать основные характеристики системы, однако, они получены с рядом допущений, поэтому необходимо убедиться в их применимости путем сравнения их результатов с данными, полученными путем точного моделирования. Параметры используемого двигателя $R_r = R_s = 0.03$, $L_r = L_s = 2.5$, $\sigma = 0.08$, $K_r = 0.96$, $i_{dref} = 0.37$, $U_d = 2$, $dI_d 0 = dI_q 0 = 0.03$.

Сначала о максимуме флуктуаций di_{dmax} , di_{qmax} . В таблице 6.1 приведены сравнительные данные по расчету di_{qmax} при $i_{qref} = 0.8$, $\omega_s = 0.5$, для методов M1 и M2, числитель-моделирование, знаменатель-расчет. В таблице 6.2 приведены такие же данные по расчету di_{dmax} при $\omega_s = 0.5$ и разных значений i_{qref} . Видно хорошее совпадение результатов. На концах исследуемого скоростного диапазона (при $\omega_s = 0.1$ и $\omega_s = 1$) результаты могут различаться на 10-15%.

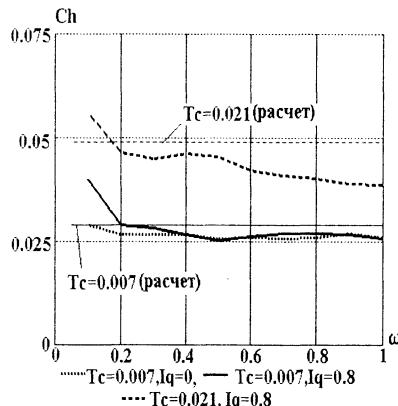
На рис. 6.2 приведены значения содержания высших гармоник в токе АД при указанных выше параметрах АД для обоих методов управления M2 (рис.6.2,а) и M1 (рис.6.2,б). Там же приведены результаты расчетов по (6.33). Видна достаточная для практики точность. Что касается числа коммутаций инвертора, то здесь ситуация более сложная. Моделирование показывает, что формулы (6.24)-(6.28)

Табл.6.1. Значения di_{qmax}

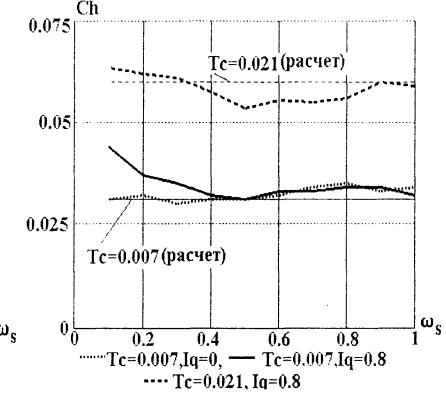
Tc	M1	M2
0.007	0.15/0.15	0.11/0.11
0.014	0.24/0.25	0.15/0.15
0.021	0.3/0.33	0.2/0.2

Табл.6.2. Значения di_{dmax}

Tc/i _q	M1	M2
0.007/0.8	0.15/0.14	0.16/0.14
0.007/0	0.14/0.14	0.13/0.14
0.007/-0.8	0.13/0.14	0.22/0.14
0.014/0.8	0.22/0.22	0.2/0.22
0.021/0.8	0.28/0.3	0.27/0.3



а) Метод M2



б) Метод M1

дают весьма высокую точность для метода M1 (рис.6.3, где приведено число коммутаций в фазе инвертора за время 20 мс.). Для метода же M2 удовлетворительная точность имеет место при скоростях, близких к номинальной, и падает с уменьшением скорости. Причина заключается в том, что при уменьшении скорости увеличивается время использования нулевых состояний, и при этом скорость уменьшения i_{sd} также становится меньше, в связи с чем уменьшается также значение N_d по сравнению с значением, даваемым формулами (6.24), (6.25). При низких скоростях (ниже $\omega_s=0.1$) лучшие результаты достигаются, если при вычислении N_d использовать величину ΔI_{dsav} , которая получается, если в (6.12) слагаемое, зависящее от U_d , принять равным нулю, так как большую часть времени используются нулевые состояния. При этом, однако, отсутствует представляющая наибольший интерес информация о максимально возможной частоте коммутации. Эти данные могут быть получены моделированием полной системы. На рис. 6.4 приведены данные по числу коммутаций за

время 20 мс при различных величинах дискретности T_c . Там же точками отмечены результаты вычислений по описанному методу. Видно, что, действительно, на концах частотного диапазона точность удовлетворительна. На рис.6.5 и 6.6 показаны процессы при регулировании токов i_{sd}, i_{sq} . Используется метод М2 с переходом к М1 в генераторном режиме работы АД (при $i_{qref} < 0$).

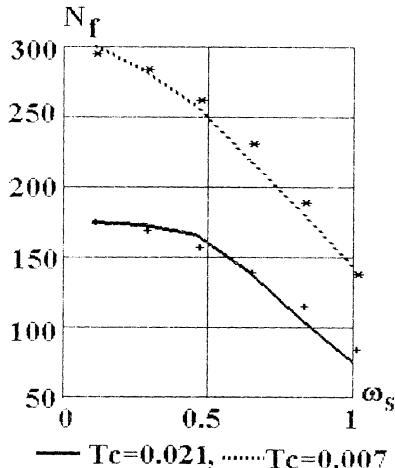


Рис.6.3. Число коммутаций для М1.
(линии - моделирование, точки - расчетные значения)

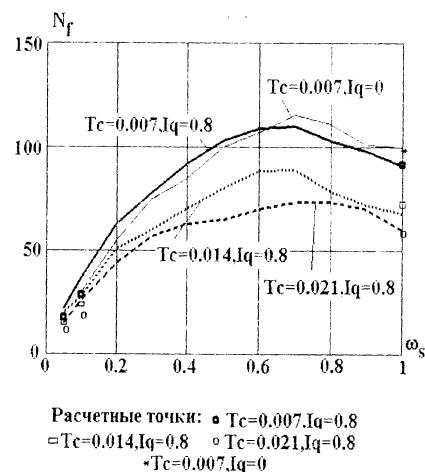


Рис.6.4. Число коммутаций для М2.
за время 20 мс. при различных зна-
чениях дискретности

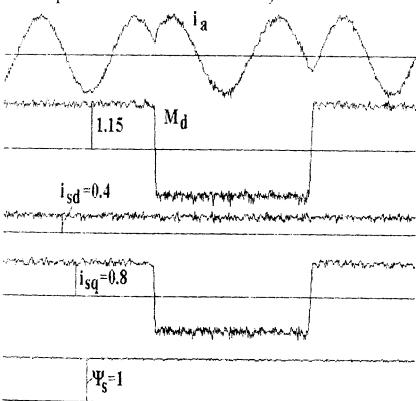


Рис.6.5. Реверс i_{qref} при $T_c=0.021$,
 $\omega_c=1$

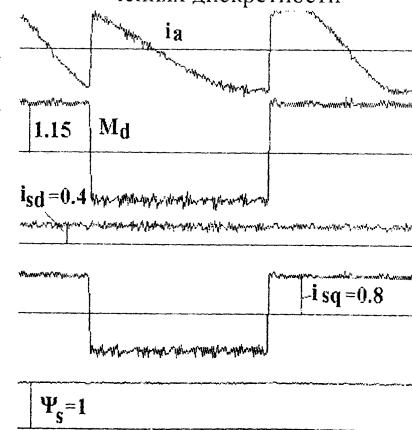


Рис.6.6. Реверс i_{qref} при $T_c=0.021$
 $\omega_c=0.1$

2. Регулирование токов в электроприводах с синхронными двигателями с постоянными магнитами

Процесс регулирования составляющих i_{sd}, i_{sq} тока статора i_s , направленных по и перпендикулярно положению ротора, практически не отличается от регулирования этих составляющих в АД. Различие заключается только в формировании заданных величин i_{dref} и i_{qref} : для АД при работе до основной скорости i_{dref} постоянно, а i_{qref} - это выход регулятора скорости, тогда как в электроприводах с РМСМ выход регулятора скорости определяет момент, а оба задания i_{dref} и i_{qref} - функции этого момента, а при скорости выше основной- и сколько вращения двигателя (или, что то же самое- частоты питающего статор напряжения). На рис.6.7 показана отличающаяся часть схемы. В остальном схема такая же, как на рис.6.1.

На основании (1.42), (1.43) можно получить следующие выражения для приращения токов i_{sd}, i_{sq} за время T_c :

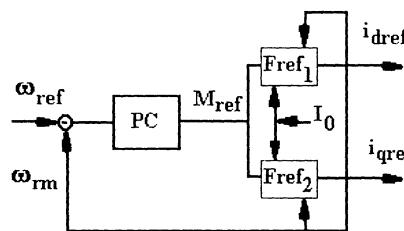


Рис.6.7. Схема формирования заданий.

$$\Delta I_{dr,s \max} = \frac{T_c}{L_d} \left(\pm \frac{U_d}{\sqrt{3}} - R_s i_{dref} + \omega_s L_q i_{qref} \right), \quad (6.34)$$

$$\Delta I_{dr,sav} = \frac{T_c}{L_d} \left(\pm U_d / \pi - R_s i_{dref} + \omega_s L_q i_{qref} \right), \quad (6.35)$$

$$\Delta I_{qr,s \max} = \frac{T_c}{L_q} \left(\pm \frac{2U_d}{3} - R_s i_{qref} - \omega_s L_d i_{dref} - \omega_s \Psi_r \right), \quad (6.36)$$

$$\Delta I_{qr,sav} = \frac{T_c}{L_q} \left(\pm \frac{\sqrt{3} U_d}{\pi} - R_s i_{qref} - \omega_s L_d i_{dref} - \omega_s \Psi_r \right), \quad (6.37)$$

где знак "+" относится к индексу "r", а знак "-" к индексу "s". При использовании нулевых состояний (метод М2) имеем:

$$\Delta I_{ds \max} = \Delta I_{dsav} = (T_c/L_d)(-R_s i_{dref} + \omega_s L_q i_{qref}), \quad (6.38)$$

$$\Delta I_{qs \max} = \Delta I_{qsav} = -(T_c/L_q)(R_s i_{qref} + \omega_s L_d i_{dref} + \omega_s \Psi_r). \quad (6.39)$$

Как и в §6.1, из условия $\Delta Iq_{rav} > 0$ находим максимальную скорость двигателя при данном U_d (полагая $R_s=0$):

$$\omega_{s \max} = \frac{0.55 U_d}{\Psi_r + L_d i_{dref}}. \quad (6.40)$$

Таким образом, для расширения диапазона регулирования скорости надо задавать отрицательные значения тока i_{dref} .

Из (6.38) следует, что в двигательном режиме при применении нулевых состояний ток i_{sd} увеличивается. После окончания действия нулевого состояния система выбирает состояние $V_k=2$ (при θ_r в первом секторе, в остальных - аналогично), так как i_{sd} нужно уменьшить, а i_{sq} - увеличить. Однако, если угол θ_r близок к 30° (конец сектора), то действие этого состояния на i_{sd} малоэффективно, поскольку u_{sd} мало. Уменьшение i_{sd} происходит только после перехода в следующий сектор. Для уменьшения вызванных этим обстоятельством колебаний составляющей i_{sd} возможно при ошибке $|i_{dref} - i_{sd}| > (2..3)dI_d0$ исключить использование нулевых состояний. Их использование также исключается при аналогичном условии для $|i_{qref} - i_{sq}|$, а также в окрестности нулевой скорости.

Основные характеристики процесса регулирования - размах флюктуаций составляющих i_{sd} , i_{sq} , содержание высших гармоник в токе двигателя C_h , частота коммутации находятся так же, как и в предыдущем параграфе. В частности, размах флюктуаций i_{sd} , i_{sq} рассчитывается по (6.19)-(6.21), если в этих формулах заменить σL_s на L_d и L_q соответственно для di_{dmax} , di_{qmax} . Значения C_h рассчитываются по (6.33), а число коммутаций по (6.24)-(6.28), причем в этих формулах опять же σL_s заменяется на L_d и L_q соответственно для ΔI_{drsav} и ΔI_{qrsav} .

При моделировании использовались два двигателя: PM1 с $L_d = L_q = 0.3$ и PM2 с $L_d = 0.15$, $L_q = 0.3$, для обоих $\Psi_r = 0.8$, $U_d = 2.2$, $dI_d0 = dI_q0 = 0.03$. Период повторения вычислений $T_{c1} = 0.007$, $T_{c2} = 0.014$, $T_{c3} = 0.021$ (соответственно 23, 44 и 67 мкс). На рис.6.8 показаны зависимости средней величины i_{sq} от частоты при $i_{qref} = 0.8$ для PM1 при $i_{dref} = 0$ и $i_{dref} = -0.4$. На этом рис. отмечены значения максимальной частоты как точки "a" и "b", найденные по (6.40). Видно, что эта формула определяет предельную частоту достаточно точно.

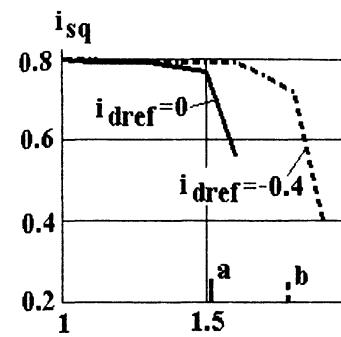


Рис.6.8. Зависимость i_{sq} от частоты для различных i_{dref}

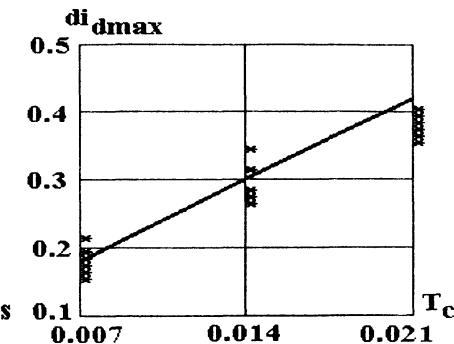


Рис.6.9. Значения di_{dmax} для PM2 при различных T_c , i_{qref} , ω_s (точки-моделирование, линия-расчет)

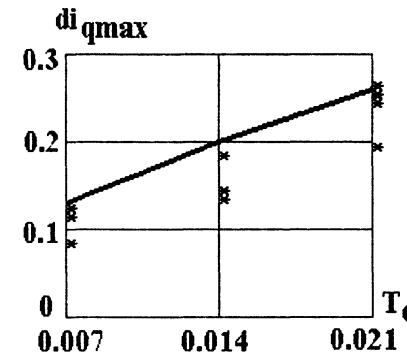


Рис.6.10. Значения di_{qmax} для PM2 при различных T_c , i_{qref} , ω_s (точки-моделирование, линия-расчет)

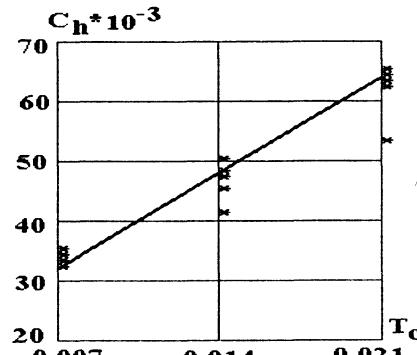


Рис.6.11. Значения C_h для PM2 при различных T_c , i_{qref} , ω_s (точки-моделирование, линия-расчет)

Сравнение результатов расчетов размаха флюктуаций di_{dmax} , di_{qmax} , а также значения C_h с результатами моделирования полной системы показывает их удовлетворительную для практического использования близость. Например, на рис.6.9-6.11 приведены полученные при моделировании значения di_{dmax} , di_{qmax} и C_h при различных значениях дискретности регулятора и при изменении частоты в пределах $\omega_s = 0.1 \dots 1$ и величины i_{qref} от -0.8 до 0.8 при использовании метода M1 для двигателя PM2. Там же показаны зависимости этих величин от T_c , полученные указанным выше расчет-

ным путем. Следует сказать, что при использовании метода M2 с описанным выше переходом к M1 при больших ошибках значения рассматриваемых величин практически такие же.

На рис.6.12 приведены значения числа коммутаций в одной фазе инвертора за время 20 мс для двигателей PM1 и PM2, для различных методов управления, полученные как путем моделирования, так и расчетным путем, причем для M1 коэффициенты k_{f1} и k_{f2} были приняты равными 0.55 и 0.92 соответственно, а для M2 -0.36 и 0.98..

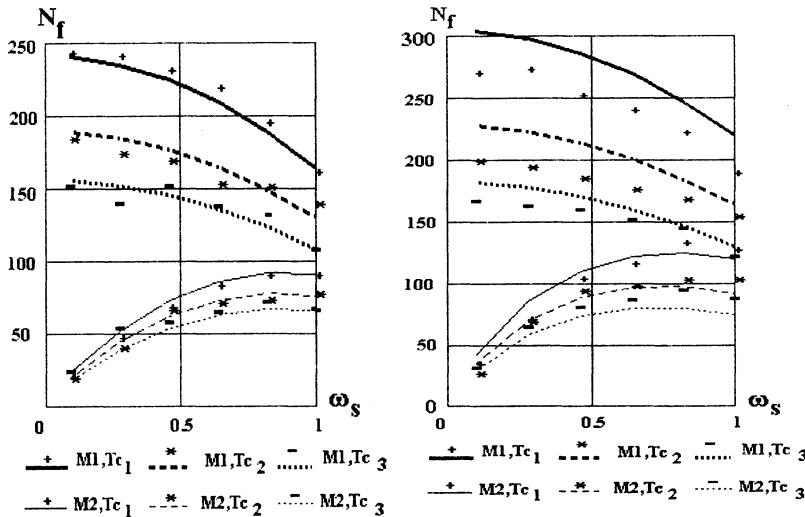


Рис.6.12. Число коммутаций в одной фазе инвертора за 20мс;
(линии- расчетные значения, точки- моделирование)

Для полноты изложения материала, касающегося регулирования токов i_{sd} , i_{sq} PMSM, рассмотрим формирование заданий i_{dref} и i_{qref} . Рассмотрим сначала случай, когда до основной скорости $i_{dref} = 0$. Такая ситуация имеет место для SPMSM (в этом случае в последующих формулах нужно принять $L_d = L_q = L_s$), а также для IPMSM при относительно небольшой разнице между L_d и L_q -для упрощения системы. В соответствии с (6.40) максимальная скорость

$$\omega_{smax} = 0.55 U_d / \Psi_r. \quad (6.41)$$

Отметим, что в этой и последующих формулах для обеспечения запаса на регулирование под U_d понимается напряжение, которое на

5-8% меньше расчетного напряжения в звене постоянного тока.

При $\omega_s < \omega_{smax}$ $i_{dref} = 0$, а $i_{qref} = M_{ref} / 1.5p \Psi_r$, где M_{ref} - выход регулятора скорости. При $\omega_s > \omega_{smax}$ i_{dref} изменяется в соответствии с равенством

$$i_{dref} = \frac{0.55 U_d - \omega_s \Psi_r}{\omega_s L_d}. \quad (6.42)$$

При этом i_{qref} определяется из (1.46). Так как ток двигателя (или инвертора) ограничен величиной I_0 , то и значение i_{qref} должно быть ограничено:

$$i_{qmax}^2 = I_0^2 - \frac{\Psi_r^2}{L_d^2} \left(\frac{\omega_{smax} - \omega_s}{\omega_s} \right)^2. \quad (6.43)$$

Однако, это не единственное ограничение. Из (6.35) следует, что для обеспечения $\Delta I_{drav} > 0$ должно быть

$$i_{qref} < \frac{U_d}{\pi L_q \omega_s}. \quad (6.44)$$

При увеличении скорости влияние этого ограничения усиливается. Найдем условие, при котором это равенство не является ограничивающим. Приравнивая квадрат правой части (6.44) квадрат правой части (6.43), получим квадратное уравнение относительно скорости, при которой оба эти ограничения соблюдаются, в виде $ax^2 + bx + c = 0$, где

$$a = I_0^2 - f^2, b = (2\sqrt{3}/\pi)ef, c = -(3 + d^2)e^2/\pi^2, \\ f = \Psi_r/L_d, e = U_d/L_d, d = L_d/L_q. \quad (6.45)$$

Равенство $b^2 = 4ac$ дает условие, при котором кривые (6.44) и (6.43) касаются, откуда находим:

$$I_{0m} = \frac{fd}{\sqrt{3 + d^2}} = \frac{\Psi_r}{\sqrt{3L_q^2 + L_d^2}}. \quad (6.46)$$

Если $I_0 < I_{0m}$, то неравенство (6.44) не ограничивает. На рис.6.13 приведены кривые тока i_{sd} , обеспечивающие работу выше основной скорости, максимально допустимого тока i_{sq} при $I_0 = 1.48$, а также

кривая ограничения (6.44); принято $U_d=2$, $\Psi_r=0.8$, $L_d=0.15$, $L_q=0.3$, откуда по (6.41) $\omega_{smax}=1.375$, по (6.46) $I_{0m}=1.48$.

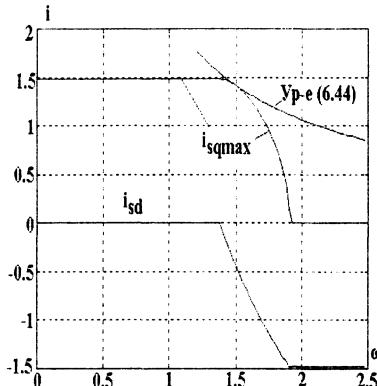


Рис.6.13.К расчету i_{qmax}

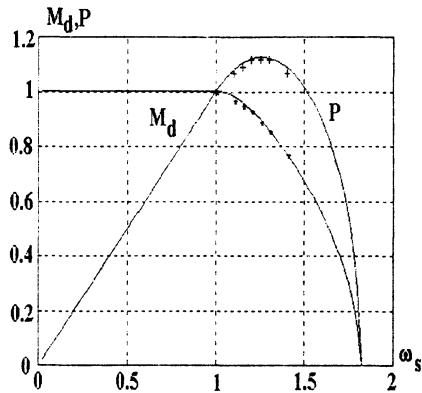


Рис.6.14.Зависимость момента и мощности от скорости

Интересно, что в начале ослабления потока скорость растет быстрее, чем максимальный момент уменьшается, что приводит к увеличению допустимой мощности. Значение скорости, при которой достигается максимум мощности, равно

$$\omega_1 = \frac{\omega_{smax}}{1 - \left(L_d I_0 / \Psi_r \right)^2}, \quad (6.47)$$

а значение максимума

$$P_{max} = 1.5 \Psi_r I_0 \frac{\omega_{smax}}{\sqrt{1 - \left(L_d I_0 / \Psi_r \right)^2}}. \quad (6.48)$$

На рис.6.14 показана зависимость момента и мощности от скорости для SPMMS при $U_d=1.22$, $\Psi_r=0.67$, $L_d = L_q=0.3$, $\omega_{smax}=1$, $I_0=1$. Точками отмечены значения, найденные путем моделирования полной системы регулирования. Видно, что диапазон работы при скорости выше основной невелик. Для его расширения возможно, например, увеличить ток установки. Предположим желательно иметь мощность 0.5 при скорости $\omega_s=2$. Это достигается при $I_0=1.14$. Соответствующие зависимости момента и мощности от скорости приведены на рис.6.15. Так как при таких параметрах на основании (6.46)

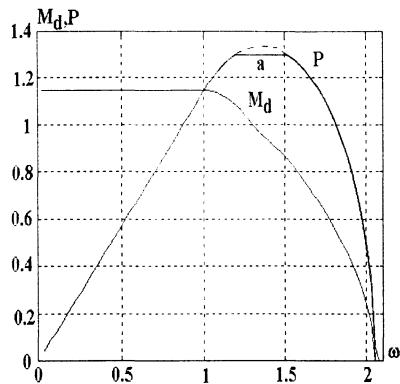


Рис.6.15.Зависимость момента и мощности от скорости при увеличении I_0

$I_{0m}=1.12 < I_0$, то на участке, отмеченном "а", мощность ограничена условием (6.44). Расширение возможного диапазона регулирования скорости может также быть достигнуто соответствующим конструированием двигателя, в частности, выполнением условия $\Psi_r \approx L_d I_0$ [2].

Теперь предположим, что с целью лучшего использования двигателя при $L_d < L_q$ ток i_{sd} регулируется таким образом, чтобы обеспечить максимальное отношение момента/ток. Используем обозначения, приведенные в

§5.1. Подставляя (5.5) в (5.3), получим:

$$m = 0.5 I_q \left(1 + \sqrt{1 + 4 dl^2 I_q^2} \right). \quad (6.49)$$

Это выражение определяет задание тока I_{qref} как функцию выхода регулятора скорости m , а соответствующее задание I_{dref} находится из (5.5). Надо заметить, что проще было бы сначала определить I_{dref} как функцию m , а затем уже I_{qref} по (5.5), так как при этом не нужно решать квадратное уравнение, однако, в связи с возможным ограничением i_{qref} на основании (6.44) и с последующим пересчетом значения i_{dref} используется именно такая последовательность вычислений.

Так как (6.49) представляет собой неявное выражение относительно I_q , то нужно для ряда последовательных значений I_q и различных значений dl вычислить значения m и затем составить таблицу обратной зависимости, что не всегда удобно при микропроцессорной реализации системы управления. В то же время точная явная зависимость I_{qref} от m весьма сложна. Поэтому может оказаться целесообразным использование приближенной зависимости, полученной аппроксимацией полиномом третьего порядка:

$$I_{qref} = b_2 m^3 + b_1 m^2 + b_0 m, \quad (6.50)$$

где коэффициенты b_2, b_1, b_0 зависят от dl . На рис. 6.16 приведены точная и приближенная (точки) зависимости, на рис.6.17 - значения

коэффициентов, а на рис.6.18-зависимость I_{dref} от I_{qref} .

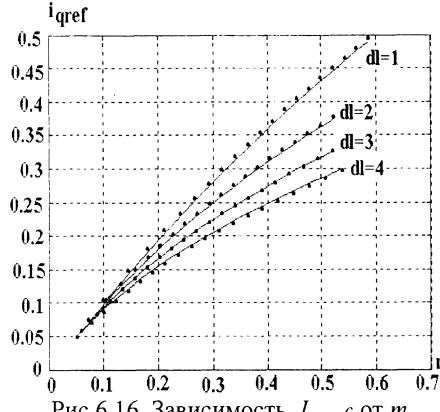


Рис.6.16. Зависимость I_{dref} от m
(точки - аппроксимированные значения)

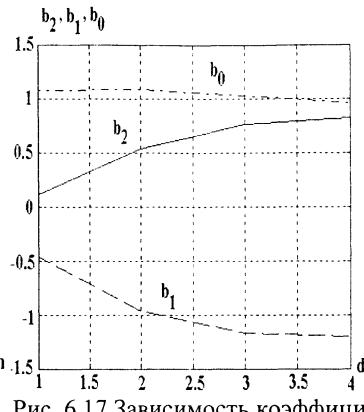


Рис.6.17. Зависимость коэффициентов аппроксимации от dl .

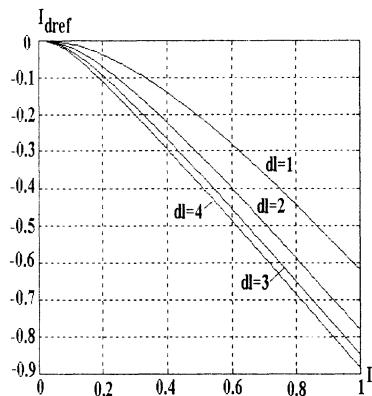


Рис.6.18. Зависимость I_{dref} от I_{qref}

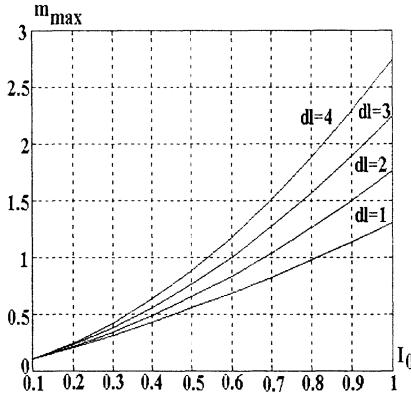


Рис.6.19. Зависимость m_{max} от I_0 .

Величина заданного момента должна быть ограничена значением m_{max} , при котором ток двигателя достигает предельно допустимого значения I_0 . Так как справедливо соотношение (1.48), то подставляя его в (5.5), а затем в (5.3), получим:

$$I_{d\max} = \frac{1 - \sqrt{1 + 8dl^2 I_0^2}}{4dl}, \quad (6.51)$$

$$m_{max} = \sqrt{I_0^2 - I_{d\max}^2} (1 - dl I_{d\max}). \quad (6.52)$$

Соответствующая зависимость приведена на рис.6.19. Однако, это не единственное ограничение. Как было упомянуто выше, должно выполняться ограничение (6.44), которое при обозначении $\omega_0 = U_d / \Psi_r$ записывается в виде:

$$I_{qref} < (L_d / L_q) \omega_0 / \pi \omega_s. \quad (6.53)$$

Границная скорость двигателя определяется по-прежнему по (6.40) и теперь зависит от значения момента, так как от последнего зависит i_{dref} . При необходимости получения более высокой скорости это уравнение определяет требуемое значение i_{dref} , а значение i_{qref} , соответствующее заданному моменту, определяется по (1.46). На рис.6.20 приведен процесс разгона двигателя до двойной скорости и его торможения при работе регулятора скорости с задатчиком интенсивности при параметрах двигателя $\Psi_r = 0.8$, $L_d = 0.15$, $L_q = 0.45$, $R_s = 0.015$; $U_d = 2.2$.

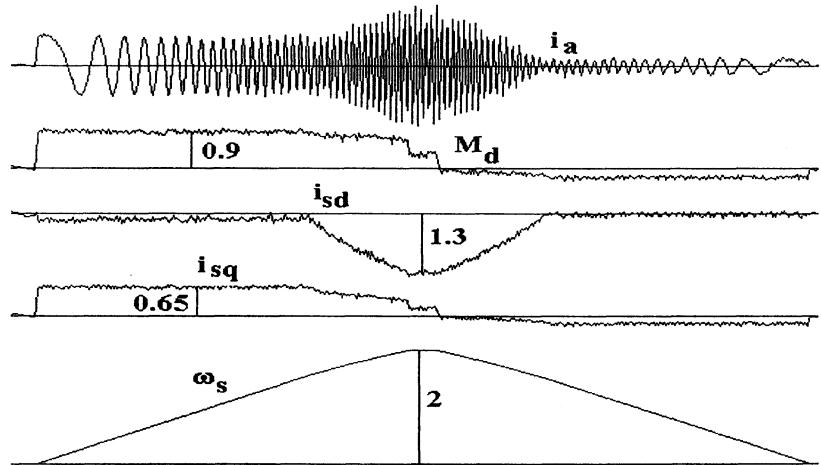


Рис.6.20. Разгон до двойной скорости и торможение IPMSM

3.Регулирование входного тока активного выпрямителя

В гл.2 уже говорилось о том, что применение активного входного выпрямителя в электроприводе с инвертором напряжения дает возможность обеспечить двунаправленную передачу мощности, получить нулевой фазовый сдвиг между входными напряжением и током, уменьшить емкость конденсатора в звене постоянного тока. Схема такого выпрямителя приведена на рис.2.6. Система управления дол-

жна обеспечить реализацию этих преимуществ. Существует большое разнообразие возможных видов систем управления, различающихся по виду регулируемых параметров, по числу и местам установки датчиков измеряемых величин и т. п. Мы здесь не ставим своей целью дать обзор всех этих методов. Наиболее популярные из них рассмотрены в работах [7], [52-57], где также имеются ссылки на другие исследования. Здесь рассматривается только способ управления, который близок к описанным способам регулирования составляющих i_{sd} , i_{sq} тока статора АД или PMSM и который использует алгоритм аналогичный DTC.

При описании алгоритма используется понятие виртуальной (воображаемой) электрической машины [55-57]: питающую электрическую сеть с напряжением U_c и суммарной индуктивностью L (рис.2.6) можно заменить эквивалентным генератором переменного тока с тем же напряжением и той же внутренней индуктивностью. Тогда, если посмотреть на полную систему (рис.2.4), то конфигурация цепи конденсатор-двигатель и цепи конденсатор-генератор оказываются одинаковыми; точно так же, как регулируются спроектированные на направление потокосцепления двигателя и перпендикулярно ему составляющие i_{sd} , i_{sq} тока статора, можно регулировать составляющие тока сети i_{cd} , i_{cq} , спроектированные на направление виртуального потокосцепления статора генератора (сети) Ψ_c и перпендикулярно ему.

Вектор виртуального потокосцепления отстает от вектора сети на 90 эл. град., так что в общем случае его вычисление не требуется. Для получения нулевого фазового сдвига между векторами \mathbf{u}_c и \mathbf{i}_c нужно иметь $i_{cd} = 0$, так как это проекция \mathbf{i}_c на направление, перпендикулярное \mathbf{u}_c . Регулирование составляющей i_{cq} должно обеспечить двунаправленную передачу мощности и поддержание напряжения на конденсаторе звена постоянного тока. Обычно задание i_{cqref} является выходом пропорционально-интегрального регулятора напряжения (РН) на конденсаторе U_d . При работе в двигательном режиме U_d стремится уменьшиться, и регулятор должен поддержать это напряжение, увеличивая ток i_{cq} , который должен быть в фазе с напряжением сети, поскольку мощность передается из сети в двигатель. При работе двигателя в генераторном режиме напряжение U_d стремится увеличиться, и регулятор РН должен уменьшать ток i_{cq} вплоть до изменения его знака, когда мощность отдается в сеть. Для уменьшения колебаний напряжения U_d при резких изменениях нагрузки двигате-

ля может быть использован дополнительный канал воздействия по возмущению (по уровню мощности двигателя или по ее изменению).

Для вычисления составляющих i_{cd} , i_{cq} необходимо знать угловое положение вектора напряжения сети. Конечно, для этой цели можно использовать два датчика напряжения и формулу, аналогичную (3.1), однако это решение не экономично. Более простой способ состоит в использовании нуль-индикатора (НИ), фиксирующего прохождение какого-либо фазного или линейного напряжения через нуль, и счетчика, заполняемого импульсами высокой частоты, начиная от момента срабатывания НИ. "Цена" импульса (град/импульс) может быть адаптирована к частоте сети путем фиксации содержимого счетчика между двумя последовательными импульсами НИ. Так как напряжение сети может быть искажено высшими гармониками, то НИ должен быть включен через фильтр; так как частота сети меняется мало, то фазовый сдвиг, создаваемый фильтром, можно учесть. Таким образом, угловое положение вектора напряжения сети, а, следовательно, и положение вектора виртуального потокосцепления θ_c предполагаются известными, и составляющие i_{cd} , i_{cq} могут быть вычислены при наличии двух датчиков сетевого тока. Регулирование этих величин осуществляется с помощью гистерезисного регулятора, как это было описано выше. На рис.6.21 приведена схема системы регулирования. Состояние ключей выпрямителя определяется выходами двух гистерезисных компараторов $\varepsilon_m = i_{cqref} - i_{cq}$, $\varepsilon_\psi = i_{cdref} - i_{cd}$ номером сектора, в котором находится вектор виртуального потокосцепления, и принятым алгоритмом управления (М1 или М2). О формировании задающих величин для составляющих токов уже говорилось выше.

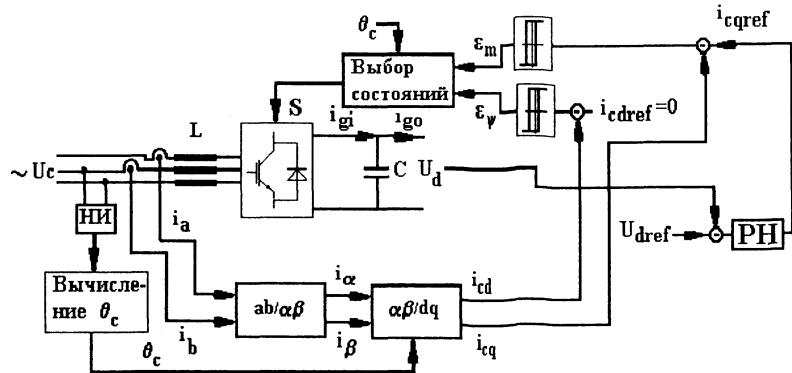


Рис.6.21. Схема системы регулирования активного выпрямителя.

Рассмотрим сначала особенности регулирования составляющих i_{cd} , i_{cq} , уравнения для которых можно записать, исходя из (1.43), (1.44). Если обозначить u_{vd} , u_{vq} - проекции вектора напряжения выпрямителя на Ψ_c и перпендикулярно ему, R -общее активное сопротивление сети (приведенное), реактора, ключей, $L_d = L_q = L$ -индуктивность реактора и сети (приведенная), $\omega_s = \omega_c$ -частота сети, U_p -модуль вектора напряжения сети, то получим:

$$\frac{di_{cd}}{dt} = \frac{u_{vd} - R i_{cd}}{L} + \omega_c i_{cq}, \quad (6.54)$$

$$\frac{di_{cq}}{dt} = \frac{u_{vq} - U_p - R i_{cq}}{L} - \omega_c i_{cd}, \quad (6.55)$$

Уравнения для приращения токов за время T_c найдем, как и выше, в предположении, что токи можно заменить их заданными значениями и что активным сопротивлением можно пренебречь; кроме того, имеем в виду введенные выше время и индуктивность в о.е., "привязанные" к частоте сети. Получаем

$$\Delta I_{cd} = T_c(u_{vd}/L + i_{cqref}), \quad (6.56)$$

$$\Delta I_{cq} = T_c(u_{vq} - U_p)/L. \quad (6.57)$$

Вводя, как и выше, максимальные и средние величины приращений, находим:

$$\Delta I_{cdrmax}, \Delta I_{cdsmax} = T_c(\pm \frac{U_d}{\sqrt{3}L} + i_{cqref}), \quad (6.58)$$

$$\Delta I_{cdrav}, \Delta I_{cdsav} = T_c(\pm \frac{U_d}{\pi L} + i_{cqref}), \quad (6.59)$$

$$\Delta I_{cqrmax}, \Delta I_{cqsmax} = T_c(\pm \frac{2U_d}{3} - U_p)/L, \quad (6.60)$$

$$\Delta I_{cqrav}, \Delta I_{cqsav} = T_c(\pm \frac{\sqrt{3}U_d}{\pi} - U_p)/L. \quad (6.61)$$

Здесь знак "+" относится к индексу "r", а знак "-" к индексу "s". Так как при использовании нулевых состояний $\Delta I_{cqs} < 0$, то наряду с методом управления M1 также может быть использован метод M2. При этом

$$\Delta I_{cqsmax} = \Delta I_{cqsav} = -T_c U_p / L. \quad (6.62)$$

Из условия $\Delta I_{cqrav} > 0$ можно найти минимально допустимое напряжение в звене постоянного тока U_d : $U_d > \pi U_p / \sqrt{3}$. Для компенсации активного падения напряжения, а также для обеспечения ненулевой скорости изменения составляющей тока это соотношение должно выполняться с запасом в 6-10%. Основные характеристики процесса регулирования- размах флюктуаций составляющих i_{cd} , i_{cq} , содержание высших гармоник в токе сети C_h , частота коммутации находятся так же, как и в §6.1. В частности, размах флюктуаций i_{cd} , i_{cq} рассчитывается по (6.19)-(6.21), если в этих формулах заменить σL_s на L . Значения C_h рассчитываются по (6.33), а число коммутаций по (6.24)-(6.28), причем в этих формулах опять же σL_s заменяется на L . На рис. 6.22 представлено сравнение расчетов, выполненных по этим формулам, и результаты моделирования полной системы. Принято $L=0.06$, $dI_{d0}=dI_{q0}=0.03$, $U_d=2$, $Up=1$. Видно, что результаты достаточно близки.

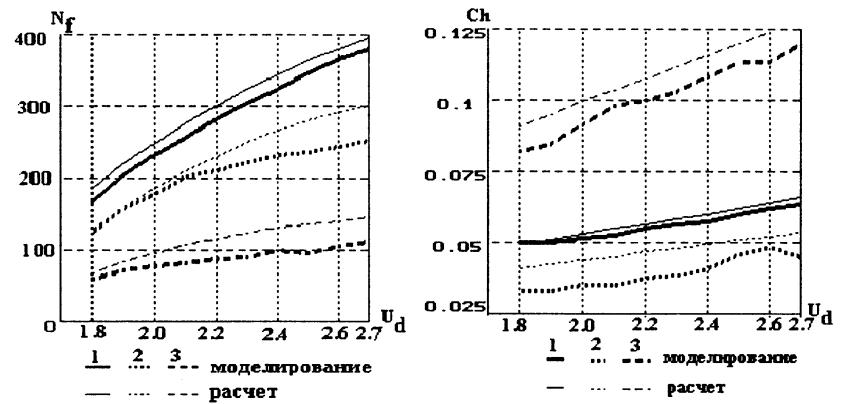


Рис. 6.22. Зависимость числа коммутаций в фазе выпрямителя за 20 мс и содержание высших гармоник в токе сети от напряжение постоянного тока U_d

1-метод M1, $T_c=0.007$, 2-метод M2, $T_c=0.007$, 3-метод M2, $T_c=0.021$.

Рассмотрим теперь систему регулирования U_d , блок-схема которой изображена на рис.6.23. Она состоит из регулятора (РН), выпрямителя (Выпр), звена постоянного тока и фильтра. Из рассмотрения переходных процессов регулирования i_{cq} можно сделать вывод, что выпрямитель (с системой регулирования тока) и фильтр можно представить эквивалентным звеном первого порядка с постоянной време-

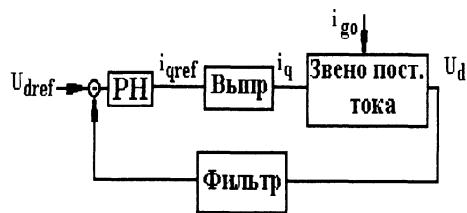


Рис.6.23. Блок-схема регулирования U_d

ни T_m . Для определения соотношения между i_{cq} и U_d используется равенство мощностей на входе и на выходе [7]. Пренебрегая потерями, входной i_{gi} и выходной i_{go} токи конденсатора C равны:

$$i_{gi} = 1.5 U_p i_q / U_d, \quad i_{go} = P_o / U_d \quad (6.63)$$

где P_o - мощность нагрузки. Так как $C dU_d/dt = i_{gi} - i_{go}$, то:

$$C U_d \frac{dU_d}{dt} = 1.5 U_p i_q - P_0. \quad (6.64)$$

Линеаризация (6.64) при постоянном значении P_o дает:

$$T_n \frac{dU_d}{dt} = \Delta i_q, \quad T_n = \frac{C U_d 0}{1.5 U_p}. \quad (6.65)$$

Предполагая регулятор напряжения типа ПИ, получим передаточную функцию разомкнутой системы

$$W = \frac{(T_2 + 1)}{T_1 T_n p^2 (T_m + 1)}. \quad (6.66)$$

Так как период дискретизации T_c намного меньше, чем постоянные времени системы, для выбора параметров регулятора T_1, T_2 могут быть применены стандартные методы. Имеем

$$T_2/T_m = a^2, \quad (6.67)$$

$$T_1 = a T_2 T_m / T_n. \quad (6.68)$$

При выборе $a=4$ перерегулирование составляет примерно 17%. Если, например, в о.е. $T_m = 0.1$, $C=3$, $U_p=1$, $U_d0=2$, тогда $T_n=4$, $T_2=1.6$, $T_1=0.16$. Уменьшения отклонений напряжения U_d в переходных режимах можно добиться введением адаптации: при $|U_{dref} - U_d| > d$ $a=a_1$, в противном случае $a=a_2$, где $a_1 < a_2$. На рис.6.24 показаны процессы при ступенчатом изменении момента АД, управляемого DTC, с изменением знака момента. Использовался метод управления

М2.В левой стороне рис.6.24 зафиксирован процесс при $a_1=a_2=4$ а в правой- при $a_1=2$, $a_2=4$, $d=0.02$. Видно заметное, почти в два раза уменьшение отклонения напряжения. Более существенного снижения отклонений напряжения можно добиться введением в i_{cqref} слагаемого, равного $M_{ref}\omega_s/1.5U_p$, где первые две величины- соответственно задание момента и частота основной гармоники напряжения, питающего двигатель, подсоединеный к инвертору напряжения, связанному с рассматриваемым выпрямителем. Например, моделирование показывает, что при этом так же отклонение U_d (от 2 до 2.05) наблюдается при уменьшении емкости конденсатора в звене постоянного тока до 0.5 о.е. Следует, однако, заметить, что реализация такого опережающего управления требует организации быстродействующего канала обмена информацией между микропроцессорными системами инвертора и выпрямителя, что не всегда возможно.

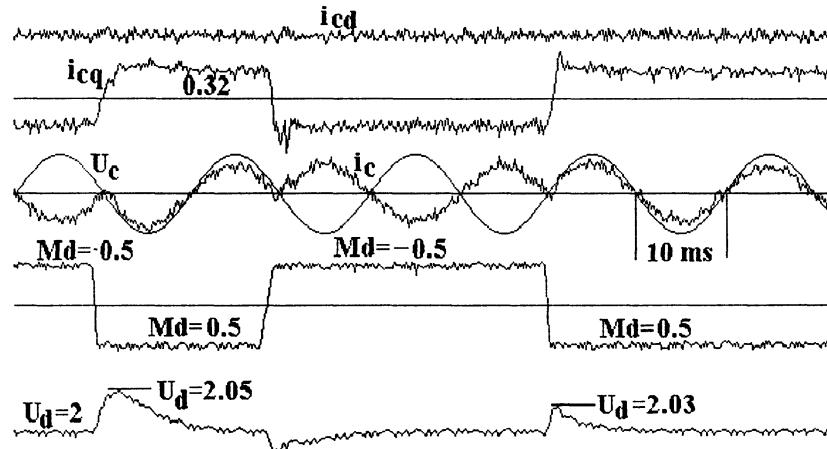


Рис.6.24.Переходные процессы в электроприводе с активным выпрямителем

Выше предполагалось, что трехфазная система входных напряжений идеальна. Наличие небаланса напряжений ведет к искажению входных токов. Например, моделирование показывает, что наличие напряжения обратной последовательности в 6% от прямой приводит к увеличению искажений тока на 20% и к появлению обратной последовательности в токе в 2.4% от прямой при номинальном режиме работы двигателя (рис.6.25).

Предположим теперь, что входные напряжения сбалансированы, но искажены высшими гармониками. Степень искажения входного тока зависит как от общего содержания высших гармоник, так и от рас-

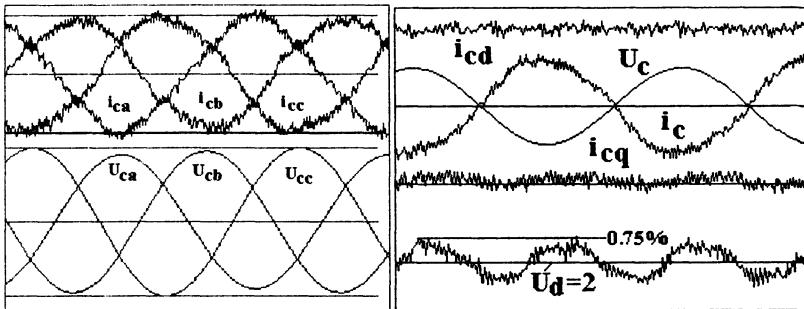


Рис.6.25.Процессы при небалансе входных напряжений U_{ca}, U_{cb}, U_{cc}

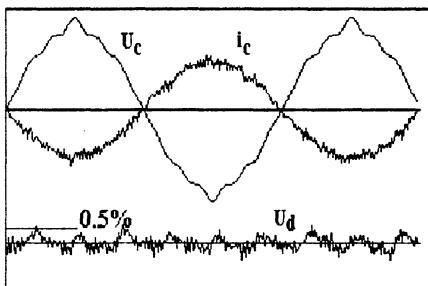


Рис.6.26. Кривые тока и напряжения сети при несинусоидальном входе

пределения по частотам. На рис.6.26 показаны токи и напряжения при условии, что общее содержание высших гармоник в кривой напряжения составляет 5% и что они равномерно распределены по 5-ой, 7-ой, 11-ой и 13-ой гармоникам, так что они имеют одинаковые амплитуды. Видно, что система справляется с таким искажением удовлетворительно и что содержание высших гармоник в токе сети существенно не возрастает.

4.Регулирование выходного тока активного фильтра

Современные промышленные сети содержат большое количество регулируемых (тиристорных) и нерегулируемых (диодных) выпрямителей, входные токи которых содержат существенную долю высших гармоник. Эти высшие гармоники тока приводят к дополнительной нагрузке сети, падение напряжения от них на реактанах сети вызывает искажения напряжения питания подсоединеных потребителей и может нарушить их работу, они также служат причиной радиопомех. Поэтому действующие нормы ограничивают содержание высших гармоник тока в сетях потребителей достаточно низкими значениями, и для их обеспечения обычно требуется фильтрация этих токов. Чаще всего применяются пассивные $L-C$ фильтры, настроенные на подавление определенной частоты, или же низкочастотные фильтры, настроенные на подавление нескольких частот. Однако, такое решение имеет ряд недостатков: эти фильтры представляют

собой достаточно громоздкие устройства, их трудно адаптировать к конкретным условиям работы, в частности, к реактансу питающей сети, им присущи резонансные явления. Альтернативой является применение так называемых активных фильтров. Эти фильтры представляют собой устройства, которые вводят в сеть такие токи или напряжения, что сетевой ток оказывается свободным от высших гармоник. Для этого существуют различные технические решения. Мы будем рассматривать только параллельный активный фильтр на основе активного выпрямителя с емкостной нагрузкой. Этот выпрямитель подсоединяется через реактор к сети параллельно нагрузке, вызывающей высшие гармоники тока, и создает в реакторе ток, который, складываясь с током нагрузки, формирует в сети ток, свободный от высших гармоник. Схема подсоединения фильтра приведена на рис.6.27.

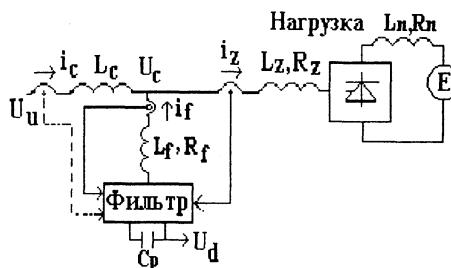


Рис.6.27. Параллельный активный фильтр. Нелинейная нагрузка представлена тиристорным выпрямителем, нагруженным на индуктивность , сопротивление и ЭДС и подсоединенными к питающей сети через реактор с параметрами R_z, L_z . Фильтр представляет собой выпрямитель по схеме рис.2.6, нагруженный на конденсатор C_p . В схеме управления фильтром из тока i_z

извлекаются высшие гармоники тока, которые воспроизводятся с помощью замкнутой системы регулирования с обратным знаком в виде выходного тока фильтра i_f , так что ток сети i_c высших гармоник не содержит.

Можно представить себе ситуацию, при которой реализация такого регулирования по возмущению затруднена, например, промышленный объект состоит из ряда нагрузок, размещенных на разных расстояниях друг от друга и на разных удалениях от точки ввода напряжения сети, и при этом по условиям размещения и обслуживания фильтр целесообразно разместить на большом удалении от точки ввода. Конечно, можно соединить фильтр с этой точкой длинным силовым кабелем; однако, такое решение может оказаться дорогостоящим, тем более, что часто это должен быть специальный кабель, пропускающий токи повышенной частоты. Поэтому более целесообразным может оказаться решение, при котором фильтр подсоединен к сети по кратчайшему расстоянию, а ток i_f регулируется по

отклонению таким образом, чтобы в токе сети i_c высшие гармоники отсутствовали. Некоторые особенности, связанные с таким способом регулирования, будут рассмотрены далее.

Задача фильтрации состоит из двух частей: формирование сигналов - задания и обратных связей - и отработка заданий, т.е. собственное регулирование тока. Сначала рассмотрим первую задачу.

Так как легче выделить переменную составляющую в выпрямленном сигнале, чем отделить высокочастотную составляющую в знакопеременном сигнале, то обработка токов осуществляется во вращающейся с частотой сети системе координат. Будем предполагать, что вещественная ось этой системы координат направлена по вектору виртуального потокосцепления сети - как в предыдущем параграфе. Об определении углового положения этого вектора там уже говорилось, поэтому будем предполагать угол θ_c известным. Тогда по измерениям двух токов i_{za}, i_{zb} можно сформировать токи $i_{z\alpha}, i_{z\beta}$ (1.9), а по (1.11)-составляющие i_{zd}, i_{zq} . При синусоидальном токе нагрузки эти составляющие постоянные величины, поэтому их переменные составляющие находятся вычитанием из них усредненных величин, полученных с помощью достаточно хорошего фильтра низких частот ФНЧ.

Что касается отработки заданных величин, то, учитывая необходимость формирования высокочастотных составляющих тока, быстродействие регулятора тока имеет важное значение. В [60] было показано, что гистерезисное регулирование обеспечивает наилучшие результаты. Поэтому для этой цели применим те же способы, которые были использованы для регулирования тока активного выпрямителя. На рис.6.28 приведена схема управления активным фильтром.

Если же измеряется ток сети i_c , то он поступает на узел выделения переменной составляющей тока вместо тока i_z и затем на узел сравнения как отрицательная обратная связь. Задание $i_{fdref}=0$, а задание i_{fqref} определяется только выходом регулятора напряжения.

Отметим, что в первом случае в качестве задания может быть принята не переменная составляющая тока i_{zd} , а полная составляющая, и, соответственно, во втором случае в качестве обратной связи не переменная составляющая тока i_{cd} , а полная составляющая. При этом осуществляется не только компенсация высших гармоник, но и реактивного тока нагрузки. Однако, в этом случае возможно существенное увеличение мощности фильтра; далее такой режим не рассматривается.

Различные вопросы, относящиеся к параллельным фильтрам, дос-

таточно широко рассмотрены в англоязычной периодической печати и в трудах конференций. В [58] приводится подробный перечень трудов, опубликованных до 1997г. В [59-62] содержатся результаты более современных исследований.

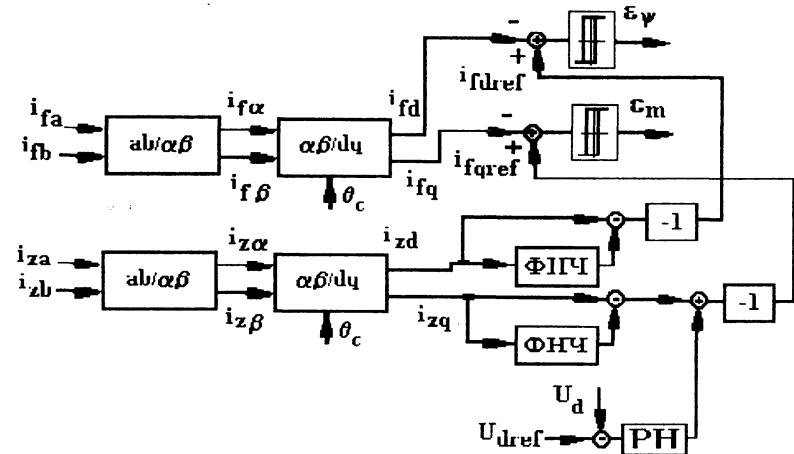


Рис.6.28. Схема управления параллельным активным фильтром.

Поведение составляющих выходного тока фильтра i_f описывается уравнениями, аналогичными (6.54), (6.55), при $R=R_f$ и $L=L_f$. Уравнения для приращений могут быть упрощены, так как входящие в них составляющие i_{fd} , i_{fq} представляют собой меняющиеся с достаточно высокой частотой величины с нулевым средним значением. Если рассматривать некоторые средние значения приращений, то в выражениях для приращений слагаемые с этими составляющими можно принять равными нулю, тогда получаем:

$$\Delta I_{fdmax}, \Delta I_{fdsmax} = \pm T_c \frac{U_d}{\sqrt{3} L_f}, \quad (6.69)$$

$$\Delta I_{fdav}, \Delta I_{fdsav} = \pm T_c \frac{U_d}{\pi L_f}, \quad (6.70)$$

$$\Delta I_{fqrmax}, \Delta I_{fqsmax} = T_c (\pm 2U_d/3 - U_p)/L_f, \quad (6.71)$$

$$\Delta I_{fqrav}, \Delta I_{fqsav} = T_c (\pm \frac{\sqrt{3}U_d}{\pi} - U_p)/L_f, \quad (6.72)$$

Здесь знак "+" относится к индексу "r", а знак "-" к индексу "s".

Так как при выборе нулевых состояний $\Delta I_{fqs} < 0$, то наряду с методом управления М1(таблица 3.2) может быть использован метод М2 (таблица 3.3). При этом

$$\Delta I_{fqsmax} = \Delta I_{fqsav} = -T_c U_p / L_f \quad (6.73)$$

Из условия $\Delta I_{fgrav} > 0$ получаем уже найденное выше минимально допустимое напряжение в звене постоянного тока U_d : $U_d > \pi U_p / \sqrt{3}$. На рис.6.29 приведена полученная моделированием зависимость содержания высших гармоник в токе сети C_h от напряжения U_d . Параметры нелинейной нагрузки - тиристорного электропривода в о.е.: $L_n = 0.5$, $R_n = 0.05$, $L_z = 0.1$, $R_z = 0.01$, $E = 0.68$ (угол управления около 30°). Дискретность регулирования $T_c = 0.007$. Ширина петли гистерезиса $dI_{d0} = dI_{q0} = 0.03$. В качестве ФНЧ использовался апериодический фильтр второго порядка с постоянной времени $2\pi(20\text{мс})$. Видно, что $L_f = 0.06-0.08$ и $U_d=2$ являются обоснованными величинами. На рис.6.30 приведены зависимости C_h и числа коммутаций в одной фазе фильтра за время 20мс N_f от величины T_c . Возможность уменьшения T_c зависит от быстродействия микропроцессорной системы и от допустимой частоты выпрямителя фильтра. Обычно $T_c = 0.007-0.012(23-38\text{ мкс})$.

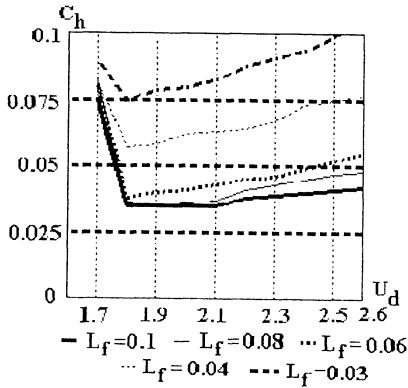


Рис.6.29.Зависимость C_h от U_d и L_f .

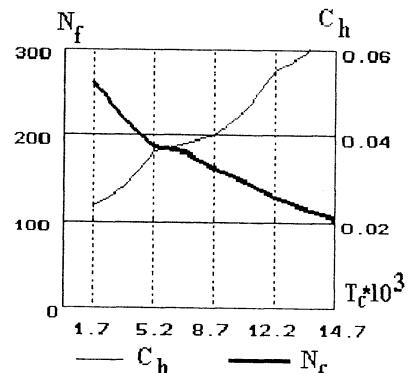


Рис.6.30.Зависимость C_h и N_f от T_c

Если бы система управления не имела гистерезиса и реализовывалась бы с помощью аналоговых элементов без дискретности во

времени, то в токе сети отсутствовали бы высшие гармоники, а составляющие i_{cd} , i_{cq} не имели флуктуаций. Поскольку, однако, эти факторы имеют место, то размах флуктуаций составляющих i_{cd} , i_{cq} , содержание высших гармоник в токе сети C_h , а также частота коммутации могут быть найдены так же, как и в предыдущем параграфе. При этом вместо индуктивности L используется величина L_f плюс приведенная индуктивность сети. На рис. 6.31 приведены некоторые результаты расчетов по этим формулам, а также результаты детального моделирования при $T_c=0.007$. Видна удовлетворительная для практики точность расчетов. На рис.6.31,б "Расчет1" выполнен по приведенной выше методике, а "Расчет2"-по формуле (6.33), в которую вместо рассчитанных значений максимальных отклонений подставлены фактически зафиксированные значения. Видно, что точность заметно возрастает; таким образом, ошибка при расчете C_h вызывается, главным образом, ошибкой в расчете отклонений, а не самой формулой.

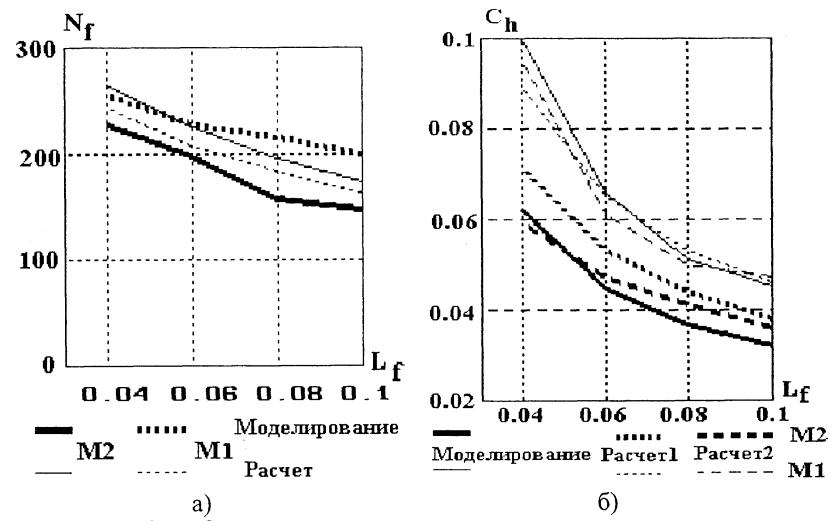


Рис.6.31. Сравнение результатов моделирования и расчетов.

На рис.6.32 показаны результаты работы активного фильтра при $L_f = 0.1$, $L_c = 0.02$, $T_c = 0.007$. Видно, что ток сети весьма близок к синусоиде при резко нелинейной нагрузке.

Предположим теперь, что вместо тока нагрузки измеряется ток сети (рис.6.27, пунктир), в котором надо ликвидировать высшие гармо-

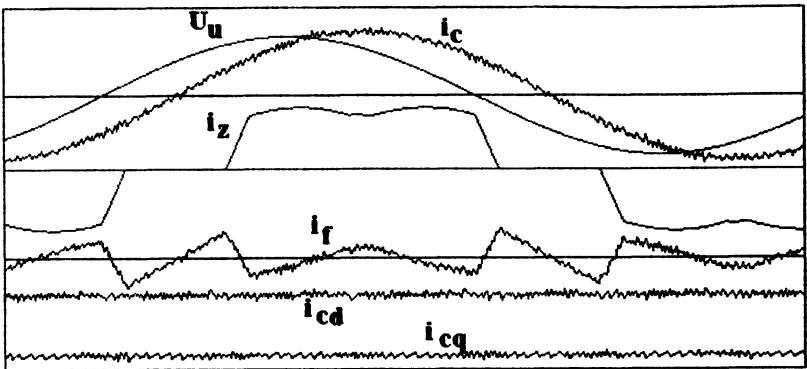


Рис.6.32. Токи при нелинейной нагрузке и активном фильтре.

ники. О построении такой системы регулирования уже говорилось выше. Моделирование показывает, что характеристики этой системы примерно такие же, как и предыдущей, и для их расчета можно использовать приведенные выше соотношения. Однако, эта система имеет некоторые особенности.

Дело в том, что установившееся состояние системы неоднозначно. При определенных возмущениях и начальных условиях может оказаться, что почти весь ток нагрузки обеспечивается за счет активного фильтра, а ток сети существенно отличается от тока нагрузки. Такой режим характеризуется тем, что средние значения токов i_{fd} и (или) i_{fq} не равны нулю. Для исключения такого нежелательного режима можно при выявлении отклонения указанных величин от нуля на некоторое время запирать инвертор (оставляя в работе его вычислительное устройство). На рис. 6.33 в начальной части осциллографмы из-за введения специального возмущения ток сети близок к нулю, а ток нагрузки обеспечивается инвертором. Выявление отклонений средних величин токов от нуля осуществляется фильтром с постоянной времени 10 мс. При выявлении такого отклонения инвертор закрывается ($Fl=0$). Спустя некоторое время после уменьшения тока инвертора до нуля он включается, и при этом наблюдается нормальная работа (угол управления выпрямителем равен 90°).

На рис. 6.34 приведены полученные моделированием спектры гармоник в токе сети при различных углах управления тиристорным электроприводом для случая измерения его входного тока при $L_f = 0.06$, $L_c = 0.01$, $L_z = 0.08$, $T_c = 0.007$. Амплитуды гармоник даны по отношению к амплитуде первой гармоники и увеличены в 10 раз для более четкого выявления особенностей спектра. На основе этих данных

подсчитано содержание высших гармоник в частотном ряде до 2 кГц. Эта величина в зависимости от угла управления меняется в пределах 2-2.6%, при этом в токе нагрузки эта величина составляет 13-20.6%.

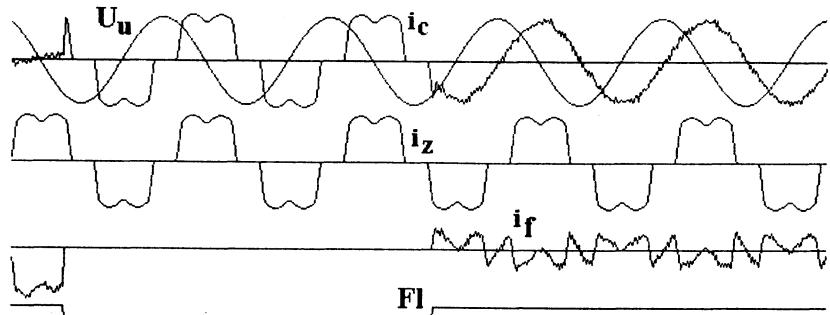


Рис.6.33. Регулирование тока сети при сбое в работе фильтра.

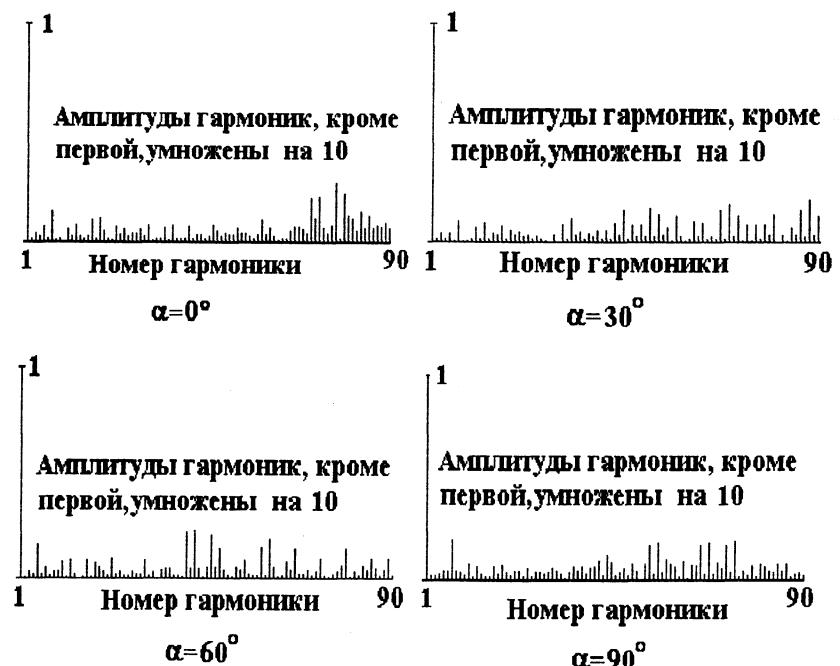


Рис. 6.34. Спектр гармоник сетевого тока.

ГЛАВА 7

Прямое управление матричными преобразователями

1. Прямое управление моментом АД с матричным преобразователем

Основные сведения по матричным преобразователям (МС) были приведены в гл.2. В настоящей главе в данном параграфе рассматриваются те особенности, которые возникают при использовании описанного в гл.3 способа прямого управления моментом АД (DTC), питаемого от МС, а в следующем параграфе - особенности регулирования токов в электроприводах с АД и векторным управлением (§6.1) при питании АД от МС.

Из сравнения диаграммы пространственных векторов напряжений инвертора напряжения, приведенной на рис.2.10, с таковой диаграммой для МС на рис.2.20, можно сделать вывод, что принципиально выбор состояния МС при применении DTC может быть осуществлен такими же способами, как и для инвертора напряжения, описанными в гл.3, с тем отличием, что МС предоставляет больше возможностей для выбора. В первую очередь (при уже выбранном эквивалентном состоянии инвертора), выбираемое состояние должно зависеть от напряжения сети, точнее, от его фазы. Об измерении фазы сетевого напряжения уже говорилось в §6.3, поэтому будем предполагать ее значение θ_u известным. Обозначим N_u номер сектора, в котором находится вектор напряжения сети в соответствии с рис.2.22. Далее, в §2.3 уже говорилось о том, что из 6 возможных состояний МС, для которых векторы напряжений направлены вдоль одного и того же направления, в зависимости от значения N_u только два состояния являются приемлемыми, и имеется возможность дополнительного выбора между ними.

На рис.7.1 приведена упрощенная схема системы управления. Вход-

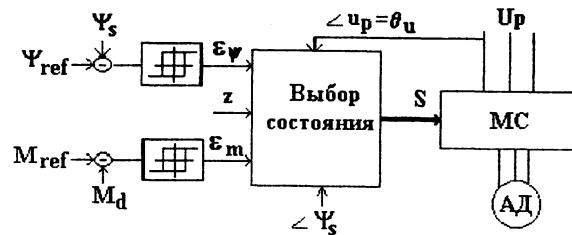


Рис.7.1. Упрощенная схема управления МС

ды ϵ_m , ϵ_p и угловое положение вектора Ψ_s определяют выбор эквивалентного состояния инвертора в соответствии с приведенными в гл.3 алгоритмами. Угол вектора се-

Табл.7.1. Выбираемые состояния МС

Sector Up	1	2	3	4	5	6
z	+1 -1	+1 -1	+1 -1	+1 -1	+1 -1	+1 -1
V4	-3 1	2 -3	-1 2	3 -1	-1 3	1 -2
V6	9 -7	-8 9	7 -8	-9 7	8 -9	-7 8
V2	-6 4	5 -6	-4 5	6 -4	-5 6	4 -5
V3	3 -1	-2 3	1 -2	-3 1	2 -3	-1 2
V1	-9 7	8 -9	-7 8	9 -7	-8 9	7 -8
V5	6 -4	-5 6	4 -5	-6 4	5 -6	-4 5

зависимости от эквивалентного состояния инвертора V_k , от номера сектора напряжения сети и от значения входа z суммированы в табл.7.1 [63].

В [63] предложено в качестве входа z использовать величину $z = \sin(\theta_u - \theta_i)$, где θ_i - угловое положение результирующего вектора тока сети. Пусть, например, $V_k=6$, а $N_u=1$. Тогда возможны состояния МС -7 или +9, так как при этом вектор приложенного напряжения имеет требуемый угол $\pi/3$. Пусть ток сети отстает от напряжения. В этом случае в соответствии с табл. 2.3 нужно выбрать состояние +9, так как при этом вектор тока сместится в сторону опережения. Такой выбор и предусмотрен таблицей 7.1, поскольку в такой ситуации $z > 0$.

Как говорилось выше, угол θ_u полагаем известным, а для вычисления θ_i необходимо по измеряемым токам АД i_{sa}, i_{sb} сформировать составляющие тока сети i_{pa}, i_{pb} . Это можно сделать с использованием известных состояний ключей МС. В таблице 7.2 приведена связь между токами АД i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} и токами сети i_{pa}, i_{pb}, i_{pc} для "положительных" состояний МС; для "отрицательных" состояний знаки при токах АД меняются на противоположные. По токам i_{pa}, i_{pb}, i_{pc} вычисляются составляющие i_{pa}, i_{pb} и затем угол θ_i по формуле, аналогичной (3.1). На рис.7.2 приведена схема формирования входа z . Постоянная времени введенного фильтра T_z оказывает существенное влияние на характеристики системы.

Табл.7.2. Связь между токами АД и входными токами МС

V_{MC}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
i_{pa}	i_{sa}	0	$-i_{sa}$	i_{sb}	0	$-i_{sb}$	i_{sc}	0	$-i_{sc}$	0
i_{pb}	$-i_{sa}$	i_{sa}	0	$-i_{sb}$	i_{sb}	0	$-i_{sc}$	i_{sc}	i_{sc}	0
i_{pc}	0	$-i_{sa}$	i_{sa}	0	$-i_{sb}$	i_{sb}	0	$-i_{sc}$	0	0

тевого напряжения ограничивает дальнейший выбор только двумя возможными состояниями МС, а вход z выбирает действующее состояние МС из указанных двух. Варианты выбора в

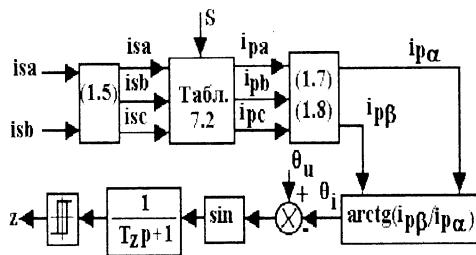


Рис.7.2. Схема формирования входа z

ответствующим этим двум состояниям. Пусть, например, $N_u=1$ тогда выбираются либо u_{pab} , либо $-u_{pca}$, и в соответствии с табл.2.3 эквивалентная длина вектора напряжения U_m , приложенного к АД, равна

$$U_m = 2/3(u_{pab} - u_{pca})/2 = U_p[\cos(\omega_0 t) - \cos(\omega_0 t - \pi/3)]/\sqrt{3} = U_p \cos(\omega_0 t - \pi/6), \quad (7.1)$$

где U_p -амплитуда фазного напряжения сети, ω_0 -частота сети, $0 < \omega_0 t < \pi/3$. Если учесть, что для инвертора напряжения $U_m = 2/3 Ud$, тогда формулу (3.11), определяющую максимально возможную частоту АД с DTC, можно записать как

$$\omega_{sm} = \frac{\sqrt{3} U_m}{2 \Psi_{ref}}. \quad (7.2)$$

Принимая в о.е. $\Psi_{ref}=1$, $U_p=1$, находим, что частота ω_{sm1} , соответствующая концу линейного участка, равна 0.75, а максимальная частота $\omega_{sm2}=0.866$. На отрезке $\omega_{sm1} < \omega_s < \omega_{sm2}$ возрастают пульсации момента. На рис.7.3 приведены полученные моделированием при $T_c=0.007$ зависимости среднего момента и размаха его флюктуаций от частоты, дающие удовлетворительное совпадение с указанными предельными значениями.

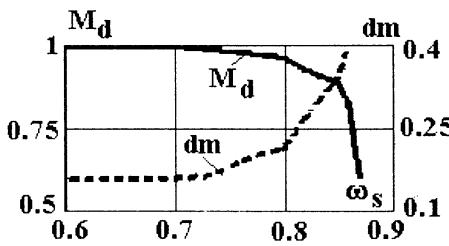


Рис.7.3.К расчету максимальной скорости .

Предположим сначала, что $T_z=0$. При управлении входом z происходит непрерывное переключение от одного возможного состояния МС к другому, в результате чего эквивалентная длина вектора напряжения, приложенного к двигателю, определяется средним напряжением, со-

системы, как максимальная скорость (точнее, частота питания) АД, размах флюктуаций момента, фазовый сдвиг тока сети по отношению к напряжению, содержание высших гармоник в токе сети, частота коммутации ключей МС. При этом было принято $T_c=0.014$, ширина петли гистерезиса в цепи z равна $2*0.03$, $dF0=dM0=0.03$, $R_s=R_r=0.03$, $L_s=2.5$, $\sigma=0.08$. При этом максимальная частота ω_{ym} определяется как частота, при которой средний момент двигателя равен 0.9 (при $M_{ref}=1$). Более сложен вопрос сравнения систем по содержанию высших гармоник в токе сети C_{hp} . Дело в том, что этот ток содержит гармоники весьма высокого порядка (рис.2.23 или приведенные ниже), и для их уменьшения применяются дополнительные фильтры. При этом может оказаться, что система с большим содержанием высших гармоник, но имеющих более высокие частоты, имеет преимущества по сравнению с системой с меньшим содержанием высших гармоник, но расположенных в более низкочастотной области, так как в первом случае они фильтруются лучше. Поэтому этот показатель будем характеризовать среднеквадратичным содержанием высших гармоник на выходе фильтра, на вход которого поступает ток сети; принят апериодический фильтр второго порядка с постоянной времени в о.е. 0.5 (1.6 мс). Можно также в качестве такого показателя принять сумму квадратов амплитуд всех гармоник, кроме первой, взятых с "весом", обратным их номеру; при этом, однако, характер анализируемой зависимости C_{hp} от T_z не меняется..

На рис.7.4 приведены полученные зависимости величин ω_{sm} , C_{hp} и среднего числа коммутаций одного ключа N_f за время 20мс от T_z . Фазовый сдвиг между сетевыми током и напряжением остается в пределах 0-1.5°. Видно, что оптимальное значение T_z лежит в диапазоне 0.05-0.1. Далее принимаем $T_z=0.075$. Для этого значения T_z на рис.7.5 приведены зависимости N_f и размаха флюктуаций момента dm от скорости при разных значениях дискретности T_c и при применении алгоритма M2 (с использованием нулевых состояний). Найдено также, что содержание высших гармоник в токе

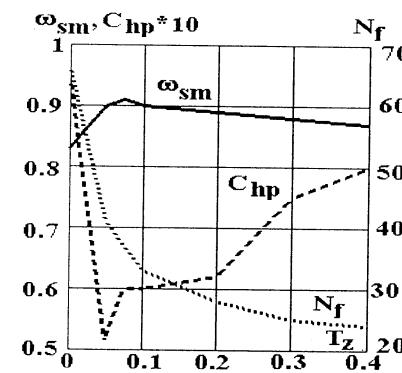


Рис.7.4. Влияние постоянной времени фильтра

рассматриваемых пределах составляет 0.07-0.09. Принято $M_{ref}=1$.

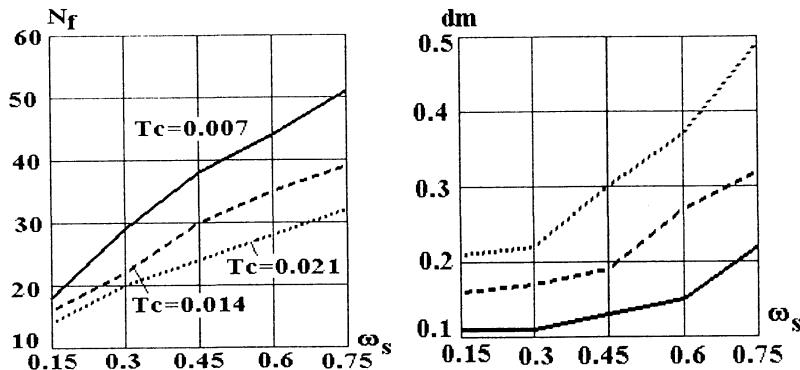


Рис.7.5. Зависимости N_f и dm от ω_s и T_c при $T_z=0.075$.

Рассмотрим теперь другую возможность управления входом z . В только что рассмотренном способе система стремится приблизить угловое положение вектора сетевого тока к вектору сетевого напряжения в каждом периоде дискретности. Однако, это не является обязательным, так как угол сдвига между их первыми гармониками есть некоторый интегральный показатель, и достаточно получить нулевой фазовый сдвиг в среднем, за один период питающего напряжения. С этой целью используем введенный в §2.3 угол $\Delta\alpha$, $-\pi/6 < \Delta\alpha < \pi/6$, характеризующий положение вектора напряжения сети внутри сектора. При $\Delta\alpha < 0$ принимаем $z = -1$, а при $\Delta\alpha > 0$ $z = 1$. Пусть, например, должно быть реализовано состояние инвертора $V_k=4$, а $N_u = 1$. Тогда в первой половине сектора на АД подается напряжение u_{pab} , а во второй $-u_{pca}$, т.е. большее напряжение из двух. Это приводит к увеличению максимально возможной скорости двигателя. Действительно, при этом

$$U_m = 2/3 u_{pab} = 2 U_p \cos(|\Delta\alpha| - \pi/6)/\sqrt{3}, \quad (7.3)$$

и с учетом (7.2) находим, что частота ω_{sm1} , соответствующая концу линейного участка, равна 0.866, а максимальная частота $\omega_{sm2}=1$. На рис.7.6 приведены зависимости среднего момента и размаха его флюктуаций от частоты для такого способа управления, полученные аналогично данным на рис.7.3. Видно, что диапазон допустимых скоростей действительно увеличивается.

В то же время при действии u_{pab} фаза тока i_{pa} занимает положение $-\pi/6$, а при действии $-u_{pca}$ фаза тока $-i_{pa}$ занимает положение $-7\pi/6$, т.е. $\pi/6$ для i_{pa} , таким образом, при прохождении сектора результирующий фазовый сдвиг тока по отношению к напряжению равен нулю. Аналогичная ситуация имеет место и в других секторах напряжения сети и при других состояниях V_k . На рис.7.7 приведены полученные моделированием зависимости среднего числа коммутаций одного ключа за время 20мс от частоты для предлагаемого способа управления. Видно существенное уменьшение частоты коммутации по сравнению с предыдущим способом. Моделирование также показывает, что фазовый сдвиг между током и напряжением сети не превышает 1.5° . Однако, эти преимущества достигаются за счет ухудшения частотного состава высших гармоник в токе сети: хотя их общее содержание даже уменьшается, увеличивается содержание низкочастотных составляющих, что приводит к трудностям при их фильтрации.

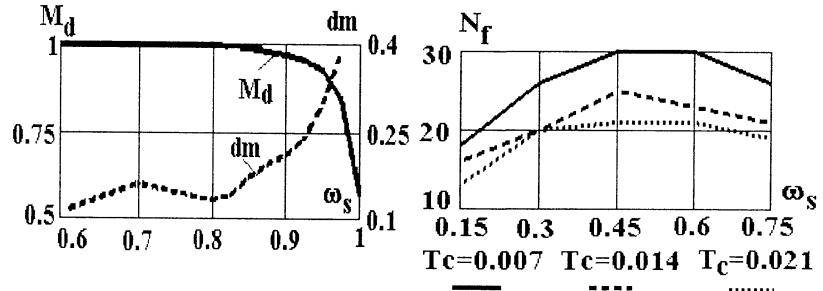


Рис.7.6. К расчету максимальной скорости для второго способа управления МС.

Прежде, чем перейти к рассмотрению вопросов фильтрации тока сети, обратим внимание на то, что хотя для работы собственно системы управления МС требуется только фаза напряжения сети, для вычисления модуля и положения вектора Ψ_s АД в большинстве схем требуется знание составляющих напряжения на двигателе $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$, как это было описано в гл.4, которые можно вычислить, зная линейные напряжения сети $u_{pab}, u_{pbc}, u_{pca}$ и состояния ключей МС, причем достаточно измерения двух линейных напряжений, например, u_{pab}, u_{pbc} , так как $u_{pca} = -u_{pab} - u_{pbc}$. Связь между линейными напряжениями сети и АД дана в таблице 7.3. Искомые напряжения находятся как

$$u_{s\alpha} = (u_{sab} - u_{sca})/3, u_{s\beta} = (2u_{sbc} - u_{sab} - u_{sca})/(3\sqrt{3}). \quad (7.4)$$

Табл.7.3. Связь между напряжением сети и напряжением на АД

V_{MC}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
u_{sab}	u_{pab}	u_{pbc}	u_{pca}	$-u_{pab}$	$-u_{pbc}$	$-u_{pca}$	0	0	0	0
u_{sbc}	0	0	0	u_{pab}	u_{pbc}	u_{pca}	$-u_{pab}$	$-u_{pbc}$	$-u_{pca}$	0
u_{sca}	$-u_{pab}$	$-u_{pbc}$	$-u_{pca}$	0	0	0	u_{pab}	u_{pbc}	u_{pca}	0

Как видно из рис.2.17, на входе МС устанавливается $L-C$ фильтр, служащий для уменьшения перенапряжения при коммутации ключей МС, а также повышающий устойчивость МС в аварийных режимах. Этот же фильтр используется для улучшения гармонического состава тока сети. Для уменьшения резонансных явлений, присущих такому фильтру, последовательно с конденсаторами или параллельно индуктивностям устанавливаются не показанные на рис.2.17 резисторы R_f , причем во втором варианте потери в резисторах оказываются значительно меньше, поэтому далее он и рассматривается. Исследовался фильтр с параметрами в о.е. $L_f=0.05$, $C_f=0.1$, $R_f=0.75$. Установка фильтра вводит фазовые сдвиги между напряжениями и токами сети и на входе МС, что искажает работу установки. Указанное явление было отмечено в [63], но там не был предложен способ парирования этого недостатка. Рассмотрим возможные пути для этого.

Расчеты и моделирование показывают, что напряжения на выходе фильтра (на входе МС) u_{gab} , u_{gbc} , u_{gca} не отличаются существенно от u_{pab} , u_{pbc} , u_{pca} , во всяком случае, взаимный фазовый сдвиг их первых гармоник не превышает $1-2^\circ$. Тогда для первых гармоник тока через конденсаторы, пренебрегая наличием R_f , можно записать

$$i_{c\alpha} = C_f d u_{g\alpha} / dt \approx C_f d u_{p\alpha} / dt = -C_f \omega_0 u_{p\beta}, \quad (7.5)$$

$$i_{c\beta} = C_f d u_{g\beta} / dt \approx C_f d u_{p\beta} / dt = C_f \omega_0 u_{p\alpha}. \quad (7.6)$$

Оцениваемые токи сети

$$i_{p\alpha, \beta e} = i_{c\alpha, \beta} + i_{g\alpha, \beta}, \quad (7.7)$$

где $i_{g\alpha}$, $i_{g\beta}$ - токи на входе МС, вычисляемые по измеренным токам АД и известным состояниям ключей МС на основании табл.7.2. По токам $i_{p\alpha e}$, $i_{p\beta e}$ вычисляется угол θ_i , используемый для формирования входа \mathbf{z} . Очевидно, что такой способ компенсации фазового сдвига эффективен, если емкостной ток заметно меньше тока МС,

так как в противном случае, управляя фазой тока МС, невозможно существенно изменить фазу тока сети. Из условия баланса мощности модуль вектора тока МС

$$i_{gm} \approx M_{ref} \omega_s / 1.5 U_p, \quad (7.8)$$

и для возможности компенсации должно быть

$$i_{gm} > (1.5..2) C_f U_p \omega_0, \quad (7.9)$$

т.е.

$$M_{ref} \omega_s > (2.3..3) C_f U_p^2 \omega_0. \quad (7.10)$$

При меньших значениях мощности фазовый сдвиг между напряжением и током сети возрастает, но при этом само значение тока уменьшается, так что влияние этого недостатка также уменьшается. В табл. 7.4 приведены полученные моделированием значения фазовых сдвигов без компенсации ($|\Delta\varphi_1|$) и с компенсацией по приведенному способу ($|\Delta\varphi_2|$) при $T_c=0.021(67 \text{ мкс})$, $U_p=1$, $M_d=1$, $C_f=0.1$. Видна эффективность последней и ее ограничения в соответствии с (7.10).

Табл.7.4. Компенсация фазового

сдвига фильтра

ω_s	0.7	0.5	0.25	0.05
$ \Delta\varphi_1 $	0.19	0.27	0.45	0.99
$ \Delta\varphi_2 $	0.03	0.03	0.13	0.95

На рис.7.8 показаны процессы при $\omega_s=0.7$. Фазовый сдвиг равен нулю, но в токе остается достаточно большое содержание высших гармоник, и в ряде случаев потребуется дополнительная фильтрация. Сравнение частотных спектров токов i_p и i_g показывает, что в первом амплитуды низкочастотных гармоник даже выше, чем во втором, что вызывается резонансными явлениями, присущими фильтру L-C. При уменьшении T_c содержание высших гармоник в токе сети (как и в токе АД) уменьшается.

Возможен и другой способ компенсации фазового сдвига фильтра. Если входной ток МС записать как $i_{g\alpha} = i_{gm} \sin(\omega_0 t - \varphi_1)$, где φ_1 - сдвиг между напряжением $u_{g\alpha}$ (и, по предположению, $u_{p\alpha}$) и током $i_{g\alpha}$, то ток сети $i_{p\alpha} = i_{gm} \sin(\omega_0 t - \varphi_1) + C_f \omega_0 U_p \sin(\omega_0 t + \pi/2)$, и для получения нулевого фазового сдвига с учетом (7.8) должно быть

$$\sin \varphi_1 = \frac{1.5 C_f \omega_0 U_p^2}{M_{ref} \omega_s}. \quad (7.11)$$

С учетом ограничения (7.10) $\sin \varphi_1 < 0.5..0.65$, и при $\varphi_1 < 0.5$ можно

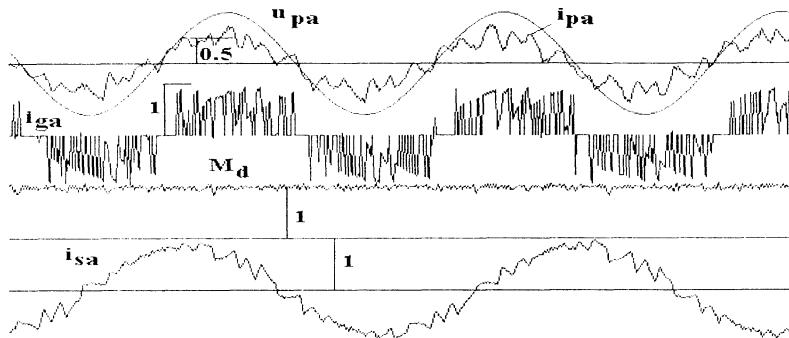


Рис.7.8. Процессы в МС при наличии входного фильтра

принять $\sin \phi_1 = \phi_1$. Для реализации такого угла при формировании входа \mathbf{z} вместо угла θ_u используется угол θ_{u1} , определяемый составляющими u_{pae} , u_{pbe} , связанными с составляющими сетевого напряжения соотношениями

$$u_{pae} = u_p \alpha \cos \phi_1 + u_p \beta \sin \phi_1, \quad u_{pbe} = u_p \beta \cos \phi_1 - u_p \alpha \sin \phi_1. \quad (7.12)$$

Этот способ компенсации сдвига особенно целесообразен при использовании описанного выше второго способа управления МС, основанном на контроле угла $\Delta\alpha$, так как в этом случае ток не контролируется. На рис.7.9 показаны процессы в МС при этом способе управления и при основанном на (7.12) способе компенсации фазового сдвига.. Видно, что содержание низкочастотных высших гармоник выше, чем в предыдущем случае, но этот недостаток в определенной мере компенсируется преимуществами рассматриваемого алгоритма: лучшим использованием двигателя и значительно меньшей частотой коммутации. В частности, для процесса на рис.7.8 среднее число коммутаций за период 20 мс N_f равно 38, а для процесса на рис.7.9 -15. Такое значительное уменьшение частоты коммутаций позволяет увеличить мощность МС . При этом может оказаться экономически целесообразным для установки, содержащей несколько МС, установить активный фильтр описанного выше типа и тем самым обеспечить практическое отсутствие высших гармоник в токе сети. На рис. 7.10 показан процесс разгона и торможения электропривода с описанным алгоритмом. Статический момент составлял $M_f=0.3$. Видно высокое быстродействие при изменениях момента. На участках разгона ток и напряжение сети находятся в фазе, а на участке торможения - в противофазе.

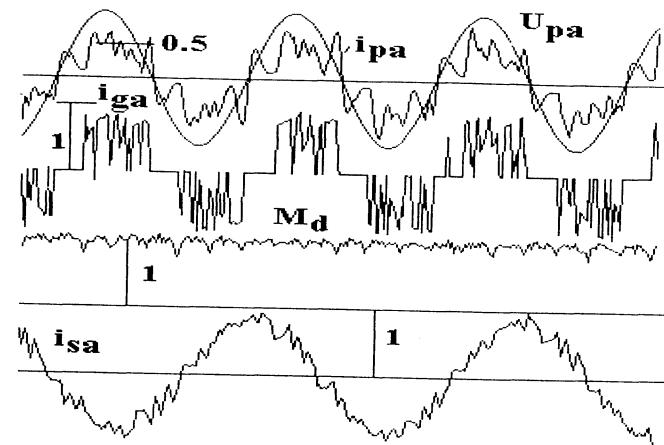


Рис.7.9. Процессы в МС при наличии входного фильтра для второго способа управления

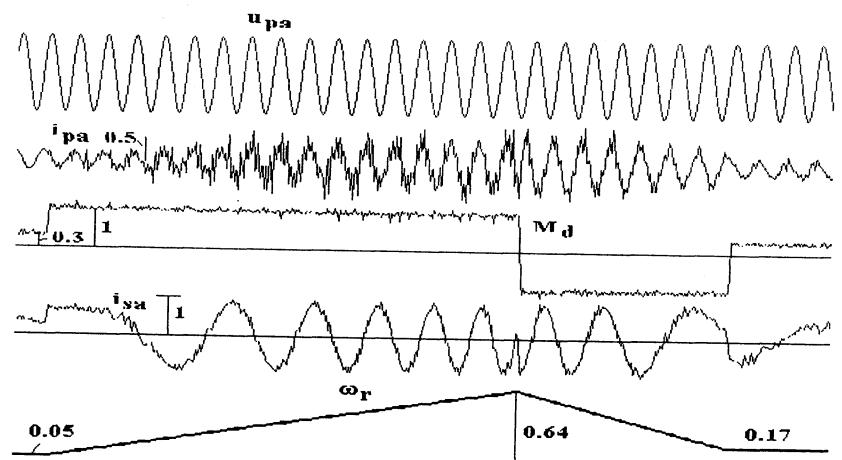


Рис.7.10. Процессы разгона и торможения в МС при наличии входного фильтра для второго способа управления

2.Регулирование тока в электроприводе с АД и МС.

Процесс регулирования составляющих i_{sd} , i_{sq} тока статора АД i_s во врачающейся системе координат, ориентированной по вектору Ψ_r ,

был рассмотрен в §6.1. Там показано, что такая система регулирования отличается от системы DTC только тем, что вместо отклонений потокосцепления статора и момента двигателя от заданных величин на входы компараторов подаются отклонения составляющих i_{sd} , i_{sq} от их заданий. При этом алгоритмы регулирования практически не меняются. Точно так же обстоит дело с регулированием этих составляющих при питании АД от МС, в частности, возможно использование двух способов управления состояниями МС: М1 (без использования нулевых состояний) и М2 (с их использованием), двух способов управления входом \mathbf{z} , двух способов управления сдвигом тока сети при наличии входного $L-C$ фильтра. В §6.1 были получены формулы для расчета основных характеристики системы: флюктуаций тока, содержания высших гармоник в токе АД, частоты коммутации. Ниже эти формулы уточняются применительно к МС [38].

Изменения составляющих i_{sd} , i_{sq} за период дискретности T_c определяются соотношениями (6.4), (6.5), отличия состоят в том, что модуль вектора напряжения не является постоянной величиной, а зависит от фазы напряжения сети. Для первого способа управления входом \mathbf{z} на основании (7.1) максимальное и среднее значения модуля вектора напряжения МС соответственно равны $U_{mmax}=U_p$ и $U_{mav}=3/\pi U_p$. Для второго способа управления входом \mathbf{z} на основании (7.3) $U_{mmax}=2U_p/\sqrt{3}$ и $U_{mav}=6U_p/(\sqrt{3}\pi)$. Обозначим $U_{mmax}=K_{im}U_p$, где i - номер способа управления, $i=1,2$, $K_{1m}=1$, $K_{2m}=2/\sqrt{3}$. Аналогично для средних величин $U_{mav}=K_{ia}U_p$, где $K_{1a}=3/\pi$, $K_{2a}=6/(\sqrt{3}\pi)$. Так как в (6.7)-(6.14) $U_d=3U_m/2$, то для приращений составляющих тока статора получаем:

$$\Delta I_{dr,smax} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\pm \frac{\sqrt{3} K_{im} U_p}{2 R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right). \quad (7.13)$$

$$\Delta I_{qr,smax} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\pm \frac{K_{im} U_p}{R_s} - i_{qref} - \omega_s T_s i_{dref} \right). \quad (7.14)$$

$$\Delta I_{dr,sav} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\pm \frac{3 K_{ia} U_p}{2 \pi R_s} - i_{dref} + \omega_s \sigma T_s i_{qref} \right). \quad (7.15)$$

$$\Delta I_{qr,sav} = \frac{T_c}{\sigma T_s} \left(\pm \frac{3\sqrt{3} K_{ia} U_p}{2 \pi R_s} - i_{qref} - \omega_s T_s i_{dref} \right). \quad (7.16)$$

где знак "+" соответствует индексу r , а знак "-" индексу s .

При использовании нулевых состояний выполняется (6.16). Условие перехода от способа управления М2 к М1 при снижении скорости определяется (6.15). Максимальная скорость дается соотношением (6.17), которое в принятых здесь обозначениях записывается как:

$$\omega_{smax} = 0.827 K_{ia} U_p / \Psi_s. \quad (7.17)$$

Кроме того, из (7.15) следует, что должно выполняться неравенство (7.18), которое при практически возможных значениях параметров может нарушаться в режиме работы при скорости выше основной:

$$1.5 K_{ia} U_p / \pi > \omega_s \sigma L_s |i_{qref}|. \quad (7.18)$$

Размах флюктуаций составляющих i_{sd} , i_{dq} определяется по (6.19)-(6.21), если в этих формулах заменить U_d на $1.5 K_{im} U_p$:

$$d i_{dmax} = 2(d I_{d0} + \frac{\sqrt{3} T_c K_{im} U_p}{2 \sigma L_s}), \quad (7.19)$$

$$d i_{qmax} (\text{для М1}) = 2(d I_{q0} + \frac{T_c K_{im} U_p}{\sigma L_s}), \quad (7.20)$$

$$d i_{qmax} (\text{для М2}) = 2(d I_{q0} + \frac{T_c K_{im} U_p}{2 \sigma L_s}). \quad (7.21)$$

Частота коммутации вычисляется по (6.28), причем входящие в (6.24), (6.26) величины равны:

$$\Delta I_{drsav} = \frac{3 T_c K_{ia} U_p}{2 \pi \sigma L_s}, \quad (7.22)$$

$$\Delta I_{qrsav} (\text{М1}) = \frac{3\sqrt{3} T_c K_{ia} U_p}{2 \pi \sigma L_s}, \quad \Delta I_{qrsav} (\text{М2}) = \frac{3\sqrt{3} T_c K_{ia} U_p}{4 \pi \sigma L_s}. \quad (7.23)$$

Значения коэффициентов k_{f1} , k_{f2} определяются путем моделирования (см. ниже). Содержание высших гармоник в токе АД рассчитывается по (6.33).

Для определения характеристик рассматриваемой системы и проверки приведенных выше формул было проведено детальное ее моделирование. Параметры АД такие же, как и ранее, $i_{dref}=0.37$, $T_c=0.014$ (44 мкс), $dI_{d0}=dI_{q0}=0.03$.

На рис.7.11 приведены зависимости i_{sq} от ω_s при $i_{qref}=0.8$ для обоих способов управления входом z ($i=1,2$), точками "а" и "б" отмечены значения ω_{smax} по (7.17). Видно, что хотя работа возможна при несколько больших скоростях, при этом возрастают флюктуации i_q , так что отмеченные значения можно рассматривать как границу диапазона линейности. Видно также, что второй метод использует АД лучше.

На рис.7.12 приведены зависимости средней частоты коммутации f_k ($f_k=50*N_f/2$) и содержания высших гармоник в токе АД C_h от частоты основной гармоники питающего статор АД напряжения ω_s для обоих способов управления входом z . Постоянная времени фильтра в цепи z равна 0.05 (о.е.), ширина петли гистерезиса в этой цепи равна 0.05. Остальные характеристики для обоих способов примерно одинаковы. Видно, что частота коммутации для второго способа заметно меньше при том же содержании высших гармоник в токе АД. Таким образом, этот способ проще, использует АД лучше и имеет меньшую частоту коммутации. Однако, этому способу присущ существенный недостаток: при примерно том же содержании высших гармоник в токе сети их спектр сдвинут в сторону более низких частот, что затрудняет последующую фильтрацию этого тока. На

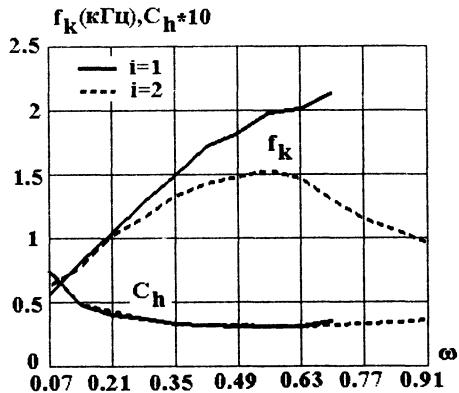


Рис.7.12.Зависимости частоты коммутации и содержания высших гармоник в токе АД от частоты питания

рис 7.13 показаны переходные процессы при использовании второго способа управления входом z . при ступенчатом изменении задания

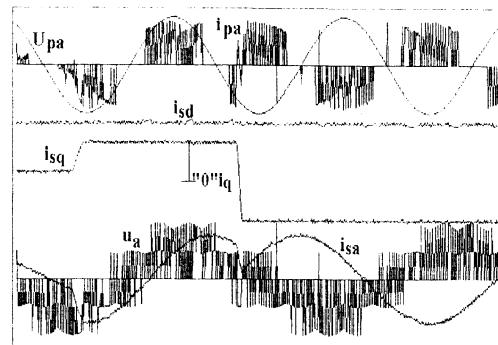


Рис.7.13 Ступенчатое изменение i_{qref}
0.2→0.8→0.8 при $\omega_s=0.75$.

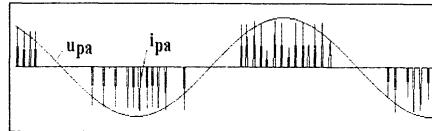


Рис.7.14.Процессы в сети при $\omega_s=0.1$.

i_{qref} ; использовался способ управления М2 с переходом к М1 при одном из следующих условий при $\omega_s>0$: $i_{dref}-i_{sd}>2di_d0$, $i_{qref}-i_{sq}<-3di_q0$, $\omega_s<0.05$; при $\omega_s<0$ последние два условия изменяют знаки. На рис.7.14 показаны процессы в сети при малой скорости вращения АД.

Сравнение результатов расчетов по формулам (7.19)-(7.21), (6.28), (7.22), (7.23), (6.33) и моделирования показывает удовлетворительную для практики точность. На рис. 7.15 приведены результаты при $\omega_s = 0.7$ для второго способа

управления входом z . Что касается частоты коммутации, то здесь дело обстоит более сложно. Моделирование показывает, что коэффициент k_{f2} , который учитывает возможное одновременное изменение знаков ε_ψ и ε_m , равен 0.87-1.01 для первого способа управления входом z (так как существуют дополнительные коммутации, вызванные этим входом) и 0.94-1 для второго. Коэффициент k_{f1} , который учитывает связь между общим числом коммутаций МС и числом коммутаций в одной фазе, составляет 0.32-0.4 и 0.24-0.25 соответственно для первого и второго способов управления входом z . На рис.7.16 приведены результаты моделирования и расчетов с использованием средних значений $k_{f1}k_{f2}=0.35$ и $k_{f1}k_{f2}=0.23$ для этих способов соответственно. Видно, что для первого способа результаты практически совпадают, тогда как для второго наблюдается существенное расхождение, и результаты вычислений могут быть использованы только для ориентировочных расчетов.

Что касается работы системы со входным фильтром $L-C$, то здесь справедливо все то же, что было сказано в предыдущем параграфе, в частности, возможны описанные там два способа компенсации фазового сдвига, вносимого фильтром. Оциллограммы сетевого тока также близки к приведенным в 7.1.

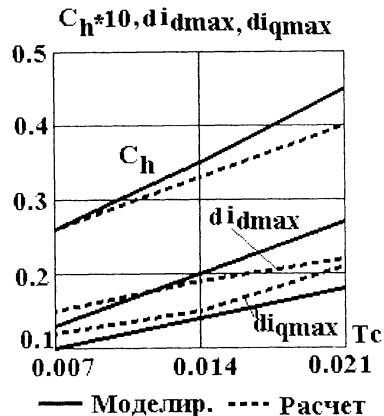


Рис.7.15. Флуктуации тока и содержание высших гармоник в токе АД

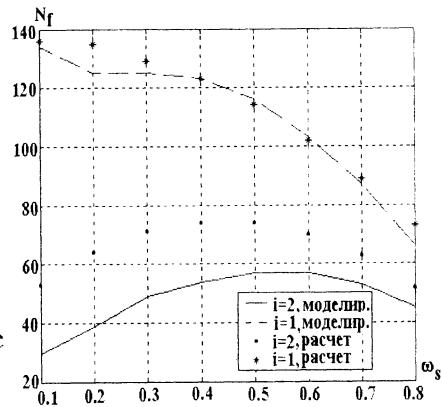


Рис.7.16. Число коммутаций МС для двух способов управления входом z.

Список литературы

1. Ковач К.П., Рац И., "Переходные процессы в машинах переменного тока". Госэнергоиздат, Москва, 1963, 744 стр.
2. Bose B.K. (ред.), "Power Electronics and Variable Frequency Drives". IEEE Press, New York, 1996, 822 стр.
3. Lorenz L., "Key Milestone in the development of Power Semiconductors". EPE-PEMC 2002 Conference, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002, Proceedings, CD-ROM, 9 стр.
4. Gediga S., Marquardt R., Sommer S., "High Power IGBT Converters with new Gate Drive and Protection Circuit". Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Sevilla, Spain, 1995, стр. 1.066-1.070.
5. Ogura T., Ohashi H., Ichikawa K., "High Voitage MOS-gated Devices (IGBT/JEGT): Present Status and Future Possibility". EPE-PEMC 2002 Conference, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002, Proceedings, CD-ROM, 9 стр.
6. Bernet S., R.Teichmann, A.Zuckerberger, P.K.Steiner, "Comparison of High-Power IGBT's and Hard-Driven GTO's for High-Power Inverters". IEEE Trans. Ind. Applicat., №2, 1999, стр.487-495.
7. Malesani L., Rossetto L., Tenti P., Tomasin P., "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link". IEEE Trans. Ind. Applicat., №2, 1995, стр.287-292.
8. Holtz J., Quan J., "Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification". IEEE Trans. Ind. Applicat., №4, 2002, стр.1087-1095.
9. Ruff M., Sommer R., Zaiser G., "Voltage source inverter in the medium voltage range". EPE-PEMC 2002 Conference, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002, Proceedings, CD-ROM, 9 стр.
10. Special Section on Multilevel Inverters, IEEE Trans. Ind. Electr., №4, 2002, стр.722-888, №5, 2002, стр.946-1100.
11. Жемеров Г., "Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью". М., Энергия, 1977, 280 стр.
12. Special Section on Matrix Converters, IEEE Trans. Ind. Electr., №2, 2002, стр.274-414.
13. Chekhet E., Peresada S., Sobolev V., Kovbasa S., "Experimental Evaluation of the High Performance Vector Controlled Matrix Converter-Fed Induction Motor". EPE-PEMC 2002 Conference, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002, Proceedings, CD-ROM, 6 стр.
14. Casadei D., Serra G., Tani F., "Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters under Input/Output Unbalance". IEEE Trans. Ind. Electr., №3, 1998, стр.401-411.
15. Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J.K., "New Protection Issues of a Matrix Converter -Design considerations for adjustable speed drives". IEEE Trans. Ind. Applicat., №5, 1999, стр.1150-1161.
16. Biaschke F., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines". Siemens Review, v.39, №5, 1972, стр.217-220.
17. Слежановский О., Дацковский Л., Кузнецов И. и др., "Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентиль-

- ными преобразователями". М., Энергоатомиздат, 1983, 256 стр.
18. **Takahashi I., Noguchi T.**, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor". IEEE Trans. Ind. Applicat., №5, 1986, стр.820-827.
 19. **Perelmutter V.**, "Direct Torque Control Improvement". 10th EDPE Conference, Dubrovnik, 1998, стр.134-139.
 20. **Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A.**, "Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines". ICEM'94 Conference Proceedings, Paris, стр.204-209.
 21. **Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A.**, "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines". IECON'94 Conference Proceedings, Bologna, стр.299-304.
 22. **Perelmutter V.**, "A simplified modelling of induction motor drives with direct torque control". Proc. IEEE ISIE'99, Bled, 1999, т.2, стр.486-491
 23. **Buja G., Casadei D., Serra G.**, "DTC-based strategies for induction motor drives". IECON'97 Conference Proceedings, New Orleans, т.2, стр.1506-1516.
 24. **Del Pizzo A., Pasquariello M.**, "Implementing an improved direct torque control feeding algorithm for full-digital induction motor drives". PEMC'98 Conference Proceedings, Prague, т.4, стр.216-221.
 25. **Damiano A., Gatto G., Marongiu I., Perfetto A.**, "An improved look-up table for zero speed control in DTC drives". EPE'99, Lausanne, CD-ROM, 9 стр.
 26. **Kang J., Sul S.**, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency". IEEE Trans. Ind. Applicat., №5, 1999, стр.1076-1082.
 27. **Perelmutter V.**, "Electrical drive with DTC improvement", представлено для опубликования в IEEE Trans. Ind. Electr. в 2002 г.
 28. **Nillesen M., Duarte J., Pasquariello M., Del Pizzo A.**, "Direct Torque Control with the Application of a Predictive Pulse Width Control". IEEE-IAS-2000 Conference Record, Rom, CD-ROM, 5 стр.
 29. **Habetler T., Profumo F., Pastorelli M., Tolbert L.**, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation". IEEE Trans. Ind. Applicat., №5, 1992, стр.1045-1053.
 30. **Kenny B., Lorenz R.**, "Stator-and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines". IEEE Trans. Ind. Applicat., №4, 2003, стр.1093-1101.
 31. **Lascu C., Boldea I., Blaabjerg F.**, "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive ". IEEE Trans. Ind. Applicat., №1, 2000, стр.122-130.
 32. **Monmasson E., Naassani A., Louis J.**, "Extension of the DTC concept". IEEE Trans. Ind. Electr., №3, 2001, стр.715-717.
 33. **Kazmierkowski M., Kasprowicz A.**, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives". IEEE Trans. Ind. Electr., №4, 1995, стр.344-350.
 34. **Vas P.**, "Sensorless vector and direct torque control". Oxford University Press, 1998, 729 стр
 35. **Перельмутер В., Сидоренко В.**, "Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока". М., Энергоатомиздат, 1988, 304 стр.
 36. **Perelmutter V.**, "Three -Level inverters with Direct Torque Control". IEEE-IAS-2000 Conference Record, Rom, CD-ROM, 7 стр.
 37. **Datta R., Ranganathan V.**, "A simple position -sensorless algorithm for Rotor-side Field-Oriented Control of wound-rotor induction machine". IEEE Trans. Ind. Electr., №4, 2000, стр.786-793.
 38. **Perelmutter V.**, "Hysteresis Current Regulation for the Field-Oriented-Controlled Induction Motor Drives with Matrix Converter". EPE-PEMC 2002 Conference, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002, Proceedings, CD-ROM.
 39. **Hinkkanen M., Luomi J.**, "Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors". IEEE Trans. Ind. Electr., №4, 2003, стр.818-820.
 40. **Jansen P., Thompson C., Lorenz R.**, "High-quality torque control at zero and very high speed operation". Ind. Appl. Magazine, №4, 1995, стр.7-13.
 41. **Kubota H., Matsuse K., Nakano T.**, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor". IEEE Trans. Ind. Applicat., №2, 1993, стр.344-348.
 42. **Maes J., Melkebeek J.**, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer". IEEE Trans. Ind. Applicat., №3, 2000, стр.778-785.
 43. **Уткин В.**, "Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой". М., Наука, 1974, 272 стр.
 44. **Utkin V.**, "Sliding mode control design principles and applications to electrical drives". IEEE Trans. Ind. Applicat., №1, 1993, стр.23-36.
 45. **Tursini M., Petrella R., Parasiliti F.**, "Adaptive sliding-mode observer for speed sensorless control of induction motors". IEEE, Trans. Ind. Applicat., №5, 2000, стр.1380-1387.
 46. **Derdiyok A., Güven M., Rehman H., Inanc N., Xu L.**, "Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine". IEEE Trans. Ind. Electr., №5, 2002, стр.1177-1182.
 47. **Parasiliti F., Petrella R., Tursini M.**, "Initial rotor position estimation for PM motors". IEEE-IAS-2000 Conference Record, Rom, CD-ROM, 8 стр.
 48. **Bolognani S., Zigliotto M., Zordan M.**, "Rotor position detection for sensorless PM synchronous motor drives". PEMC'98 Conference Proceedings, Prague, т.8, стр.83-88.
 49. **Ha J., Ide K., Sawa T., Sul S.**, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states". IEEE Trans. Ind. Applicat., №3, 2003, стр.761-767.
 50. **Kazmierkowski M., Sulkowski W.**, "A novel vector control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive". IEEE Trans. Ind. Electr., №1, 1991, стр.41-47.
 51. **Kazmierkowski M., Malesani L.**, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey". IEEE Trans. Ind. Electr., №5, 1998, стр.691-703.
 52. **Verdelho P., Marques G.**, "DC voltage control and stability analysis of PWM-voltage-type reversible rectifiers". IEEE Trans. Ind. Electr., №2, 1998, стр.263-273.
 53. **Verdelho, P.** "Voltage type reversible rectifiers control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions". IECON'98 Conference Proceedings, том 1, 1998, стр.479-484.
 54. **Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I.** "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors". IEEE Trans. Ind. Appl.

55. Perelmutter V., "Hysteresis Current Regulation in IGBT Line Converter". EPE-PEMC 2000 Conference Proceedings, Kosice, стр.3.79-3.84.
56. Duarte J., van Zwan A., Wijnands C., Vandenput F., "Reference frames fit for controlling PWM rectifiers". IEEE Trans. Ind. Electr. №3, 1999, стр..628-630.
57. Malinowski M., Kazmiekowski M., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G., "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers". IEEE Trans. Ind. Appl. №4, 2001, стр.1019-1027.
58. Singh B., Al-Haddad K., Chandra A., "A review of active filters for power quality improvement". IEEE Trans. Ind. Electr. №5, 1999, стр.960-971.
59. Bhattacharya S., Veltman A., Divan D., Lorenz R., "Flux-Based Active Filter Controller". IEEE Trans. Ind. Appl., №3, 1996, стр.491-502.
60. Buso S., Malesani L., Mattavelli P., "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications". IEEE Trans. Ind. Electr., №5, 1998, стр.722-729.
61. Verdello P., Marques G., "Active Power Filter Control Circuit with Phase-Locked Loop Phase Angle Determination". PEMC'98 Conference Proceedings, Prague, т.7, стр. 36-41.
62. Brandstetter P., Bubela T., "Comparison of control methods for the active power filter with voltage source". PEMC'98 Conference Proceedings, Prague, т.7, стр.71-76.
63. Casdei D., Serra G., Tani A., "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines". IECON'98 Conference Proceedings, том 2, 1998, стр.744-749. (Также IEEE Trans. Ind. Electr., №6, 2001, стр. 1057-1064).
64. Tiitinen P., Pohjalainen P., Lalu J., "The next generation motor control method: direct torque control (DTC)", EPE Journal, т.5, март, 1995, стр. 14-18.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
ГЛАВА 1. Потокосцепления, токи и напряжения в трехфазных электрических машинах.....	7
1. Пространственные векторы потокосцепления, тока, напряжения.....	7
2. Уравнения трехфазного асинхронного двигателя.....	11
3. Синхронные двигатели с постоянными магнитами.....	16
ГЛАВА 2. Инверторы напряжения и матричные преобразователи	20
1. Силовые полупроводниковые приборы.....	20
2. Инверторы напряжения.....	23
3. Матричные преобразователи.....	34
ГЛАВА 3. Прямое управление моментом асинхронного двигателя (DTC).....	43
1. Принципы управления.....	43
2. Характеристики процесса регулирования.....	59
3. Использование упрощенной модели для расчета характеристик.....	67
4. Способы улучшения характеристик электропривода с DTC.....	72
5. Особенности применения DTC для позиционных электроприводов	82
6. DTC для электроприводов с трехуровневыми инверторами	89
7. DTC в электроприводе с асинхронным двигателем двойного питания.....	94
ГЛАВА 4. Получение информации об управляемом процессе.....	104
1. Оценка координат электропривода.....	104
2. Применение скользящего режима для получения информации.....	110
ГЛАВА 5. DTC в электроприводах с синхронными двигателями с постоянными магнитами.....	132
1. Особенности применения DTC в электроприводах с PMSM.....	132
2. Оценка потока и скорости PMSM с применением скользящих режимов.....	145
ГЛАВА 6. Прямое регулирование тока в инверторах напряжения	158
1. Регулирование токов в электроприводах с АД и векторным управлением.....	158
2. Регулирование токов в электроприводах с синхронными двигателями с постоянными магнитами.....	167
3. Регулирование входного тока активного выпрямителя.....	175
4. Регулирование выходного тока активного фильтра.....	182
ГЛАВА 7. Прямое управление матричными преобразователями.....	190
1. Прямое управление моментом АДс матричным преобразователем	190
2. Регулирование тока в электроприводе с АД и МС.....	199
Список литературы.....	205

В.М.Перельмутер

Научное издание

**ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ И ТОКОМ
ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

В редакции автора.

Подписано в печать 15.05.2004 года. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная.
Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усл. печат. лист 12,2. Усл. краско-
отиск 12,23. Тираж 500 экз.

Державне спеціалізоване видавництво “Основа”
при Харківському університеті.
Україна, 61005 Харків, пл. Повстання, 17