Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Магнитогорский государственный технический университет
им. Г.И. Носова»

На правах рукописи

04201254154

Коньков Александр Сергеевич

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ПЛАВНОГО ПУСКА АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ВЕКТОРНО-ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук,
доцент Басков С.Н.

Магнитогорск 2011

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....4

1. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПУСКЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ.....10

1.1. Выбор математической модели асинхронного двигателя.....11

1.2. Электромагнитный момент двигателя при пуске 19

1.3. Вектор потокосцепления статора при пуске 24

1.4. Вектор потокосцепления ротора при пуске 29

Выводы по главе.....37

2. РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПОВ И АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННЫМ ПУСКОМ.....40

2.1. Разработка функциональной схемы системы управления 40

2.2. Моделирование работы системы управления 44

2.3. Система управления с ограничением пусковых токов.....52

2.4. Сравнение комбинированного способа пуска с пуском от регулятора напряжения.....58

2.5. Построение замкнутой системы управления пуском с обратной связью по скорости.....66

Выводы по главе.....70

3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМБИНИРОВАННОГО ПУСКА 73

3.1. Активная, реактивная мощность, коэффициент мощности.....73

3.2. Потери активной мощности, коэффициент полезного действия.....77

3.3. Гармонический состав токов 81

Выводы по главе.....86

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННЫМ ПУСКОМ.....88
4.1. Варианты реализации силовой схемы 88
4.2. Защита силового ключа от перенапряжения 93
4.3. Разработка микропроцессорной системы управления 105
4.4. Результаты экспериментальных исследований.....112
Выводы по главе.....115

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....117
ЛИТЕРАТУРА.....121

ВВЕДЕНИЕ

Асинхронные двигатели (АД) очень широко используются в различных отраслях промышленности. По различным данным [1-5], на долю асинхронного электропривода переменного тока приходится 70 до 90% от общего количества промышленных электроприводов. Большая часть АД относится к диапазону мощностей до 100 кВт с номинальным напряжением до 380 В. Распределение электроприводов по диапазону мощностей и доле потребляемой электроэнергии [6] приведено в таблице 1.

Таблица 1

Распределение асинхронных электроприводов по мощностям и потребляемой электроэнергии

Мощность, кВт	Доля от общего количества, %	Доля потребляемой электроэнергии, %
До 1	10	1
От 1 до 5	60	29
От 5 до 20	20	40
От 20 до 100	9	20
Свыше 100	1	10

Если говорить о типе механизмов, приводимых в движение асинхронными электроприводами, то в большинстве случаев (до 60%) это различные вентиляторы, компрессоры и насосы, то есть механизмы, обладающие вентиляторной нагрузкой, обеспечивающей асинхронному двигателю относительно благоприятные условия прямого пуска.

Большинство эксплуатируемых в настоящее время асинхронных электроприводов являются нерегулируемыми. И если для низковольтных приводов с мощностями до 100 кВт доля регулируемых составляет порядка 7-10% и постоянно возрастает, то для мощных высоковольтных электроприводов ситуация еще более неблагоприятная. По экспертным оценкам [7], в различных отраслях промышленности и в жилищно-коммунальном хозяйстве РФ

находится в эксплуатации более 16 тысяч электродвигателей мощностью 0,3-5 МВт напряжением 6 и 10 кВ. Но лишь незначительная часть из них оборудована регулируемым электроприводом, в основном иностранного производства. Несмотря на то, что доля высоковольтных приводов относительно невелика, потребляемая ими электроэнергия составляет до 10% от общего количества (табл. 1).

Безусловно, далеко не всех случаях по технологическим требованиям необходимо регулирование координат электропривода. Применение же частотно-регулируемого электропривода только с целью экономии электроэнергии не всегда может быть оправдано экономически, вследствие высокой стоимости преобразователей частоты. Однако отсутствие управляемых преобразователей в большинстве асинхронных электроприводов создает одну из главных проблем в их эксплуатации – проблему прямого пуска.

Как известно, пуск асинхронных электродвигателей (особенно мощных) прямым подключением к сети имеет три серьезных недостатка:

1. Отрицательное влияние на питающую сеть. При питании от автономных генераторов или электрических сетей ограниченной мощности, особенно в конце линии электропередачи, падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания и этой линии при протекании больших пусковых токов приводит к просадке напряжения в сети, что отрицательно сказывается на работе другого подключенного к ней оборудования (компьютеры, связь, терминалы релейной защиты и др.), а сам двигатель может не запуститься из-за снижения его момента пропорционально квадрату просадки напряжения. Кроме того, значительные пусковые токи могут привести к срабатыванию защитной аппаратуры, отключению от электропитания и остановке технологических агрегатов.

2. Отрицательное влияние на двигатель. Прямой пуск асинхронного электродвигателя сопровождается 6-8 кратным броском пускового тока, что вызывает значительные усилия на проводники, расположенные в лобовых частях обмотки электродвигателя, и как следствие - к ослаблению бандажирова-

ния обмотки, постепенному нарушению (перетиранию) изоляции и преждевременному выходу двигателя из строя по причине короткого замыкания витков обмотки. В связи с этим асинхронные двигатели допускают ограниченное число пусков за период эксплуатации.

3. Отрицательное влияние на механические передачи технологических агрегатов. В течение 15...20% времени разгона электродвигателя электромагнитный момент содержит вынужденную и свободную составляющие в виде знакопеременного момента с амплитудой, зависящей от начальных электромагнитных условий в момент замыкания контактов выключателя. В самом неблагоприятном случае ударный электромагнитный момент может в 3–4 раза превысить каталожный критический момент двигателя и в 7–10 раз номинальный момент. Известно много случаев, когда в процессе прямого включения в сеть двигателей насосных агрегатов и компрессоров срезались шпонки, выходили из строя турбины. Кроме того, пиковые моменты переменного знака приводят к постепенному увеличению зазоров в механических соединениях между двигателем и механизмом, а в ряде случаев вредно сказываются и на технологическом процессе, где такие механические нагрузки недопустимы (например, конвейеры в которых происходит вытягивание ленты, вентиляторы и смесители в случае опасности деформирования лопастей, системы транспортировки развешанных, уложенных или хрупких материалов при возможности их раскачивания, падения или рассыпания и т.д.).

Основным способом плавного пуска асинхронных двигателей, получившим широкое распространение благодаря относительно низким затратам на реализацию, является использование тиристорного регулятора напряжения [8]. За счет плавного повышения напряжения в значительной степени снижаются броски пускового тока, и уменьшается свободная составляющая момента [9]. Основным недостатком этого способа пуска является значительное снижение пускового момента, что не позволяет использовать его не только для механизмов с активной и реактивной нагрузкой, но в ряде случаев и для механизмов с вентиляторной нагрузкой.

Увеличение пускового момента (при отсутствии бросков тока) является одной из важнейших задач для асинхронного электропривода. Одним из подходов к решению этой задачи является использование положительных полуволн знакопеременного момента для увеличения среднего момента АД при пуске. Суть этого метода заключается в следующем. При подключении к сети неподвижного АД, возникает переходный процесс, приводящий к появлению двух составляющих момента – основной (принужденной) и знакопеременной переходной составляющей, причем амплитудные значения переходной составляющей момента могут иметь значения в несколько раз превышающие значение основного момента. Если подключение всех фаз статора АД к сети производить одновременно, на короткое время, при определенных начальных условиях, обеспечивающих появление переходного момента положительного знака, а отключать статор от сети до того, как переходный момент станет отрицательным, то переходный (положительный) момент суммируется с основным и увеличивает средний момент АД без увеличения тока статора. Попытки реализовать данный принцип, получивший название векторно-импульсного пуска [10, 11], предпринимались достаточно давно. Однако отсутствие полностью управляемых высоковольтных силовых полупроводниковых приборов и систем управления, способных в реальном времени выполнить большую вычислительную работу по расчету начальных электромагнитных условий АД, затрудняли практическую реализацию данного способа.

Целью диссертационной работы является исследование и реализация комбинированного способа пуска АД, сочетающего в себе пуск с помощью регулятора напряжения с векторно-импульсным управлением в начальный момент времени, для увеличения пускового момента за счет использования положительных полуволн знакопеременного момента, с использованием современной элементной базы и микропроцессорных систем управления.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих основных задач:

1. Исследование причин и условий возникновения знакопеременного переходного момента, с позиции векторного управления АД.
2. Исследование особенностей векторно-импульсного способа пуска.
3. Разработка принципов построения и вариантов реализации комбинированной системы управления пуском АД.
4. Проведение теоретических и экспериментальных исследований разработанной системы плавного пуска.

Содержание работы изложено в четырех главах.

Первая глава посвящена разработке математического описания асинхронного двигателя с учетом особенностей, накладываемых режимом векторно-импульсного пуска, составлению структурных схем математических моделей, разработке программного продукта для автоматизированного анализа и теоретическому исследованию потокосцеплений ротора и статора и электромагнитного момента асинхронного двигателя в режиме векторно-импульсного пуска.

Во второй главе определены принципы реализации системы векторно-импульсного управления пуском синхронного двигателя. Сформулированы основные функции системы управления. Предложена функциональная схема векторно-импульсной системы управления. Разработана математическая модель системы управления. Произведены теоретические исследования разработанной системы, методами математического моделирования.

Третья глава посвящена исследованию энергетических характеристик предложенной системы комбинированного пуска. С помощью математических моделей проведены вычисления таких параметров как активная и реактивная мощность, коэффициент мощности, потери мощности и КПД. Изучен гармонический состав напряжений и токов и величина коэффициента несинусоидальности. Проведены сравнения энергетических характеристик предложенной системы с другими вариантами пуска асинхронного двигателя.

В четвертой главе разработана силовая схема и микропроцессорная система управления, реализующая комбинированный способ пуска. При раз-

работке силовой схемы особое внимание уделено вопросам защиты силового ключа от коммутационных перенапряжений, возникающих при работе устройства. Приведены результаты экспериментальных исследований разработанной системы, подтвердившие эффективность предложенного способа плавного пуска.

В заключении сформулированы основные выводы по диссертации.

Основное содержание работы опубликовано в 8 печатных трудах, в том числе 2 публикации в рецензируемых изданиях. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на VI Международной (XVII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2010, на международной конференции The IEEE Region 8 SIBIRCON 2010, International Conferens on "Computational Technologies in Electrical Engineering", на Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Энерго- и ресурсосбережение. Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии» (г. Екатеринбург, 2009 г.); на межрегиональной научной конференции молодых ученых и аспирантов «Наука и производство Урала» (г. Новотроицк, 2009-2011 г.г.); на научно-технических семинарах кафедры автоматизированного электропривода и мехатроники (2009-2011 г.г.).

1. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПУСКЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Неблагоприятные условия, возникающие при прямом пуске АД, связаны с особенностями протекания электромагнитных переходных процессов в асинхронном двигателе. Анализ электромагнитных переходных процессов является сложной задачей, решение которой может проводиться различными способами [12-17]. В основном применяемые методы анализа основаны на классических способах расчета переходных процессов, в частности на анализе корней характеристического уравнения динамической модели асинхронного двигателя. Этот способ имеет несколько существенных недостатков. Во-первых, модель асинхронного двигателя и характеристическое уравнение достаточно сложны, и при подобном анализе приходится делать массу допущений. Во-вторых, характеристическое уравнение является лишь математическим описанием и, следовательно, не дает представления о реальных физических процессах, происходящих в асинхронном двигателе. Так как момент двигателя зависит от величины и взаимного положения векторов потокосцеплений ротора и статора, то, в первую очередь, необходимо проанализировать величину и положение этих векторов при пуске, а также установить факторы, влияющие на них. Такой подход широко используется при реализации векторного управления в частотно-регулируемом электроприводе и показывает хорошие результаты [18-22].

Для проведения такого анализа необходимо выбрать математическую модель асинхронного двигателя в векторной форме, которая несет информацию об интересующих нас величинах. С помощью модели нужно исследовать влияние на вектора потокосцеплений различных факторов, таких как активные и реактивные сопротивления, момент и последовательность включения фаз статора к сети, момент инерции. На основании этого можно будет сделать выводы об улучшении пусковых условий асинхронного двигателя и о возможности применения векторно-импульсного способа пуска.

1.1. Выбор математической модели асинхронного двигателя

В настоящее время разработано большое количество способов математического описания асинхронного двигателя. Большинство из них основаны на уравнениях обобщенной электрической машины (уравнениях Парка-Горева) [1, 9], которые представляют векторную модель двигателя в системе координат, вращающейся синхронно с магнитным полем статора:

$$\begin{aligned}
&\bar{u}_1 = \bar{i}_1 \cdot R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0эл} \cdot \bar{\Psi}_1;\\
&0 = \bar{i}_2' \cdot R_{2\Sigma}' + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \cdot \bar{\Psi}_2;\\
&\bar{\Psi}_1 = L_1 \cdot \bar{i}_1 + L_{12} \cdot \bar{i}_2';\\
&\bar{\Psi}_2 = L_{12} \cdot \bar{i}_1 + L_2 \cdot \bar{i}_2';\\
&M = p_n \cdot L_{12} \cdot Im(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2'^*),
\end{aligned} \qquad (1.1)$$

где: $\bar{u}_1$, $\bar{i}_1$, $\bar{i}_2'$ - обобщенные вектора напряжения статора, тока статора, приведенного тока ротора;

R_1, $R_{2\Sigma}'$ - активные сопротивления фазы статора и ротора;

$\bar{\Psi}_1$, $\bar{\Psi}_2$ - вектора потокосцеплений статора и ротора;

$\omega_{0эл}$ - электрическая угловая скорость вращения магнитного поля статора ($\omega_{0эл} = \omega_0 \cdot p_n$);

$\omega_{эл}$ - электрическая угловая скорость вращения ротора ($\omega_{эл} = \omega \cdot p_n$);

M - электромагнитный момент;

p_n - число пар полюсов обмотки статора;

L_1, L_2 - собственная индуктивность обмоток статора и ротора;

L_{12} - взаимная индуктивность обмоток статора и ротора.

Подобное математическое описание предполагает следующие допущения:

1. Отсутствуют высшие гармоники магнитодвижущих сил (МДС) обмоток, то есть реальные обмотки двигателя, уложенные в пазы ротора и ста-

тора, заменяются синусоидальными токовыми слоями, эквивалентными первым гармоникам МДС реальных обмоток.

2. Воздушный зазор между ротором и статором равномерен.

3. Магнитная цепь двигателя не насыщена и имеет магнитную проницаемость, стремящуюся к бесконечности.

4. Обмотки двигателя симметричны, то есть полные сопротивления обмоток фаз статора и ротора равны.

Уравнения, записанные с такими допущениями, являются лишь приближенной математической моделью реальной машины, но во многих случаях они описывают явления в машине и ее поведение с вполне достаточной для практических целей точностью, если правильно определены основные параметры машины [13]. Вместе с тем, в некоторых источниках [15] отмечается, что из ряда факторов, оказывающих наибольшее влияние на изменение параметров АД в переходных режимах, следует отметить насыщение магнитной цепи машины. Так как пусковые режимы АД сопровождаются значительными бросками тока, то учет насыщения магнитной системы является необходимым условием для выбора математической модели.

Для учета насыщения магнитной системы уравнения потокосцеплений могут быть записаны в следующем виде [9, 23, 24]:

$$\begin{aligned} \overline{\Psi}_1 &= L_{1\sigma} \cdot \bar{i}_1 + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot \bar{i}_0; \\ \overline{\Psi}_2 &= L_{2\sigma} \cdot \bar{i}_2 + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot \bar{i}_0, \end{aligned} \tag{1.2}$$

где: $L_{1\sigma} = L_1 - L_{12}$, $L_{2\sigma} = L_2 - L_{12}$ - индуктивности рассеяния фаз обмоток статора и ротора;

$\bar{i}_0 = \bar{i}_1 + \bar{i}_2'$ - ток намагничивания (ток холостого хода).

Переменная индуктивность $L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right)$ учитывает насыщение магнитной системы двигателя по пути основного магнитного потока и определяется по кривой намагничивания двигателя:

$$L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) = \frac{\Psi_0\left(\left|\bar{i}_0\right|\right)}{\left(\left|\bar{i}_0\right|\right)}, \tag{1.3}$$

где $\Psi_0\left(\left|\bar{i}_0\right|\right)$ - характеристика намагничивания двигателя.

Характеристику намагничивания двигателя можно построить, зная характеристику холостого хода двигателя, то есть зависимость напряжения на статоре двигателя от тока холостого хода. В этом режиме:

$$U_1 \approx E_1 = \omega_{0эл} \cdot \mathrm{L}_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot I_0 ,$$

отсюда величину переменной индуктивности можно определить как:

$$\mathrm{L}_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) = \frac{U_1}{\omega_{0эл} \cdot I_0}, \qquad (1.4)$$

где U_1 и I_0 - действующие значения фазного напряжения и тока статора в режиме холостого хода.

При построении динамической модели характеристика намагничивания или характеристика холостого хода может быть задана в табличной форме или в виде степенной, экспоненциальной или другой зависимости.

Для построения динамической модели систему уравнений (1.1) удобно записать в виде проекций соответствующих векторов на оси *x-y*, выразив токи через соответствующие потокосцепления:

$$u_{1x} = i_{1x} \cdot R_1 + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \omega_{0эл} \cdot \Psi_{1y};$$

$$u_{1y} = i_{1y} \cdot R_1 + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + \omega_{0эл} \cdot \Psi_{1x};$$

$$0 = i'_{2x} \cdot R'_{2\Sigma} + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - \left(\omega_{0эл} - \omega_{эл}\right) \cdot \Psi_{2y};$$

$$0 = i'_{2y} \cdot R'_{2\Sigma} + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + \left(\omega_{0эл} - \omega_{эл}\right) \cdot \Psi_{2x};$$

$$\Psi_{1x} = L_{1\sigma} \cdot i_{1x} + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot i_{0x}; \qquad (1.5)$$

$$\Psi_{1y} = L_{1\sigma} \cdot i_{1y} + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot i_{0y};$$

$$\Psi_{2x} = L_{2\sigma} \cdot i_{2x} + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot i_{0x};$$

$$\Psi_{2y} = L_{2\sigma} \cdot i_{2y} + L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot i_{0y};$$

$$i_{0x} = i_{1x} + i'_{2x};\ i_{0y} = i_{1y} + i'_{2y};$$

$$M = p_n \cdot L_{12}\left(\left|\bar{i}_0\right|\right) \cdot \left(i_{1y} \cdot i'_{2x} - i_{1x} \cdot i'_{2y}\right);$$

В дополнение к системе уравнений (1.5), для построения динамической модели необходимо использовать основное уравнение движения электропривода:

$$M - M_C = J_\Sigma \cdot \frac{d\omega}{dt}, \qquad (1.6)$$

где: M_C - момент сопротивления, приведенный к валу двигателя;

J_Σ - суммарный приведенный момент инерции электропривода;

ω - угловая скорость вращения двигателя.

В результате, динамическую модель асинхронного двигателя можно представить в виде структурной схемы, показанной на рис.1.1. Так как исследования электромагнитных условий пуска предполагается вести как с применением математической модели, так и экспериментально, на реальном асинхронном двигателе, то параметры математической модели должны соответствовать характеристикам двигателя, применяемого в экспериментальной установке. В установке используется асинхронный двигатель 4А100L4У3, мощностью 4 кВт и номинальной частотой вращения 1430 об/мин (2 пары полюсов). Параметры схемы замещения двигателя [25], необходимые для создания динамической модели, приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Параметры схемы замещения двигателя 4А100L4У3

Параметр	Величина
R_1, Ом	1,41
$R'_{2\Sigma}$, Ом	1,39
$L_{1\sigma}$, Гн	0,006
$L_{2\sigma}$, Гн	0,006
L_{12}*, Гн	0,17
p_n	2
J_Σ, кг·м^2	0,013

* - при ненасыщенной магнитной системе.

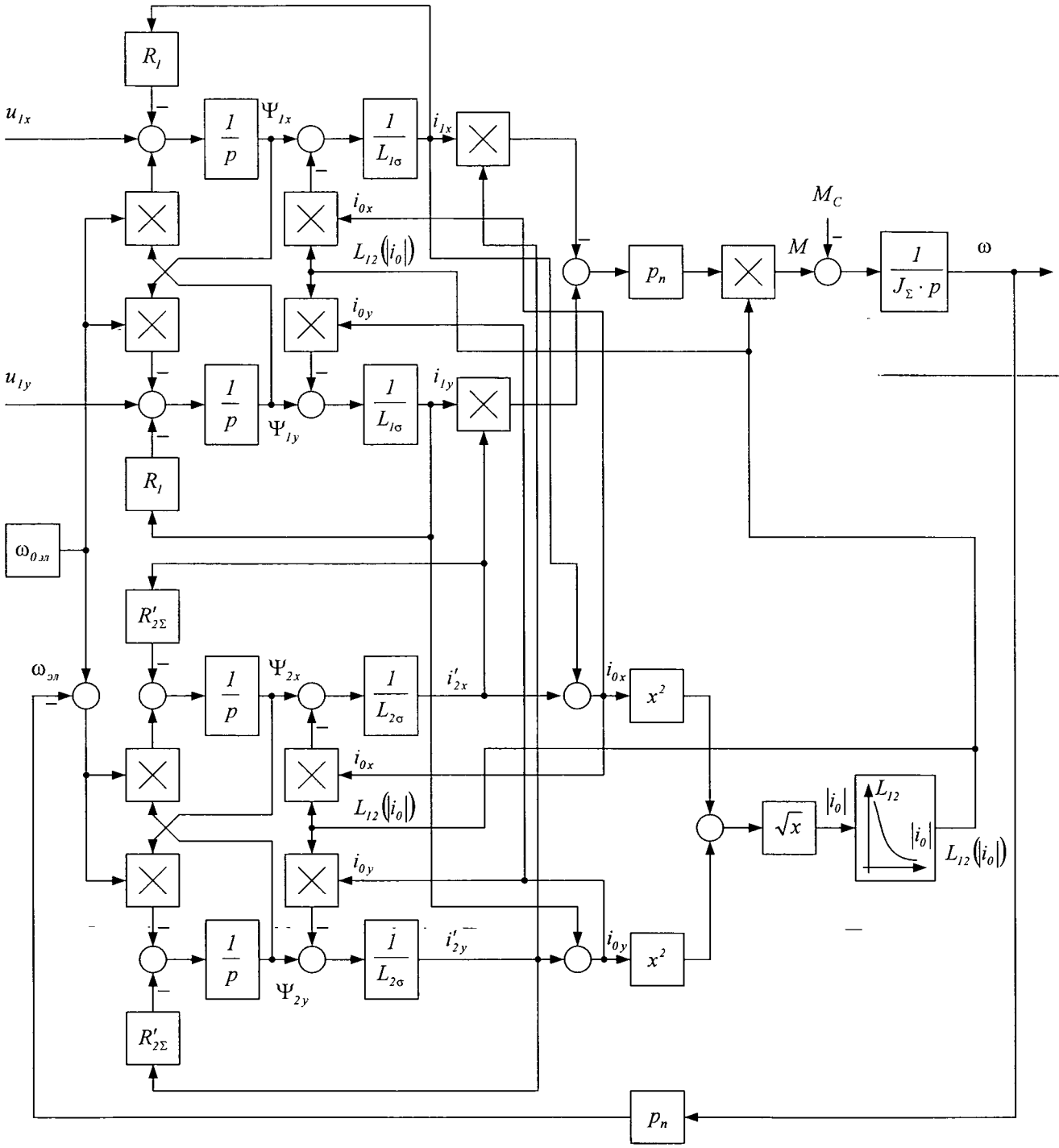


Рис. 1.1. Структурная схема динамической модели асинхронного двигателя

Для учета насыщения асинхронного двигателя используется характеристика холостого хода, представленная в таблице 1.2. В таблице значения взаимной индуктивности рассчитаны по формуле (1.4).

Таблица 1.2

Характеристика холостого хода АД

I_0, А	U_1, В	$L_{12}(\lvert\bar{i}_0\rvert)$, Гн
4,3	230	0,172045
8,4	322	0,121472
16,3	414	0,080758
22,1	460	0,066421
29,7	506	0,054196
45,1	552	0,038962
65,5	598	0,029088
91,9	644	0,022305
130,1	690	0,016887

График зависимости взаимной индуктивности от тока намагничивания показан на рис. 1.2. При моделировании эта зависимость может быть аппроксимирована степенной функцией (на рис. 1.2 показана пунктирной линией):

$$L_{12}(\lvert\bar{i}_0\rvert) = 0.5228 \cdot I_0^{-0.6891}, \quad (1.7)$$

с величиной достоверности аппроксимации 0,9929.

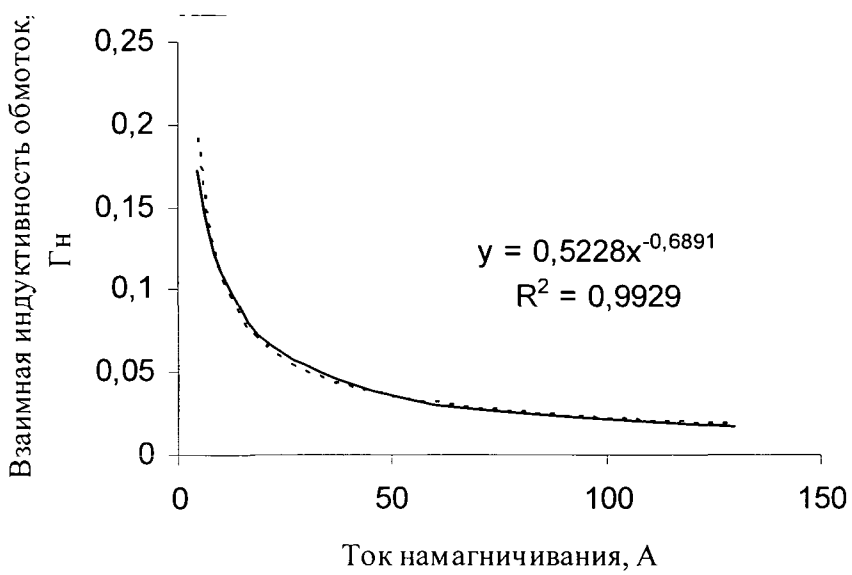


Рис. 1.2. Аппроксимация зависимости взаимной индуктивности от тока намагничивания

Для проверки адекватности разработанной модели сравним результаты моделирования с экспериментальными осциллограммами прямого пуска асинхронного двигателя без нагрузки. Осциллограммы угловой скорости двигателя и расчетные значения угловой скорости представлены на рис.1.3 – 1.4.

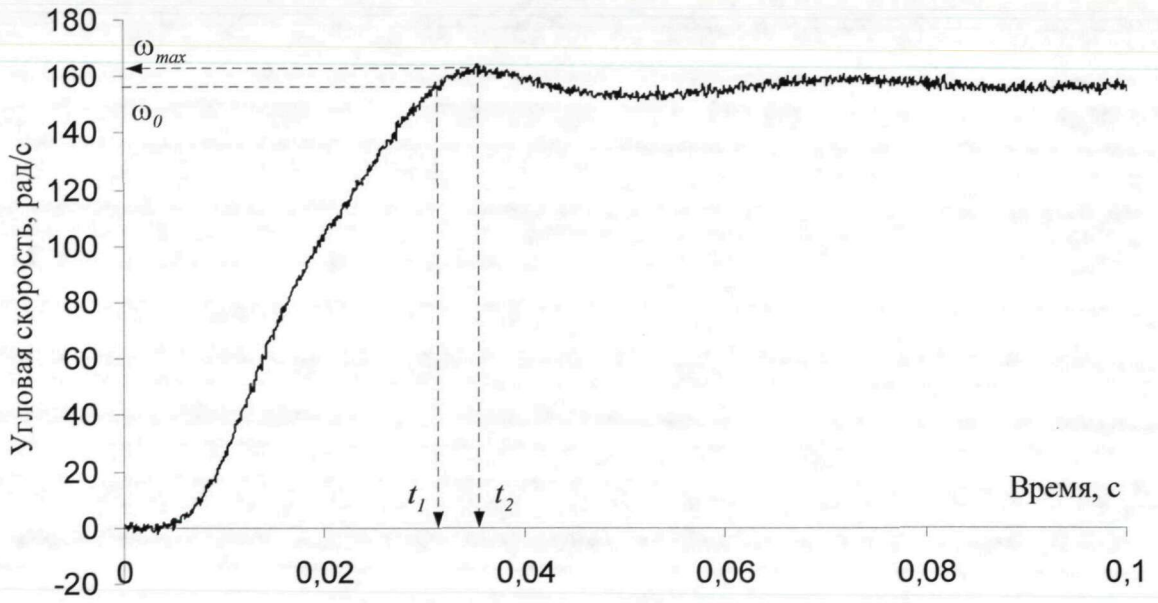


Рис. 1.3. Осциллограмма угловой скорости при пуске двигателя 4А100L4У3

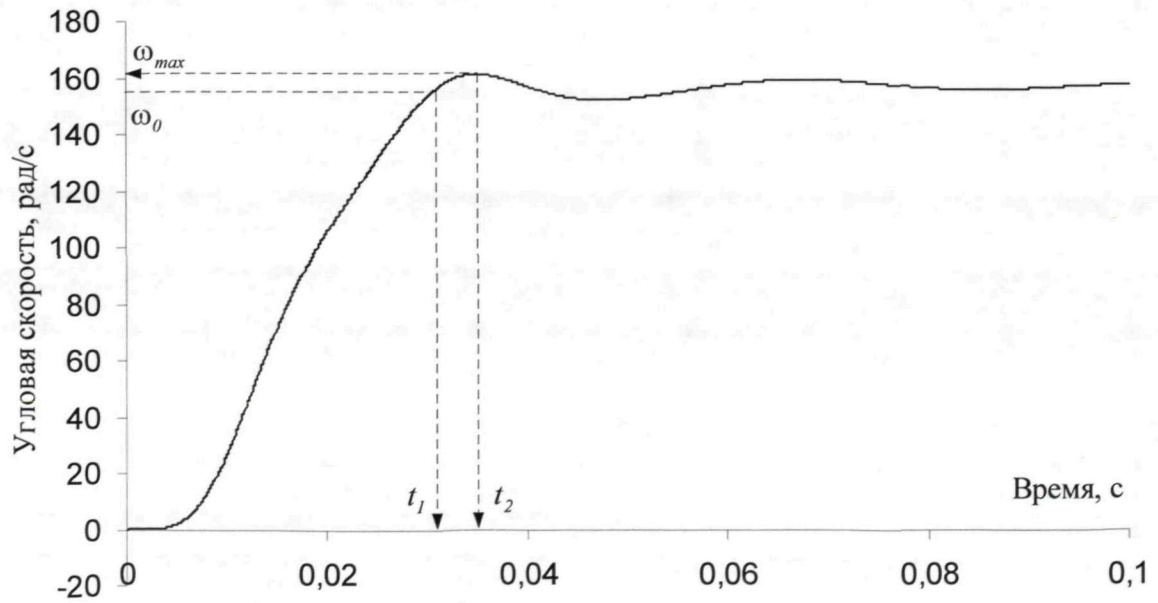


Рис. 1.4. Угловая скорость двигателя при моделировании

Осциллограммы тока фазы «а» двигателя и расчетные значения тока представлены на рис.1.5 – 1.6.

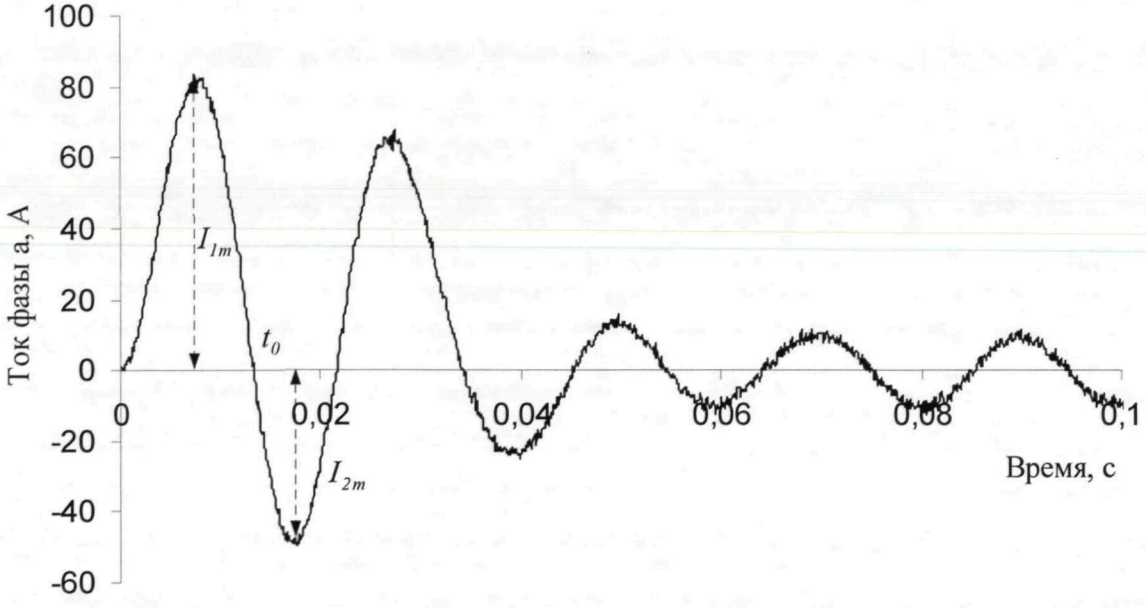


Рис. 1.5. Осциллограмма тока фазы «а» при пуске двигателя 4А100L4У3

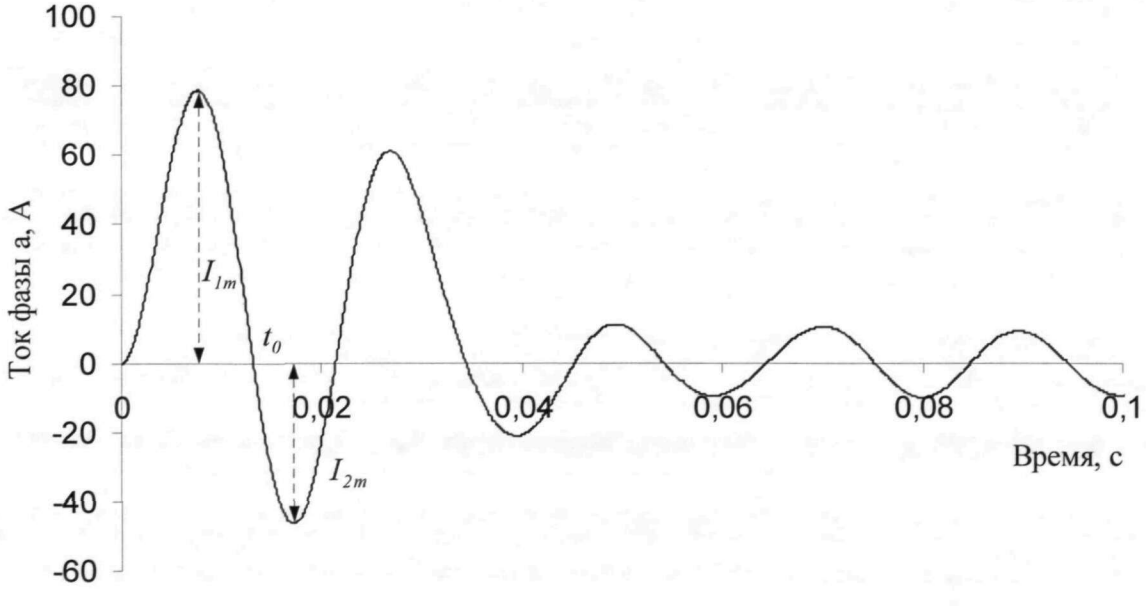


Рис. 1.6. Ток фазы «а» двигателя при моделировании

Сравнение характерных значений результатов эксперимента и моделирования, а также величины относительной погрешности моделирования приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3

Проверка адекватности модели

Величина	Экспериментальное значение	Результат моделирования	Относительная погрешность, %
Время разгона до синхронной скорости t_1, с	0,032	0,031	3,1
Максимальная величина скорости ω_{max}, рад/с	162	161	0,6
Время достижения максимальной скорости t_2, с	0,035	0,035	0
Первое амплитудное значение тока I_{1m}, А	82,6	78,7	4,7
Второе амплитудное значение тока I_{2m}, А	-49,1	-47,3	3,6
Время первого перехода через «0» t_0, с	0,0135	0,013	3,7

Как видно из таблицы 1.3, максимальная величина погрешности между экспериментальными измерения и результатами моделирования не превышает 4.7%, следовательно, математическая модель двигателя является адекватной и может быть использована в дальнейшем для исследования различных режимов работы двигателя.

1.2. Электромагнитный момент двигателя при пуске

Если уравнение электромагнитного момента асинхронного двигателя, приведенное в системе (1.1), выразить через вектора потокосцеплений статора и ротора $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2$, то получится следующее выражение:

$$M = \frac{p_n \cdot L_{12}}{L_1 \cdot L_2 - L_{12}} \cdot Im\left(\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*\right). \qquad (1.8)$$

Из полученного выражения видно, что величина и знак электромагнитного момента определяются произведением векторов $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2^*$, то есть зависят от величины этих векторов и угла между ними. Для получения информации о положении векторов потокосцеплений статора и ротора, с помощью разработанной математической модели вычислим величину и положение этих векторов при холостом пуске АД. Наиболее наглядно информацию о положении этих векторов можно представить в виде круговой диаграммы, показанной на рис. 1.7.

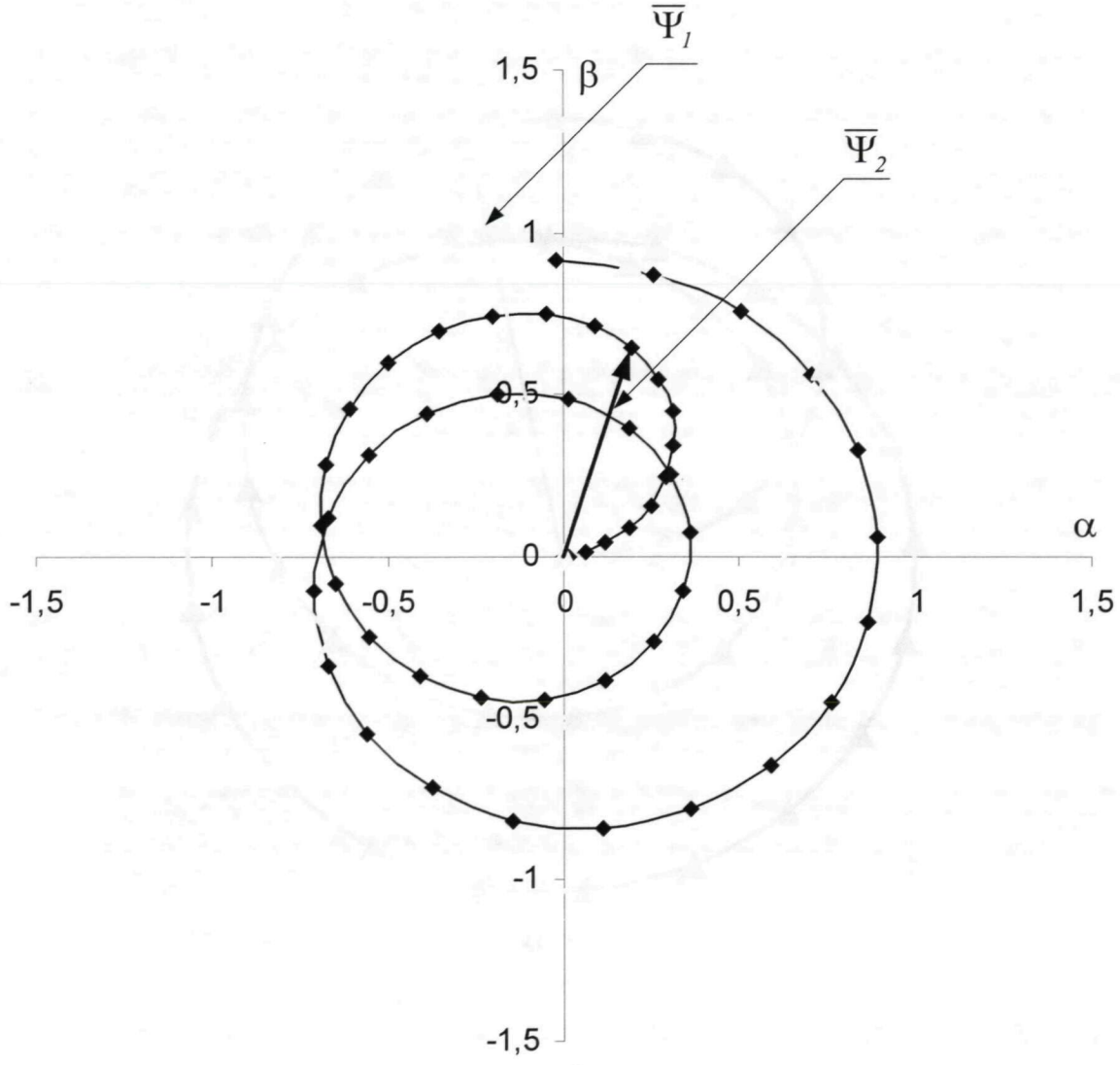


Рис. 1.7. Круговая диаграмма векторов потокосцеплений статора и ротора

На круговой диаграмме показаны положения векторов потокосцеплений в определенные моменты времени в неподвижных осях $\alpha - \beta$. Шаг между соседними метками делений составляет 0,001 с. Для примера, на диаграмме показаны положения векторов потокосцеплений статора - $\overline{\Psi}_1$ и ротора - $\overline{\Psi}_2$ через 0.01 секунду после пуска АД. Для проведения анализа необходимо сопоставить круговую диаграмму с графиками скорости и момента, приведенными на рис. 1.8 - 1.9. Кроме того, на рис. 1.10 приведен график изменения угла $\Delta\varphi_{12}$ между векторами потокосцеплений $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2$, также полученный с помощью математической модели. На графиках метки делений тоже соответствуют приращению по времени в 0,001 с.

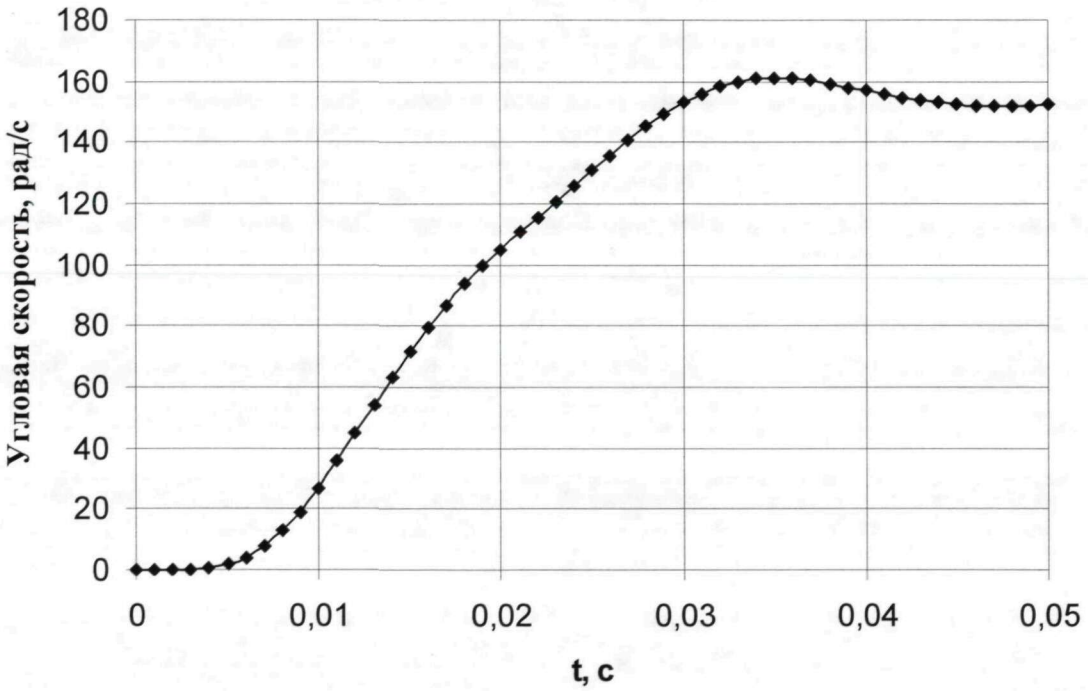


Рис. 1.8. График изменения угловой скорости при пуске АД

С помощью круговой диаграммы на рис. 1.7 построим положение векторов потокосцеплений в моменты времени 0,01 (уже показаны на диаграмме), 0,02, 0,03 и 0,04 с. При этом первые три момента времени соответствуют положительному знаку электромагнитного момента, а последний - отрицательному. Векторные диаграммы, соответствующие заданным моментам времени, приведены на рис. 1.11.

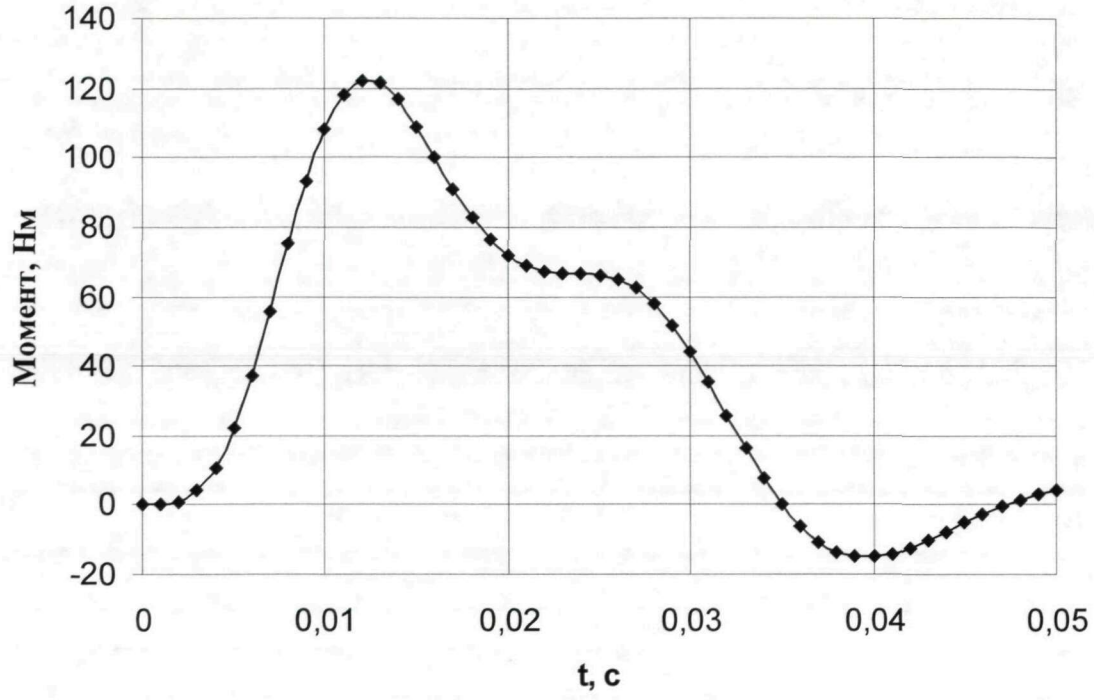


Рис. 1.9. График изменения электромагнитного момента при пуске АД

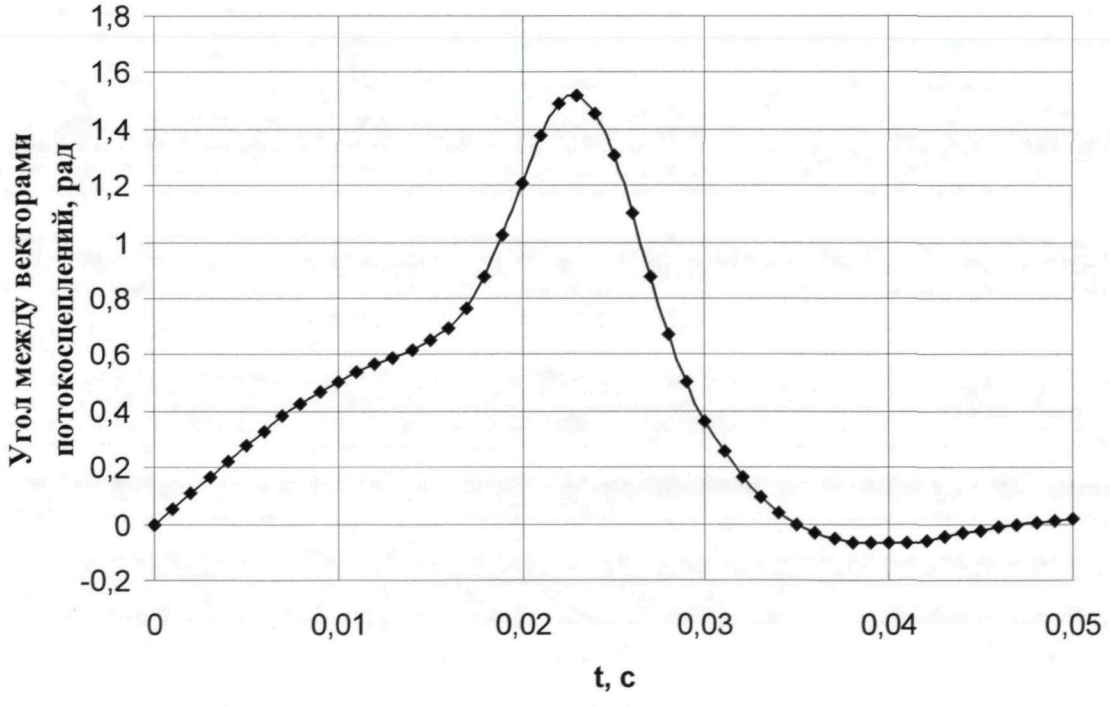


Рис. 1.10. График изменения угла между векторами потокосцеплений статора и ротора при пуске АД

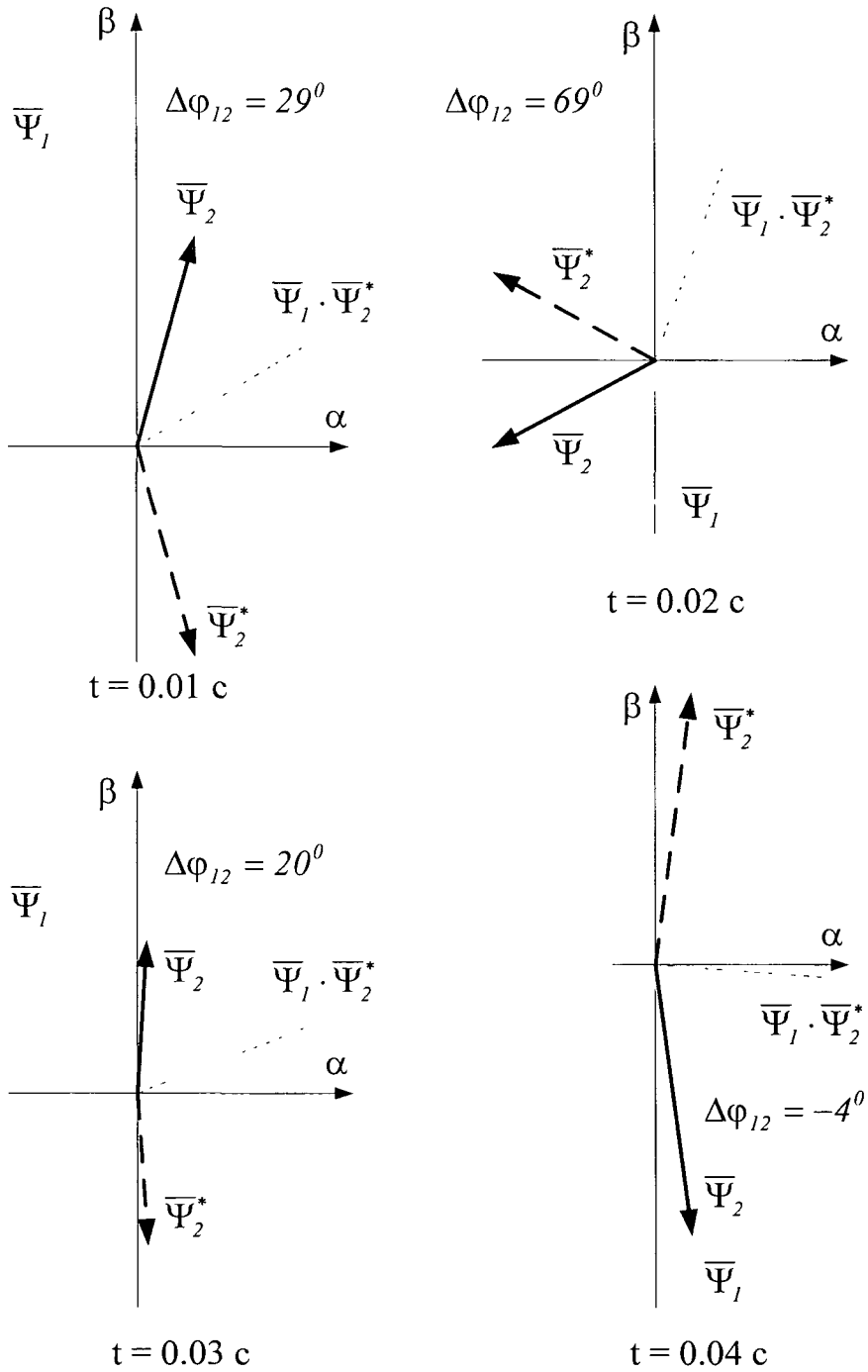


Рис. 1.11. Векторные диаграммы потокосцеплений статора и ротора при пуске АД в моменты времени 0.01, 0.02, 0.03 и 0.04 с.

В соответствии с выражением (1.8) величина и знак электромагнитного момента определяются мнимой частью произведения вектора потокосцепления статора $\overline{\Psi}_1$ и сопряженного вектора потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_2^*$. На рис. 1.11 построен сопряженный вектор $\overline{\Psi}_2^*$ и штрихпунктирной линией показано

направление векторного произведения $\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*$. Очевидно, что проекция вектора $\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*$ на ось мнимых значений, совпадающую с осью β, будет положительной в первых трех случаях (t = 0.01, 0.02 и 0.03 с.) и отрицательной при t = 0.04 с. Следовательно, и электромагнитный момент должен быть положителен при t = 0.01, 0.02 и 0.03 с., и отрицателен при t = 0.04 с., что подтверждается графиком изменения момента на рис. 1.9.

Угол $\Delta\varphi_{12}$ между векторами потокосцеплений $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2$ принимает значения соответственно 29°, 69°, 20°, -4°. Отсюда можно сформулировать условие для определения знака электромагнитного момента, которое можно использовать на практике при реализации системы управления пуском АД: электромагнитный момент положителен, если вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора (то есть угол $\Delta\varphi_{12} > 0$). При этом максимальное значение момента (пропорциональное мнимой части векторного произведения $\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*$) будет достигаться, если вектор $\overline{\Psi}_1$ опережает вектор $\overline{\Psi}_2$ на 90° (то есть $\Delta\varphi_{12} = 90°$). Это условие подтверждает график изменения угла $\Delta\varphi_{12}$ между векторами потокосцеплений $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2$, приведенный на рис. 1.10.

Таким образом, для построения системы управления пуском АД в функции угла между векторами $\overline{\Psi}_1$ и $\overline{\Psi}_2$ необходимо выявить факторы, влияющие на положение этих векторов и научиться определять их положение, используя параметры двигателя, доступные для измерения или вычисления (фазные напряжения, токи и т. д.).

1.3. Вектор потокосцепления статора при пуске

Вектор потокосцепления статора может быть определен из первого уравнения, входящего в систему (1.1). Реализация этого уравнения в виде структурной схемы показана на рис. 1.12. На схеме $|\Psi_1|$ - длина вектора, φ_1 - угол поворота вектора относительно оси x.

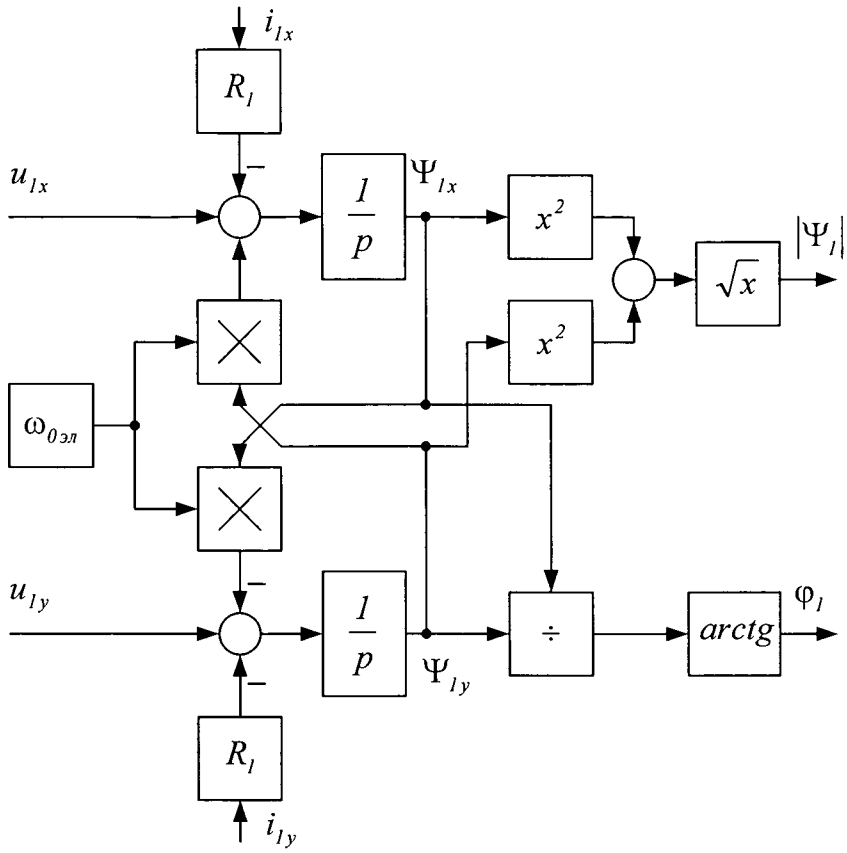


Рис. 1.12. Структурная схема для вычисления величины и угла поворота вектора потокосцепления статора

Так как знак электромагнитного момента определяется только углом между векторами потокосцеплений, наибольший интерес будет представлять именно величина угла поворота вектора - φ_1. Анализируя структурную схему, можно сделать вывод, что на угол поворота вектора потокосцепления статора влияют два фактора: обобщенные вектора $\bar{u}_1$ и $\bar{i}_1$. При питании от синусоидального источника проекции вектора $\bar{u}_1$ на оси $x-y$ соответственно равны: $u_{1x}=U_{1m}$, $u_{1y}=0$. То есть вектор $\bar{u}_1$ имеет постоянную длину и вращается с синхронной скоростью ω_0. Часто в литературе [26-30] при определении положения вектора потокосцепления статора синхронных и асинхронных двигателей используется обобщенный вектор напряжения питающей сети:

$$\bar{u}_1=\frac{2}{3}\cdot\left(u_{1A}+u_{1B}\cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}+u_{1C}\cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}\right), \qquad (1.9)$$

где u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} - мгновенные значения фазных напряжений статора.

Из структурной схемы на рис. 1.12 видно, что положение вектора потокосцепления статора будет отличаться от положения обобщенного вектора напряжения, и это отличие вызвано падением напряжения на активном сопротивлении обмотки статора от тока i_1. Так как рассматриваемые в данной работе пусковые режимы АД характеризуются значительными бросками тока статора, то возможность оценки положения вектора потокосцепления статора по положению обобщенного вектора напряжения требует дополнительного исследования. На рис. 1.13 приведены графики изменения положения вектора потокосцепления статора и обобщенного вектора напряжения при прямом пуске АД, построенные с помощью математической модели.

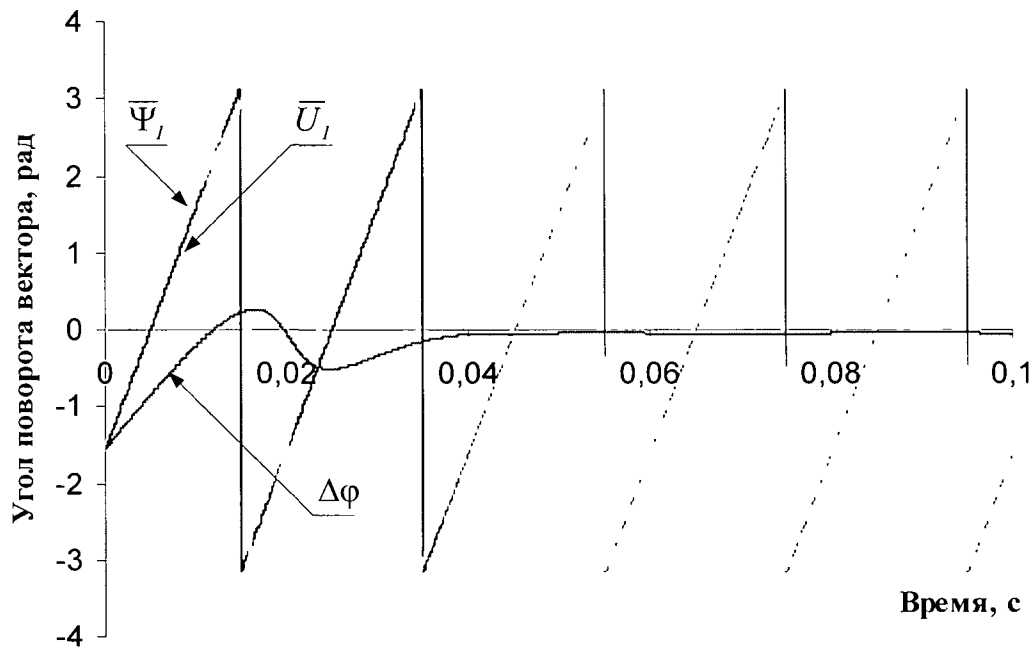


Рис. 1.13. Графики изменения положения вектора потокосцепления и обобщенного вектора напряжения статора

Как видно из графиков, положения вектора потокосцепления и обобщенного вектора напряжения совпадает только в установившемся режиме. В начальный же момент времени вследствие значительной величины пускового

тока положение вектора потокосцепления статора значительно отличается от положения обобщенного вектора напряжение. Если не учитывать эту погрешность, работа векторной системы управления пуском АД может быть некорректной. Поэтому для определения положения вектора потокосцепления статора при пуске необходимо использовать дифференциальные уравнения, соответствующие структурной схеме на рис. 1.12. Для перехода от реальных фазных токов и напряжений трехфазного АД к координатам обобщенного вектора в осях *x-y* представим комплексное выражение (1.9) в алгебраической форме записи:

$$\bar{u}_1 = (0.667 \cdot u_{1A} - 0.333 \cdot u_{1B} - 0.333 \cdot u_{1C}) + j(0.577 \cdot u_{1B} - 0.577 \cdot u_{1C}). \qquad (1.10)$$

Действительная часть получившегося комплексного числа - это проекция обобщенного вектора напряжения на ось α, а мнимая – на ось β:

$$U_{1\alpha} = 0.667 \cdot u_{1A} - 0.333 \cdot u_{1B} - 0.333 \cdot u_{1C},$$

$$U_{1\beta} = 0.577 \cdot u_{1B} - 0.577 \cdot u_{1C}.$$

Для получения проекций вектора на вращающиеся оси *x-y* используется известная формула преобразования переменных [4]:

$$U_{1x} = U_{1\alpha} \cdot cos(\omega_{0эл} \cdot t) + U_{1\beta} \cdot sin(\omega_{0эл} \cdot t), \qquad (1.11)$$

$$U_{1y} = -U_{1\alpha} \cdot sin(\omega_{0эл} \cdot t) + U_{1\beta} \cdot cos(\omega_{0эл} \cdot t).$$

Аналогичные формулы можно получить для вычисления проекций обобщенного вектора тока $\bar{i}_1$. Наиболее просто величину угла поворота потокосцепления статора можно получить из уравнений обобщенной машины, записанных в неподвижных осях α-β:

$$u_{1\alpha} = i_{1\alpha} \cdot R_1 + \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt}, \qquad (1.12)$$

$$u_{1\beta} = i_{1\beta} \cdot R_1 + \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt}.$$

Из которых следует:

$$\Psi_{1\alpha} = \int (u_{1\alpha} - i_{1\alpha} \cdot R_1) dt, \qquad (1.13)$$

$$\Psi_{1\beta} = \int (u_{1\alpha} - i_{1\beta} \cdot R_1) dt.$$

Зная координаты вектора по оси α (или оси действительных значений +1) и по оси β (оси мнимых значений +j), можно вычислить угол поворота вектора потокосцепления статора. Форма записи уравнений (1.13) позволяет легко реализовать их как в аналоговой, так и в цифровой системе управления.

При реализации векторно-импульсного управления угол поворота вектора потокосцепления статора необходимо определять как при подключенном к сети статоре, так и при отключенном. При отключении статора от сети вектор потокосцепления статора будет совпадать с вектором потокосцепления ротора, так как в этот момент магнитное поле в двигателе создается только за счет затухающего магнитного поля ротора. На рис. 1.14 приведены графики изменения углов поворота векторов потокосцеплений при периодическом отключении статора от сети.

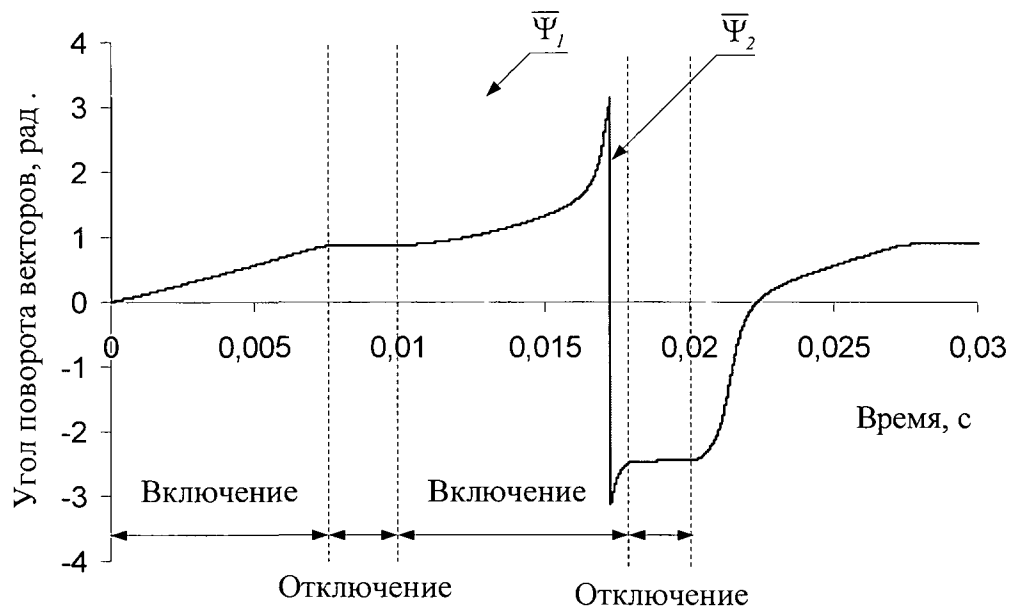


Рис. 1.14. Угол поворота векторов потокосцеплений при периодическом отключении статора АД от сети

Основной задачей системы управления при векторно-импульсном включении является определение момента, когда вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора. При расчете положения вектора потокосцепления статора по приведенной выше методике решение

этой задачи становится невозможным. После подключения статора к сети вектор потокосцепления статора снова занимает положение, определяемое обобщенными векторами напряжения и тока. Следовательно, можно сделать вывод, что для корректного определения положения вектора при расчете необходимо учитывать не мгновенные значения фазных напряжений двигателя, которые при отключении становятся равными нулю, а мгновенные значения фазных напряжений питающей сети. Так как напряжение питающей сети достаточно стабильно, то без большой погрешности обобщенный вектор напряжения можно вычислять, считая что фазные напряжения изменяются по синусоидальному закону, имеют постоянную амплитуду и фазовый сдвиг:

$$u_A = U_m \cdot sin(314 \cdot t),$$

$$u_B = U_m \cdot sin(314 \cdot t - 120^\circ),$$

$$u_B = U_m \cdot sin(314 \cdot t + 120^\circ).$$

Для достижения синхронизации с напряжением питающей сети достаточно синхронизировать начальную фазу напряжения с помощью простейшего нуль-органа. Таким образом, для определения положения вектора потокосцепления статора необходимо измерять только мгновенные значения фазных токов (при соединении обмоток двигателя звездой достаточно измерения двух фазных токов, третий можно вычислить по первому закону Кирхгофа) и определять момент перехода напряжения фазы «А» через ноль. Так как все эти величины могут быть достаточно легко измерены, то определение положения вектора потокосцепления статора не представляет больших трудностей и может быть реализовано в микропроцессорной системе управления пуском АД.

1.4. Вектор потокосцепления ротора при пуске

Изменение положения вектора потокосцепления ротора при пуске АД имеет гораздо более сложный характер, чем вектора потокосцепления статора. Как следует из графика изменения угла между векторами потокосцеплений статора и ротора на рис. 1.10, потокосцепление ротора колеблется отно-

сительно потокосцепления статора, то есть может как отставать от него, так и опережать. Характер этих колебаний определяют различные факторы, влияние которых требует исследования с помощью математической модели. Так как активные и реактивные сопротивления ротора в короткозамкнутом двигателе недоступны для изменения, то при исследовании во внимание следует принимать только внешние факторы, такие как момент инерции электропривода, момент нагрузки, момент и последовательность подключения фаз питающей сети. Как отмечается во многих источниках [1,8,10], именно эти факторы оказывают наибольшее влияние на характер переходных процессов при пуске АД.

Как известно из теории электрических машин, в установившемся режиме вектор потокосцепления ротора вращается синхронно с вектором потокосцепления статора. При этом вектор потокосцепления ротора вращается относительно самого ротора с угловой скоростью, определяемой скольжением. При пуске вектора потокосцеплений вращаются с разной скоростью, что связано с электромагнитными переходными процессами в цепи ротора (с наличием индуктивности рассеяния обмотки ротора). Вместе с тем и скорость вращения вектора потокосцепления ротора относительно самого ротора значительно выше, чем в номинальном установившемся режиме, так как скольжение при пуске значительно больше. На рис. 1.15 приведены графики изменения углов поворота векторов потокосцеплений статора и ротора, а так же угла поворота самого ротора, полученные в результате моделирования.

Как было показано выше, именно отставание вектора потокосцепления ротора относительно вектора потокосцепления статора на угол свыше 180° и вызывает появление отрицательных пиков момента. На скорость вращения вектора потокосцепления ротора оказывают влияние как электрические факторы (активное и реактивное сопротивление обмотки ротора), так и механические (момент инерции ротора и момент нагрузки).

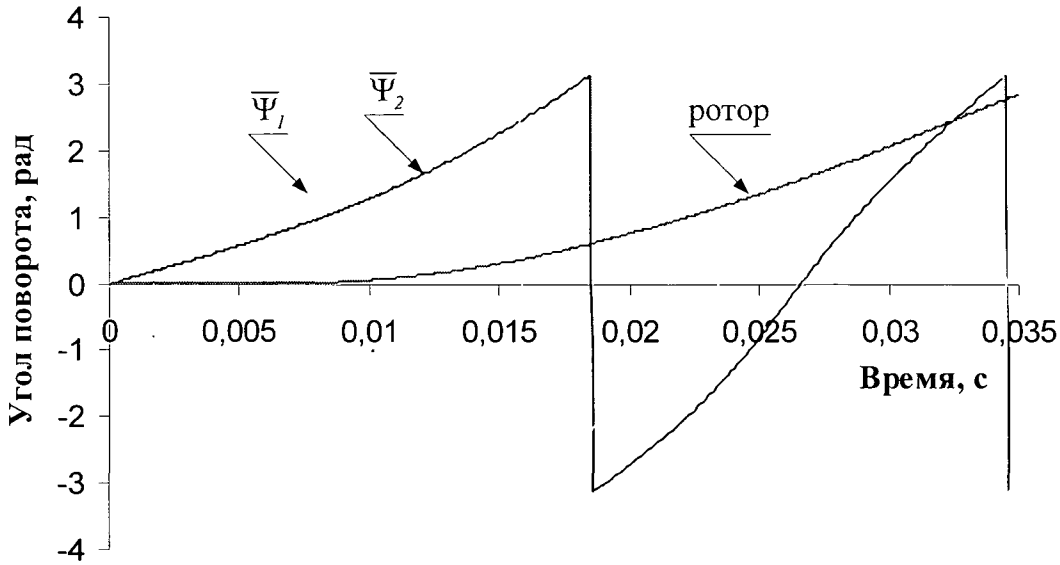


Рис. 1.15. Графики изменения положения векторов потокосцепления статора и ротора и угла поворота ротора при пуске

Для исследования влияния механических факторов, с помощью математической модели произведем расчеты переходных процессов пуска АД с различными значениями момента инерции и момента нагрузки. На рис. 1.16 – 1.18 приведены графики изменения угловой скорости, электромагнитного момента угла между векторами потокосцеплений статора и ротора при трех значениях статического момента нагрузки: $M_C = 0$, $M_C = 0.5M_H$ (13 Нм) и $M_C = M_H$ (26 Нм) при прямом пуске АД. Момент инерции во всех случаях равен $J_\Sigma = 0.013$ кг·м^2. Электромагнитный момент при пуске имеет две составляющие: принужденную (установившуюся) и свободную. Именно свободная составляющая момента имеет колебательный характер, и если величина отрицательного пика свободной составляющей получается больше величины принужденной составляющей, то в этом случае момент становится отрицательным. При анализе графика на рис. 1.17 видно, что характер изменения свободной составляющей момента и ее амплитуда при увеличении статической нагрузки не изменяется. Изменения момента связаны только с увеличением принужденной составляющей.

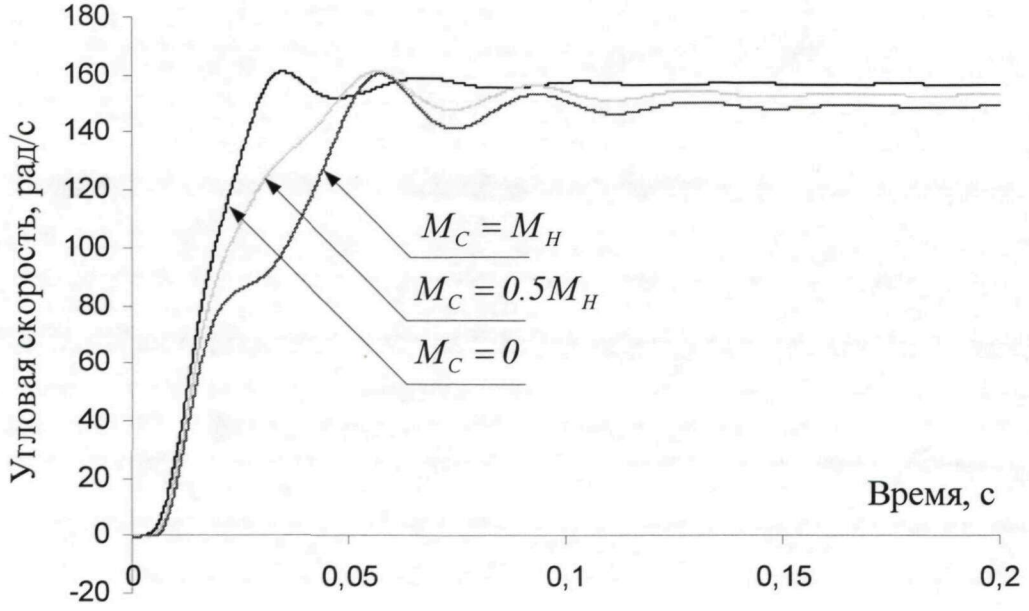


Рис. 1.16. Графики изменения угловой скорости двигателя при различных значениях момента статической нагрузки

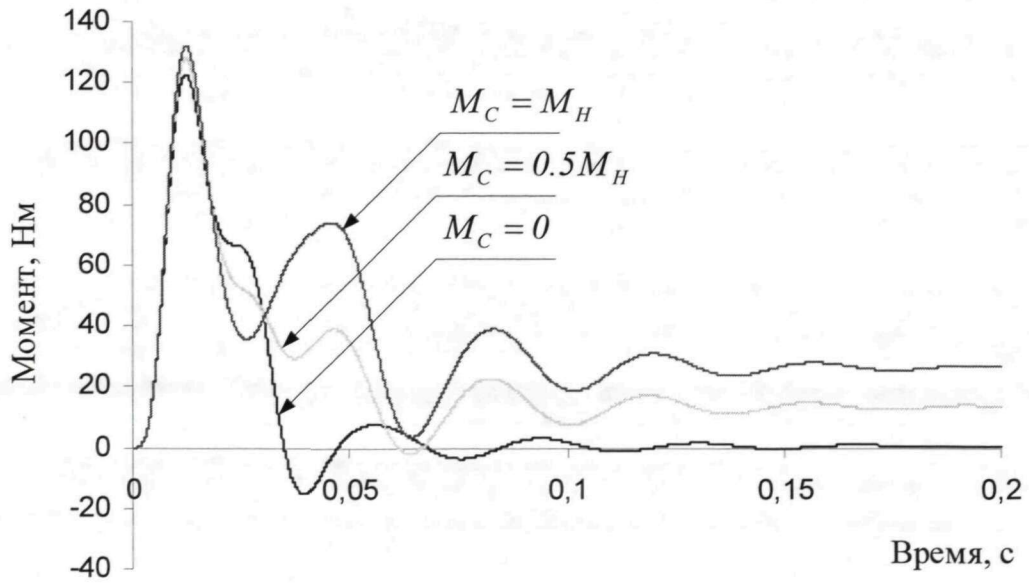


Рис. 1.17. Графики изменения электромагнитного момента двигателя при различных значениях момента статической нагрузки

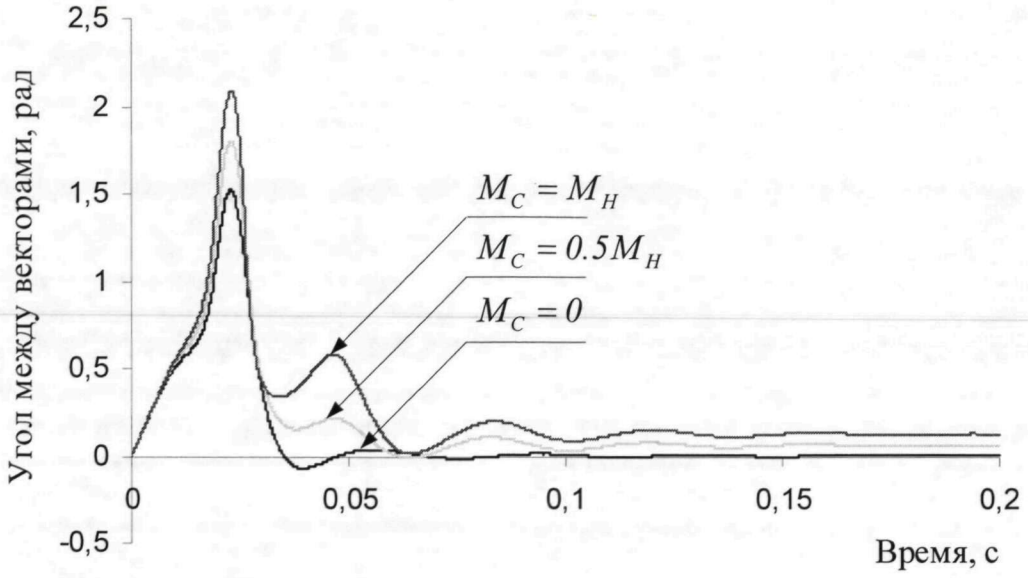


Рис. 1.18. Графики изменения угла между векторами потокосцеплений при различных значениях момента статической нагрузки

Это подтверждает и график изменения угла между векторами потокосцеплений статора и ротора, из которого видно, что амплитуда, частота и коэффициент затухания свободных колебаний вектора потокосцепления ротора относительно потокосцепления статора не зависят от момента статической нагрузки. Кроме того, увеличение принужденной составляющей момента приводит к тому, что исчезают отрицательные пики момента, то есть снижаются ударные нагрузки на механизмы и передачи. Таким образом, применение векторно-импульсного способа пуска, предполагающего использование в основном свободных составляющих момента, при увеличении статического момента нагрузки будет неэффективно и приведет к снижению среднего пускового момента, по крайней мере, по сравнению с прямым пуском.

На рис. 1.19 – 1.21 приведены графики изменения угловой скорости, электромагнитного момента угла между векторами потокосцеплений статора и ротора при трех значениях приведенного момента инерции: 0.013, 0.065 и 0.13 кг·м^2 при прямом пуске АД. Момент статической нагрузки во всех случаях $M_C = 0$.

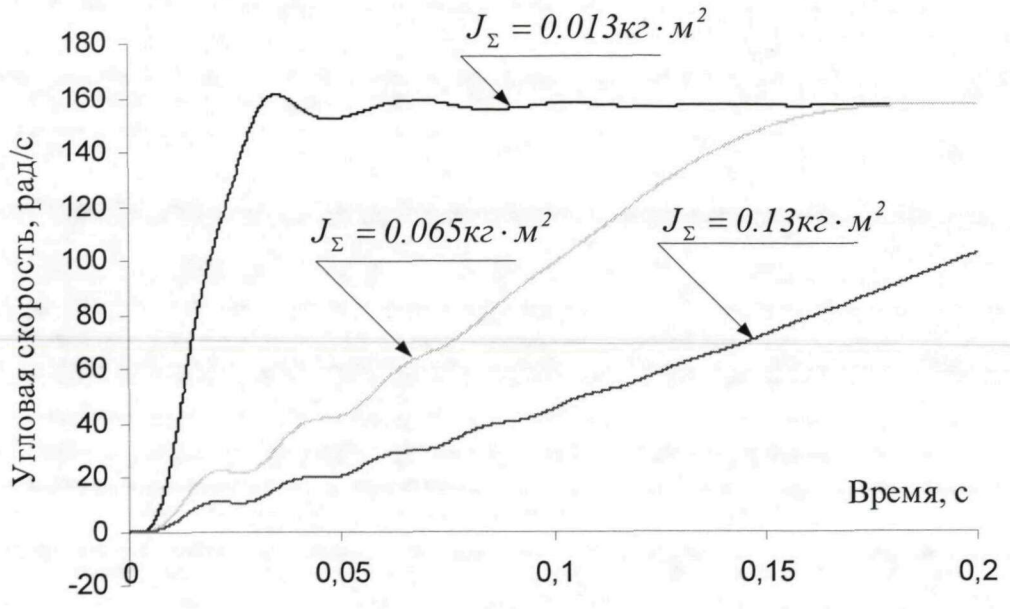


Рис. 1.19. Графики изменения угловой скорости двигателя при различных значениях момента инерции

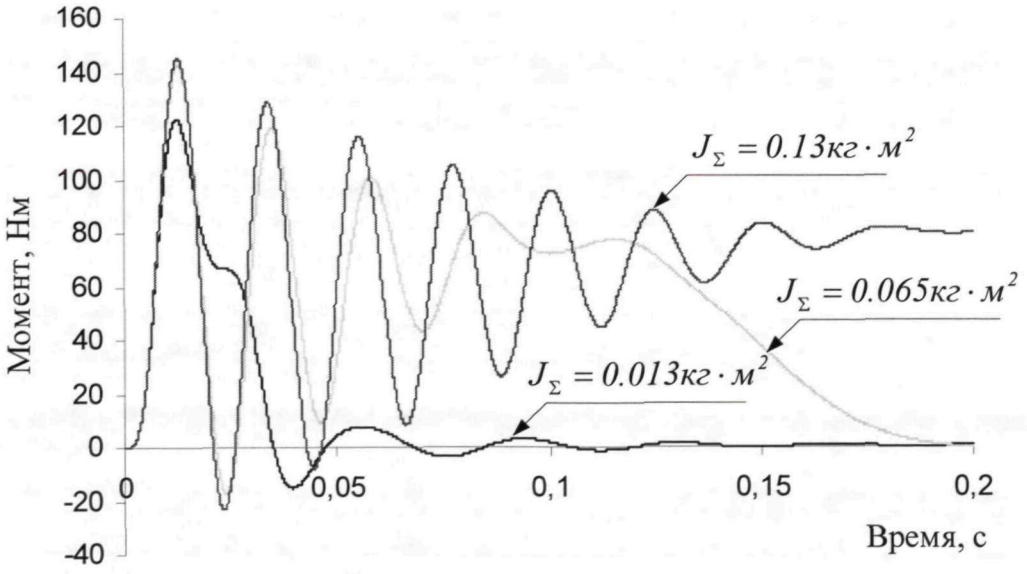


Рис. 1.20. Графики изменения электромагнитного момента двигателя при различных значениях момента инерции

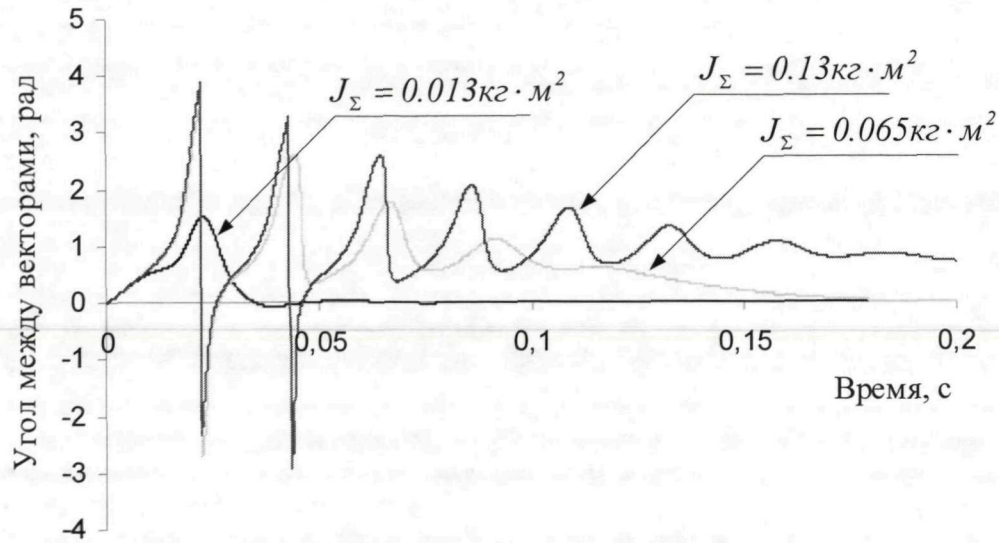


Рис. 1.21. Графики изменения угла между векторами потокосцеплений при различных значениях момента инерции

Как видно из графика на рис. 1.20, увеличение момента инерции приводит к уменьшению коэффициента затухания свободной составляющей момента. Амплитуда первого пика момента при этом не изменяется. В результате увеличивается колебательность электромагнитного момента и возрастает количество отрицательных пиков. Связано это, в первую очередь, с изменением темпа разгона двигателя. Так как скорость вращения вектора потокосцепления ротора зависит от скорости вращения самого ротора, то при увеличении момента инерции вектор потокосцепления ротора вращается значительно медленнее, чем вектор потокосцепления статора, скорость которого не зависит от момента инерции. Если рассмотреть график изменения положения векторов потокосцеплений статора и ротора при пуске с $J_\Sigma = 0.013$ кг·м^2 (рис. 1.22), то видно, что во время первых двух оборотов вектора потокосцепления статора вектор потокосцепления ротора не вращается, а совершает колебания (в течение времени Тк). То есть при пуске он начинает вращение вслед за вектором потокосцепления статора, достигает угла φ_{r1} (в этот момент вектор потокосцепления статора обгоняет вектор потокосцепления

ротора на 180°), а затем начинает вращаться в противоположную сторону - до угла φ_{r2} (в этот момент положения векторов потокосцепления статора и ротора совпадают), и далее ситуация повторяется.

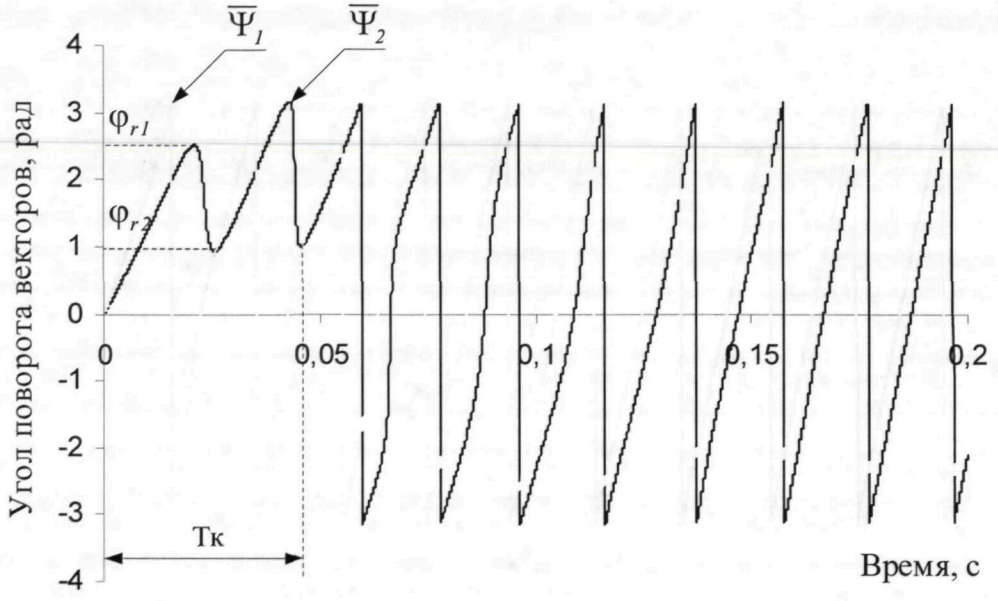


Рис. 1.22. Графики изменения углов поворота векторов потокосцеплений статора и ротора при $J_{\Sigma} = 0.013$ кг·м^2

В этом случае отключение цепи статора на время, в течение которого вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора более чем на 180° и до момента совпадения этих векторов приведет, к исключению отрицательных пиков момента, то есть к увеличению среднего пускового момента и уменьшению ударных нагрузок на механизмы и передачи. Таким образом, можно сделать вывод, что применение векторно-импульсного способа пуска может быть целесообразно для асинхронных электроприводов с большим моментом инерции и низким значением пускового момента, близким к моменту холостого хода. К таким механизмам относятся крупные центробежные и осевые вентиляторы и компрессоры с безредукторным приводом. Но в любом случае применение векторно-импульсного способа имеет смысл только на начальной стадии пуска, когда вектор пото-

косцепления статора совершает колебания вокруг оси (в течение времени Тк). После того как вектора потокосцеплений начинают вращаться синхронно, должен использоваться либо прямой пуск, либо, если требуется ограничение пускового тока или темпа разгона, пуск от регулятора напряжения.

При реализации векторно-импульсного управления наиболее сложной задачей является определение положения вектора потокосцепления ротора. Немного облегчает эту задачу тот факт, что определение положения вектора требуется только в те моменты времени, когда статор отключен от напряжения питающей сети, то есть $u_{1x} = 0$ и $u_{1y} = 0$. В этом случае, как показано на рис. 1.14 положения векторов потокосцеплений ротора и статора совпадают. Следовательно, положение вектора потокосцепления ротора определяется по той же методике, что и положение вектора потокосцепления статора (уравнения (1.10), (1.13)), однако напряжения $u_{1\alpha}$ и $u_{1\beta}$ следует вычислять по реальным значениям фазных напряжений двигателя (а не сети), которые необходимо измерять с помощью датчиков напряжения.

Выводы по главе

В результате исследований электромагнитных условий пуска АД, проведенных с помощью математической модели АД в векторной форме, можно сделать выводы:

1. Отрицательные значения электромагнитного момента асинхронного двигателя вызваны отставанием вектора потокосцепления ротора относительно вектора потокосцепления статора на угол свыше 180°, то есть электромагнитный момент положителен, если вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора ($\Delta\varphi_{12} > 0$). При этом максимальное значение момента (пропорциональное мнимой части векторного произведения $\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*$) будет достигаться, если вектор $\overline{\Psi}_1$ опережает вектор $\overline{\Psi}_2$ на 90° (то есть $\Delta\varphi_{12} = 90°$).

2. На угол поворота вектора потокосцепления статора влияют обобщенные вектора $\bar{u}_l$ и $\bar{i}_l$. Положения вектора потокосцепления и обобщенного вектора напряжения совпадает только в установившемся режиме. В начальный же момент времени, вследствие значительной величины пускового тока, положение вектора потокосцепления статора значительно отличается от положения обобщенного вектора напряжения. Для определения положения вектора потокосцепления статора при пуске необходимо использовать дифференциальные уравнения обобщенной машины. Наиболее просто величину угла поворота потокосцепления статора можно получить из уравнений, записанных в неподвижных осях α-β. Для корректного определения положения вектора потокосцепления статора при векторно-импульсном управлении в расчетах необходимо учитывать не мгновенные значения фазных напряжений двигателя, которые при отключении становятся равными нулю, а мгновенные значения фазных напряжений питающей сети.

3. При пуске вектор потокосцепления ротора вращается медленнее, чем вектор потокосцепления статора, что связано с электромагнитными переходными процессами в цепи ротора (с наличием индуктивности рассеяния обмотки ротора) и механической инерционностью ротора.

4. Характер изменения свободной составляющей момента и ее амплитуда при увеличении статической нагрузки не изменяется. Изменения момента связаны только с увеличением принужденной составляющей. Кроме того, увеличение принужденной составляющей момента приводит к тому, что исчезают отрицательные пики момента, то есть снижаются ударные нагрузки на механизмы и передачи. Таким образом, применение векторно-импульсного способа пуска, предполагающего использование в основном свободных составляющих момента, при увеличении статического момента нагрузки будет неэффективно и приведет к снижению среднего пускового момента, по крайней мере, по сравнению с прямым пуском.

5. Увеличение момента инерции приводит к уменьшению коэффициента затухания свободной составляющей момента. Амплитуда первого пика момен-

та при этом не изменяется. В результате увеличивается колебательность электромагнитного момента и возрастает количество отрицательных пиков. В этом случае отключение цепи статора на время, в течение которого вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора более чем на 180° и до момента совпадения этих векторов, приведет к исключению отрицательных пиков момента, то есть к увеличению среднего пускового момента и уменьшению ударных нагрузок на механизмы и передачи.

6. Применение векторно-импульсного способа пуска может быть целесообразно для асинхронных электроприводов с большим моментом инерции и низким значением пускового момента, близким к моменту холостого хода. К таким механизмам относятся крупные центробежные и осевые вентиляторы и компрессоры с безредукторным приводом. Но в любом случае применение векторно-импульсного способа имеет смысл только на начальной стадии пуска, когда вектор потокосцепления статора совершает колебания вокруг оси. После того как вектора потокосцеплений начинают вращаться синхронно, должен использоваться либо прямой пуск, либо, если требуется ограничение пускового тока или темпа разгона, пуск от регулятора напряжения.

7. При реализации векторно-импульсного управления определение положения вектора потокосцепления ротора требуется только в те моменты времени, когда статор отключен от напряжения питающей сети. В этом случае положение векторов потокосцеплений ротора и статора совпадает. Следовательно, положение вектора потокосцепления ротора определяется по той же методике, что и положение вектора потокосцепления статора, однако напряжения $u_{1\alpha}$ и $u_{1\beta}$ следует вычислять по реальным значениям фазных напряжений двигателя (а не сети), которые необходимо измерять с помощью датчиков напряжения.

2. РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПОВ И АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННЫМ ПУСКОМ

Анализ электромагнитных условий пуска АД показал, что векторно-импульсный способ будет эффективен лишь на начальном этапе пуска. Затем, вследствие уменьшения амплитуды свободных составляющих момента (которые и формируют электромагнитный момент при векторно-импульсном способе), среднее значение момента будет значительно уменьшаться по сравнению с прямым пуском. Следовательно, на этом этапе система управления должна автоматически переходить либо на прямой пуск, если это позволяет питающая сеть, либо на пуск с регулируемым напряжением на статоре, если требуется ограничение тока. Все задачи управления удобнее всего решать в функции положения векторов потокосцеплений статора и ротора, так как и векторно-импульсный алгоритм, и переход на прямой пуск зависят от угла между этими векторами. Вследствие особенностей алгоритма пуска, определение положений векторов потокосцеплений не представляет большой сложности и требует измерения небольшого количества величин: начальной фазы напряжения питающей сети (момент перехода фазы «А» через ноль), мгновенных значений 3-х фазных напряжений и мгновенных значений 2-х фазных токов. Кроме того, необходимо знать активное сопротивление фазы обмотки статора, которое можно легко найти в справочной литературе либо измерить непосредственно на двигателе.

Таким образом, дальнейшими задачами являются разработка принципов реализации системы управления комбинированным пуском, функциональной схемы этой системы и алгоритмов работы отдельных ее блоков.

2.1. Разработка функциональной схемы системы управления

В соответствии с принципами работы, сформулированными выше, упрощенная функциональная схема системы управления должна иметь вид, показанный на рис. 2.1.

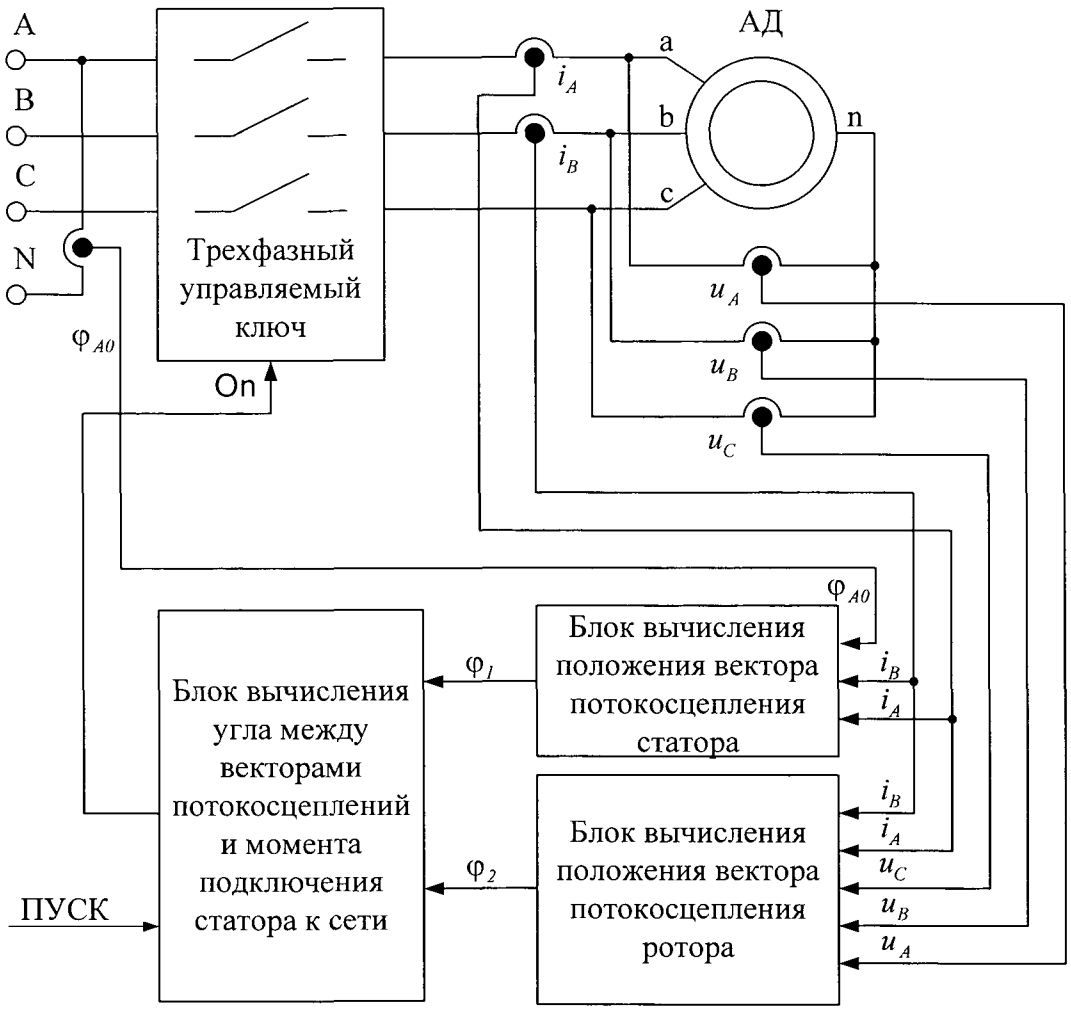


Рис. 2.1. Функциональная схема системы управления комбинированным пуском АД

Работу системы управления можно упрощенно описать следующей последовательностью: после подачи сигнала «ПУСК» система дожидается момента перехода фазы «А» через ноль для синхронизации с питающей сетью, затем производится подключение статора АД к сети через трехфазный управляемый ключ. При этом создается положительный электромагнитный момент и начинается разгон двигателя. Для исключения отрицательных пиков электромагнитного момента вычисляются положения векторов потокосцеплений статора и ротора по измеренным мгновенным значениям фазных напряжений и токов. Отключение статора от сети производится тогда, когда угол между векторами потокосцеплений $\Delta\varphi_{12}$ становится больше 180°. Затем система управления ждет, пока вектор потокосцепления статора совершит полный

оборот вокруг вектора потокосцепления ротора, и в момент их совпадения снова подключает статор двигателя к сети. Таким образом, процесс циклически повторяется, за счет чего электромагнитный момент двигателя формируется только из положительных пиков свободной составляющей момента. Кроме того, переход к прямому пуску (вопросы ограничения тока в данной функциональной схеме пока не затрагиваются) осуществляется автоматически, так как, если угол $\Delta\varphi_{12}$ остается в пределах от 0 до 180°, статор двигателя остается подключенным к сети.

Для исследования особенностей управления пуском АД по предложенному принципу была разработана математическая модель системы управления в среде Matlab, в программе структурного моделирования Simulink. Структурная схема модели приведена на рис. 2.2.

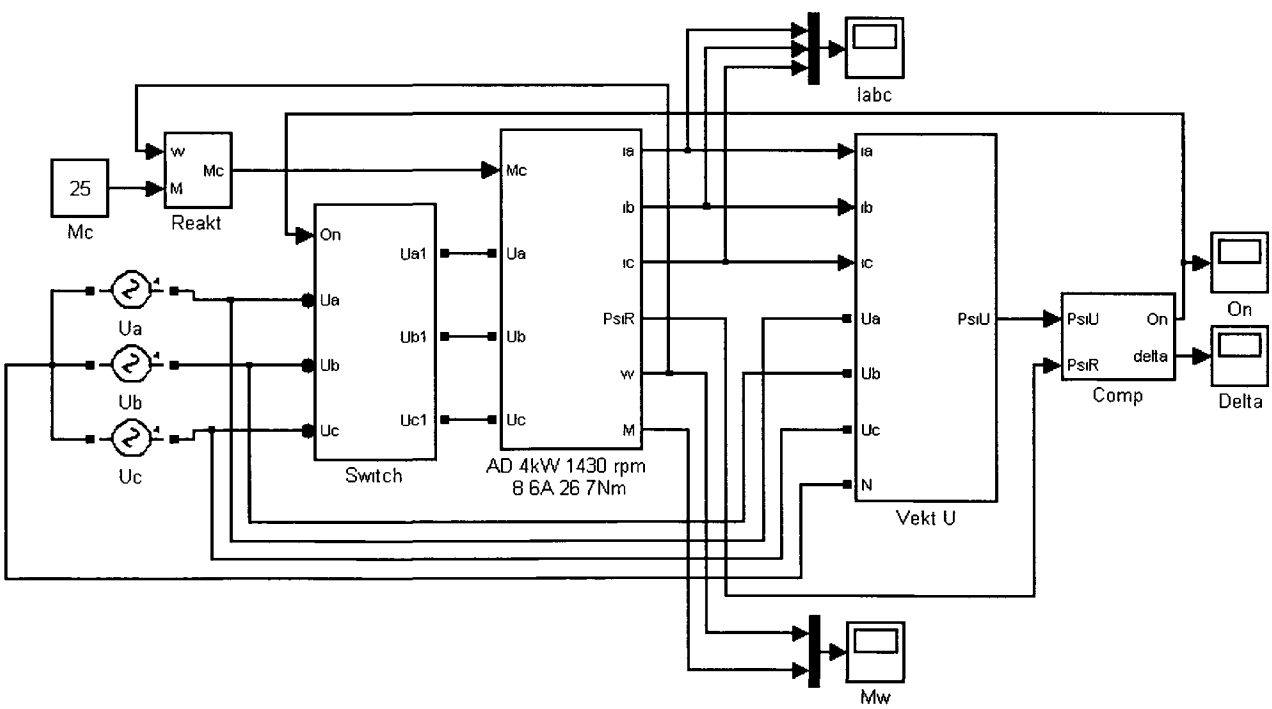


Рис. 2.2. Модель системы управления пуском АД в среде Matlab

В блоке «AD» реализована модель асинхронного двигателя, описанная в предыдущей главе. Входными сигналами для блока являются: «Mc» - статический момент нагрузки; «Ua», «Ub», «Uc»– мгновенные значения фазных

напряжений. Выходные сигналы: «ia», «ib», «ic» – мгновенные значения фазных токов статора; «PsiR» - угол поворота вектора потокосцепления ротора; «w» - угловая скорость вращения, «M» - электромагнитный момент двигателя. Блок «React» изменяет знак статического момента нагрузки при изменении знака скорости, то есть формирует статическую механическую характеристику реактивной нагрузки.

Блок «Vect U» предназначен для вычисления угла поворота обобщенного вектора напряжения статора и построен на основе системы уравнений (1.13). Входными сигналами для блока являются: «Ua», «Ub», «Uc» – мгновенные значения фазных напряжений; «ia», «ib», «ic» – мгновенные значения фазных токов. Выходным сигналом – угол поворота обобщенного вектора напряжения (вектора потокосцепления статора) – «PsiU». В блоке «Comp» происходит вычисление угла между векторами потокосцеплений ротора и статора – «delta» и формирование сигнала управления «On» трехфазным ключом – «Switch». Вычисление угла происходит по алгоритму, представленному на рис. 2.3.

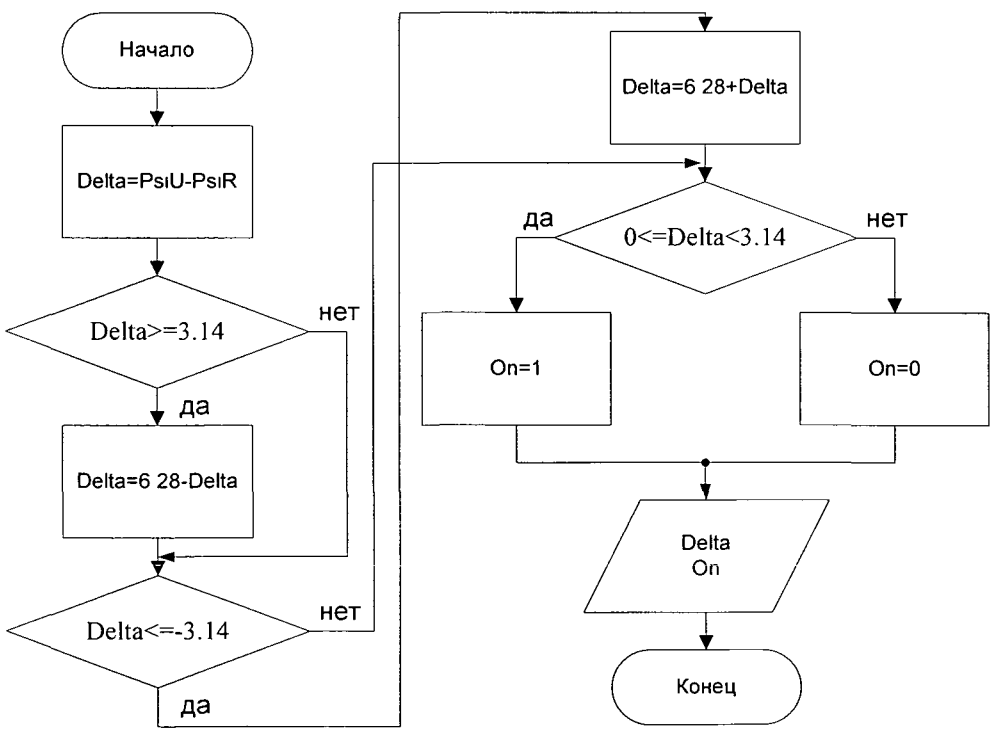


Рис. 2.3. Алгоритм вычисления угла между векторами потокосцеплений ротора и статора

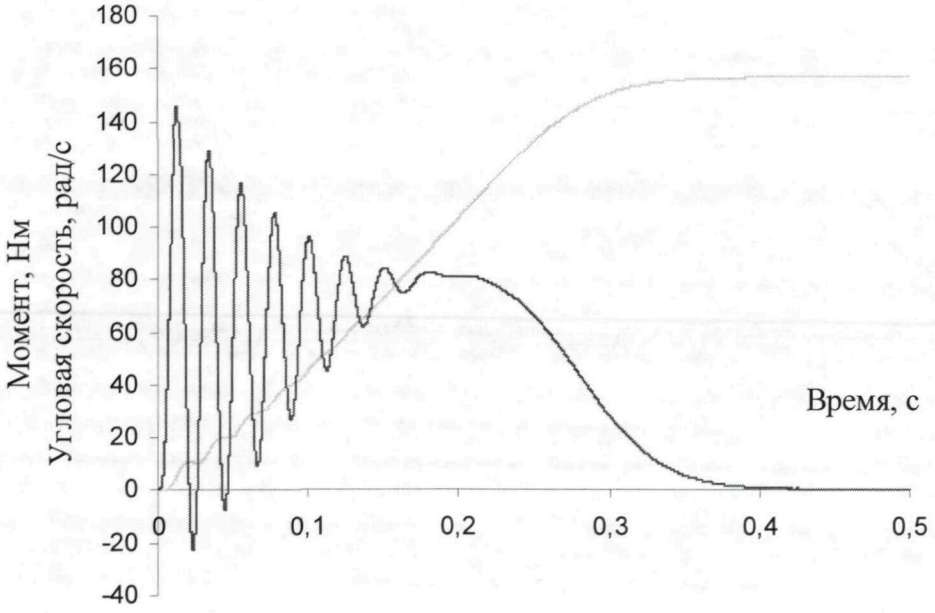
2.2. Моделирование работы системы управления

Основными задачами применения комбинированного пуска АД являются снижение колебаний электромагнитного момента (за счет исключения отрицательных пиков) и уменьшение пусковых токов. Для оценки влияния предложенной системы управления на эти параметры необходимо провести моделирование пуска АД при следующих условиях:

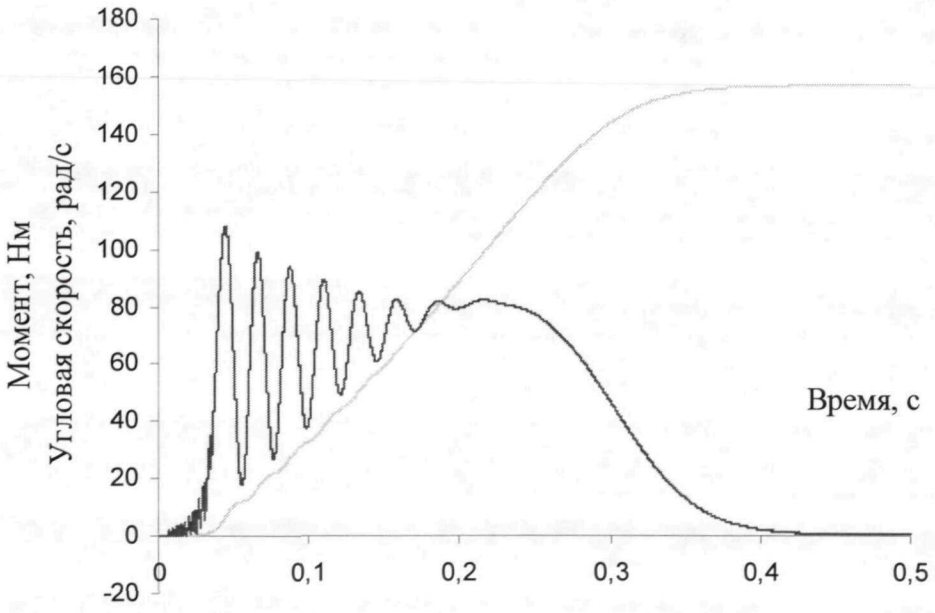
- комбинированный пуск при статическом моменте нагрузки $M_C = 0$ и моменте инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2;
- комбинированный пуск при статическом моменте нагрузки $M_C = M_H$ и моменте инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2.

Данные условия выбраны исходя из наиболее целесообразной области применения векторно-импульсного способа пуска определенной в предыдущей главе: для асинхронных электроприводов с большим моментом инерции и низким значением пускового момента, близким к моменту холостого хода. Моделирование комбинированного пуска при номинальном моменте нагрузки позволит проверить принципиальную возможность осуществления пуска в таком режиме, так как, предположительно, применение векторно-импульсного способа пуска при увеличении статического момента нагрузки будет неэффективно и приведет к снижению среднего пускового момента. Для сравнения необходимо произвести моделирование прямого пуска АД при тех же условиях.

Модель системы управления комбинированным пуском, представленная на рис. 2.2, не содержит управляющих элементов, позволяющих контролировать и ограничивать пусковые токи АД. После отработки алгоритма векторно-импульсного управления система автоматически переходит к прямому пуску. На рис. 2.4 приведены графики изменения угловой скорости и момента при прямом и комбинированном пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = 0$. На рис. 2.5 – графики изменения фазных токов статора АД при прямом и комбинированном пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = 0$.

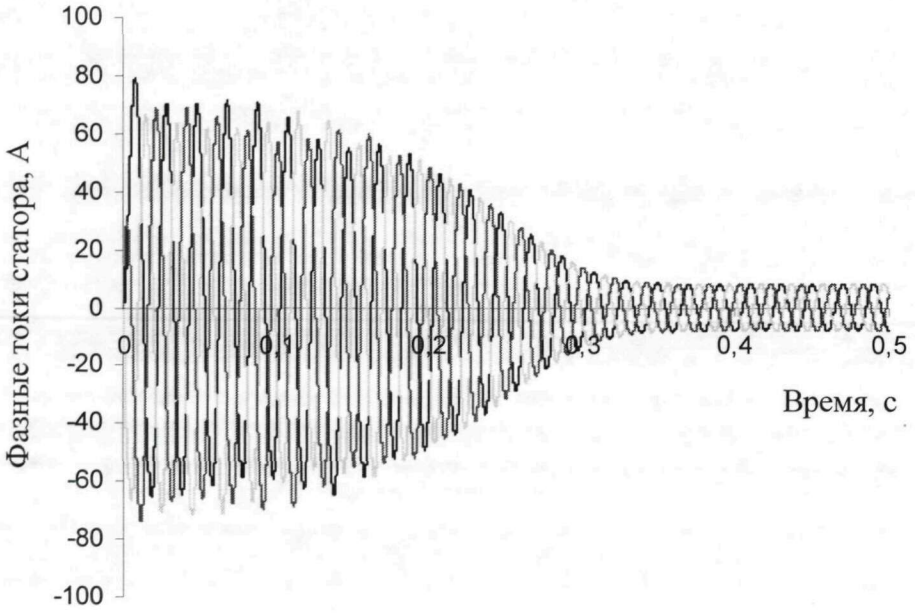


а

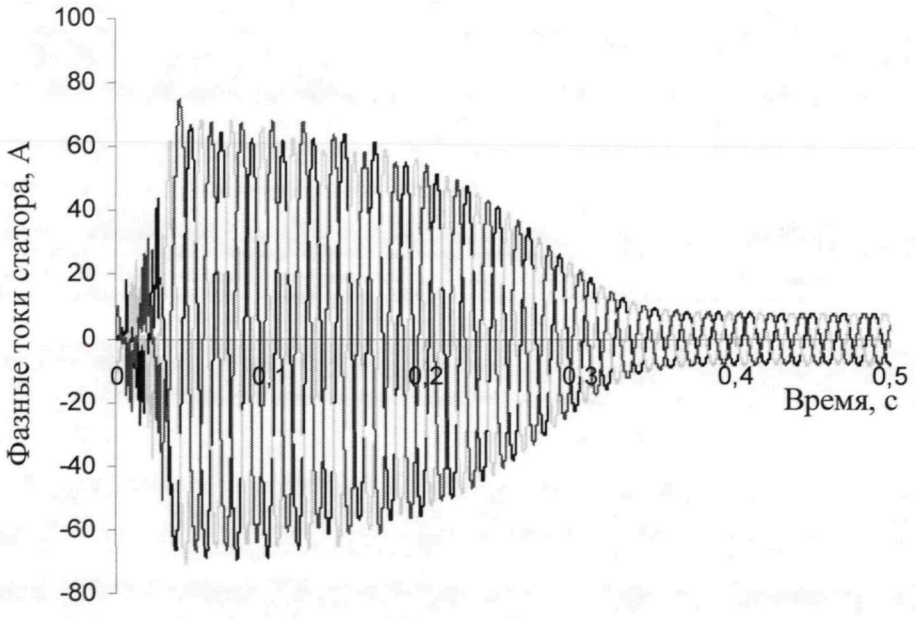


б

Рис. 2.4. Графики изменения угловой скорости и момента при прямом (а) и комбинированном (б) пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = 0$



а

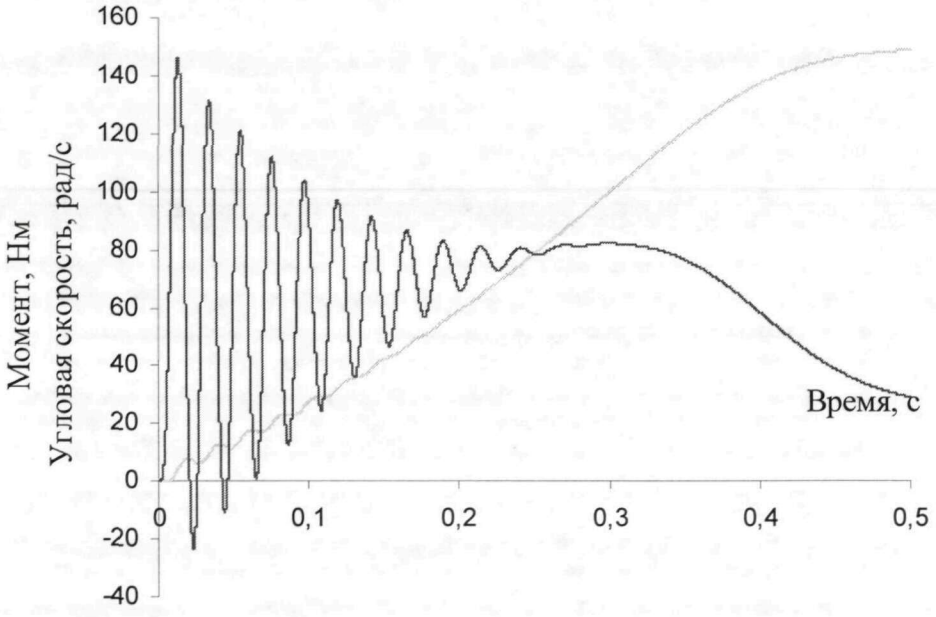


б

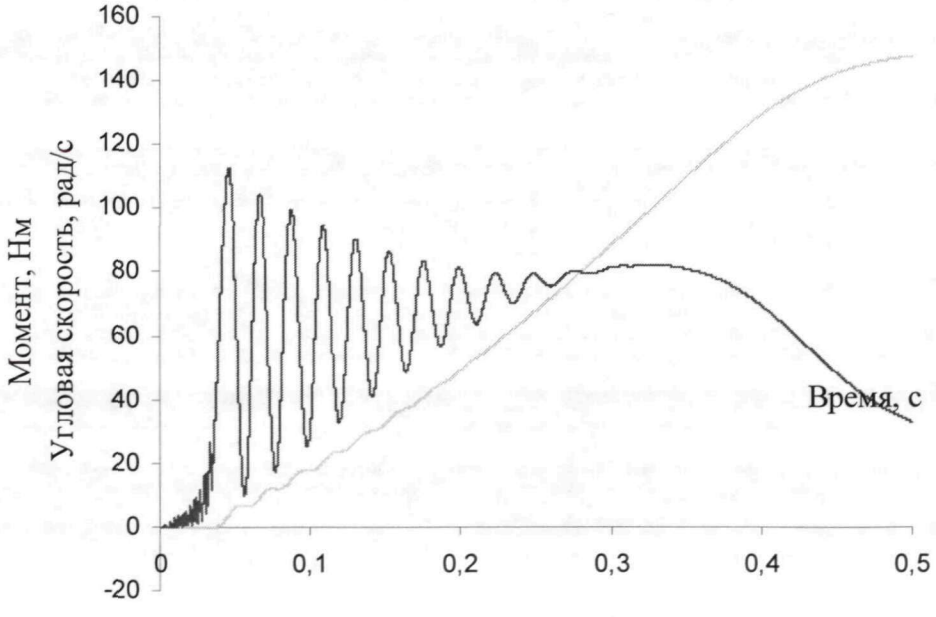
Рис. 2.5. Графики изменения фазных токов статора АД при прямом (а) и комбинированном (б) пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = 0$

На рис. 2.6 приведены графики изменения угловой скорости и момента при прямом и комбинированном пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = M_H$. На рис. 2.7 – графики изменения фазных токов статора АД при

прямом и комбинированном пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = M_H$.

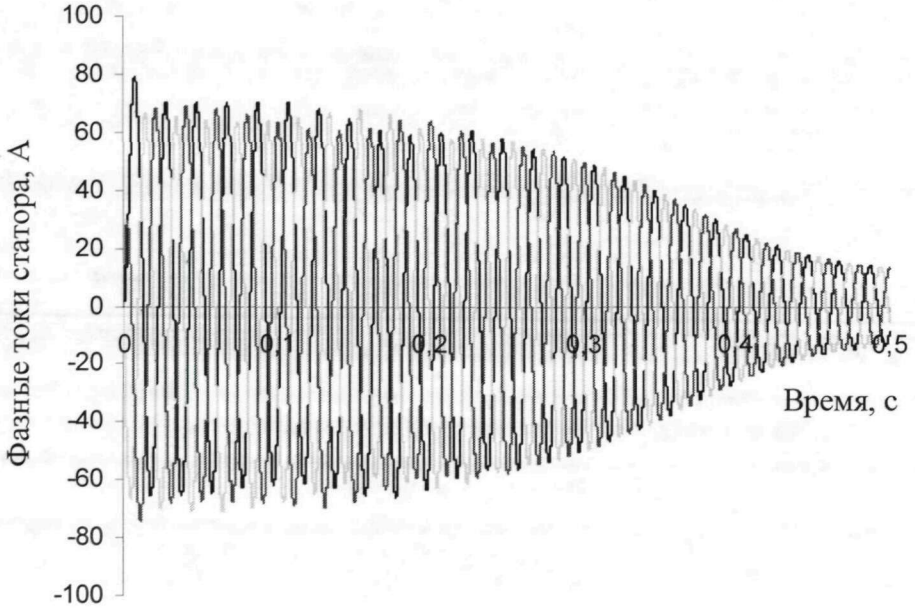


а

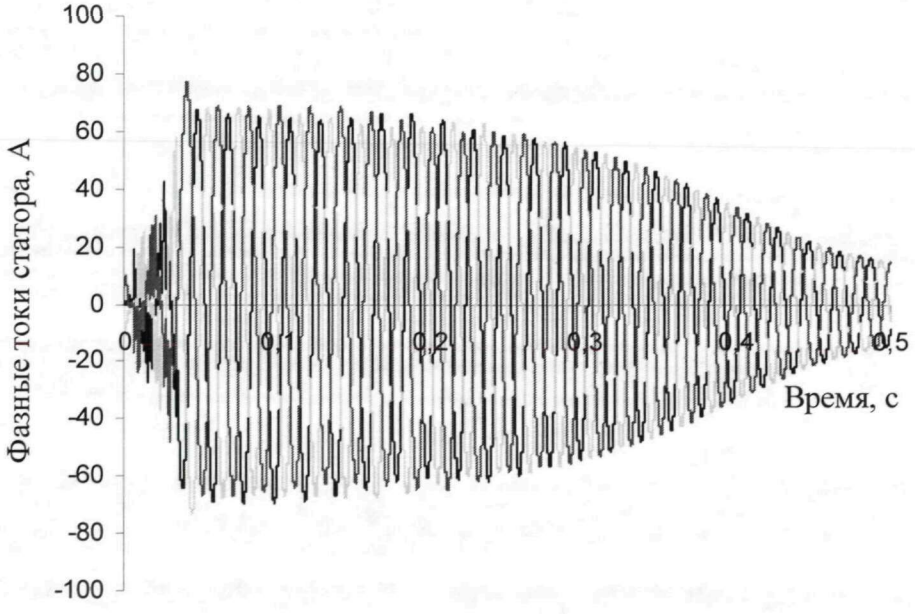


б

Рис. 2.6. Графики изменения угловой скорости и момента при прямом (а) и комбинированном (б) пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = M_H$



а



б

Рис. 2.7. Графики изменения фазных токов статора АД при прямом (а) и комбинированном (б) пуске со статическим моментом нагрузки $M_C = M_H$

Критериями сравнения результатов моделирования были выбраны: $t_{пуска}$ – время пуска (время разгона до скорости $0.95 \cdot \omega_H = 142$ рад/с); M_{max} - величина первого положительного пика момента; M_{1max} – амплитуда первого

колебания момента относительно среднего значения. Результаты сравнения выбранных критериев приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Сравнение результатов моделирования прямого и комбинированного пуска

Способ пуска		Прямой	Комбинированный	Отклонение, %
$M_c = 0$	$t_{пуска}$, с	0,36	0,38	5,5
	M_{max}, Нм	143	105	-27
	M_{1max}, Нм	73,5	39	-47
$M_c = M_н$	$t_{пуска}$, с	0,42	0,45	7,1
	M_{max}, Нм	145	110	-24
	M_{1max}, Нм	75,5	44,5	-41

Анализ результатов показывает, что при незначительном увеличении времени пуска (на 5.5% при пуске вхолостую и на 7.1% при пуске с номинальным моментом нагрузки), значительно уменьшаются как амплитуда первого пика момента (на 27% и 24%), так и амплитуда колебаний момента (на 47% и 41%). Небольшое увеличение времени пуска говорит о том, что среднее значение электромагнитного момента за время пуска уменьшается незначительно. В то же время уменьшение амплитуды колебаний момента благоприятно скажется на увеличении срока службы и сокращении количества поломок механизмов и передач.

Анализ графиков изменения фазных токов статора показывает, что комбинированный способ пуска не влияет на максимальные значения пусковых токов. Однако скорость нарастания тока при комбинированном пуске значительно снижается, что благоприятно скажется на питающей сети. Для сравнительной оценки потерь в двигателе при прямом и комбинированном пуске требуются дополнительные исследования.

Для анализа алгоритма работы системы управления необходимо более подробно рассмотреть осциллограммы управляющих сигналов на начальном этапе пуска, когда отрабатывается векторно-импульсный принцип управле-

ния. На рис. 2.8 приведены графики изменения углов поворота вектора потокосцеплений ротора $\overline{\Psi}_2$ и обобщенного вектора напряжения статора $\overline{U}_1$ (а), сигнала управления «On» трехфазным ключом и электромагнитного момента двигателя (б).

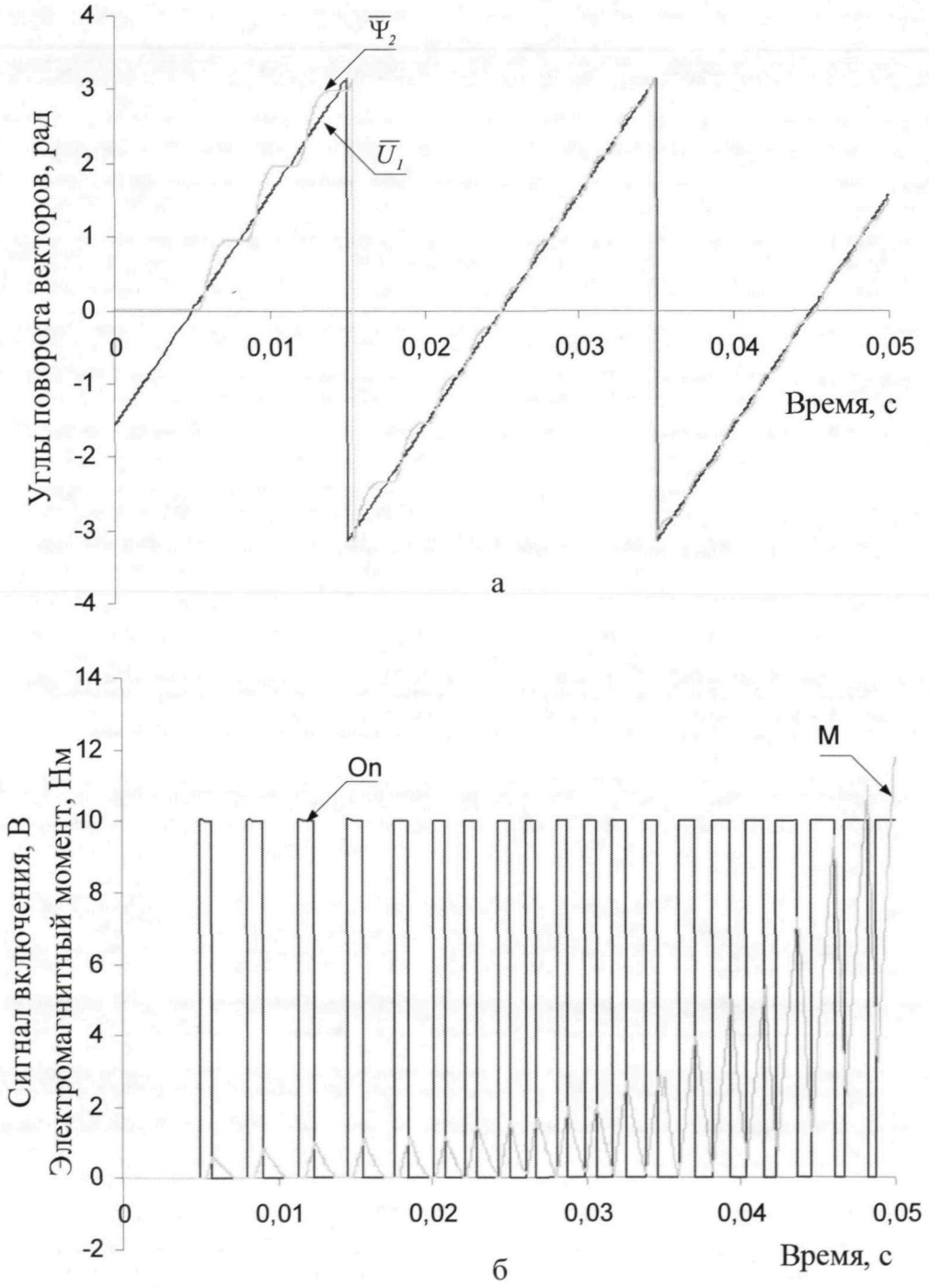


Рис. 2.8. Графики изменения углов поворота вектора потокосцепления ротора и обобщенного вектора напряжения статора (а), сигнала управления «On» и электромагнитного момента двигателя (б)

Данные графики соответствуют начальному этапу (время моделирования 0.05 с) пуска двигателя со статическим моментом нагрузки $M_C = 0$ (полностью процесс пуска показан на рис. 2.4 – 2.5). Как видно из графиков, подключение статора к сети происходит, если обобщенный вектор напряжения опережает вектор потокосцепления ротора, что полностью соответствует принципу векторно-импульсного управления. Если проанализировать график изменения угла между векторами, приведенный на рис. 2.9, то видно, что в результате векторно-импульсного управления угол изменяется в значительно меньших пределах.

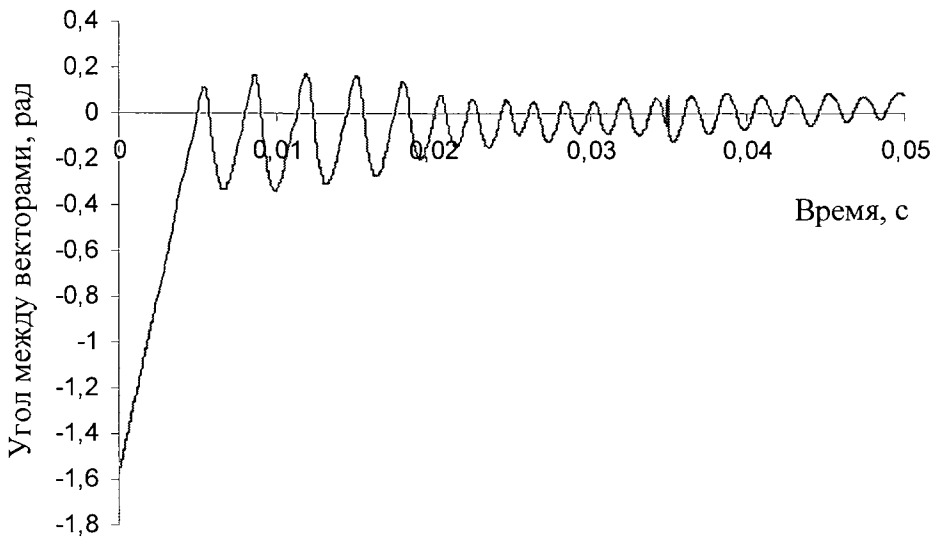


Рис. 2.9. Угол между обобщенным вектором напряжения статора и вектором потокосцепления ротора

Изменение положения вектора потокосцепления ротора обусловлены не только механической инерцией, но и электромагнитными переходными процессами, что обуславливает их колебательный характер. Причем частота этих колебаний значительно выше, чем частота питающей сети. За счет этого появляется возможность многократного подключения статора к сети за один период оборота обобщенного вектора напряжения и амплитуда колебаний электромагнитного момента уменьшается. Частота и длительность импульсов

управления не является постоянной, что можно отнести к недостаткам реализации векторно-импульсного принципа управления, так как это приводит к ухудшению гармонического состава пусковых токов и снижению коэффициента мощности при пуске.

Таким образом, предложенный принцип построения системы управления комбинированным пуском и функциональная схема системы являются полностью работоспособными. В результате работы системы значительно уменьшается амплитуда колебаний электромагнитного момента и полностью исключаются отрицательные пики момента. Причем система обеспечивает пуск двигателя как вхолостую, так и при номинальном моменте нагрузки. Основным недостатком системы является невозможность ограничения величины пусковых токов и регулирования темпа разгона двигателя.

2.3. Система управления с ограничением пусковых токов

Задача ограничения пусковых токов двигателя при комбинированном пуске может быть решена достаточно просто, так как алгоритм реализации этого способа предполагает использование полностью управляемого трехфазного силового ключа, позволяющего отключить статор двигателя от сети в любой момент времени при превышении заданной величины тока. Наиболее приемлемым вариантом будет ограничение тока силового ключа в каждом такте, когда подключение статора к сети будет происходить по такому же алгоритму, как и в предыдущей системе, а отключение – при превышении заданной величины фазного тока. Условия для возникновения положительного момента при векторно-импульсном пуске создаются в течение достаточно продолжительного времени. Если подключить статор к сети на весь этот временной промежуток, токи статора значительно превысят номинальные значения. С другой стороны, однократное подключение статора к сети до срабатывания токового ограничения будет очень кратковременным, что приведет к значительному уменьшению среднего электромагнитного момента при пуске.

Для того чтобы повысить среднее значение момента при одновременном ограничении тока статора, необходимо обеспечить импульсное подключение статора с ограничением тока в каждом такте. Наиболее широко используемым алгоритмом импульсного включения является алгоритм широтно-импульсной модуляции. Он обеспечивает хорошие энергетические характеристики и гармонический состав коммутируемых токов статора. Применительно к разрабатываемому устройству ограничение ширины импульсов должно производиться сигналом достижения максимально допустимой величины тока. Структурная схема, реализующая один из возможных вариантов блока широтно-импульсной модуляции с ограничением тока статора, приведена на рис. 2.10. В блоке используются мгновенные значения токов статора i_a, i_b. Так как синхронный двигатель представляет собой симметричную трехфазную нагрузку, соединенную звездой, величина тока i_c вычисляется по первому закону Кирхгофа. Сигналы фазных токов проходят через блоки выделения модуля (1, 2, 3) и поступают на компараторы (4, 5, 6) где сравниваются с максимально допустимым значением тока i_{max}. Если величина одного из токов превышает максимально допустимую, выдается сигнал «сброс ШИМ». Для реализации ШИМ используется задающий генератор, работа которого разрешается сигналом «On», который формируется в блоке определения момента подключения статора двигателя к сети. Коэффициент заполнения импульсов задающего генератора выбирается близким к 1, для того чтобы обеспечить максимально возможную ширину импульсов при наличии разрешающего сигнала «On» и фазных токах статора, не превышающих величину i_{max}. Это обеспечит максимальное совпадение характеристик системы управления с ограничением пусковых токов с характеристиками системы, описанной выше.

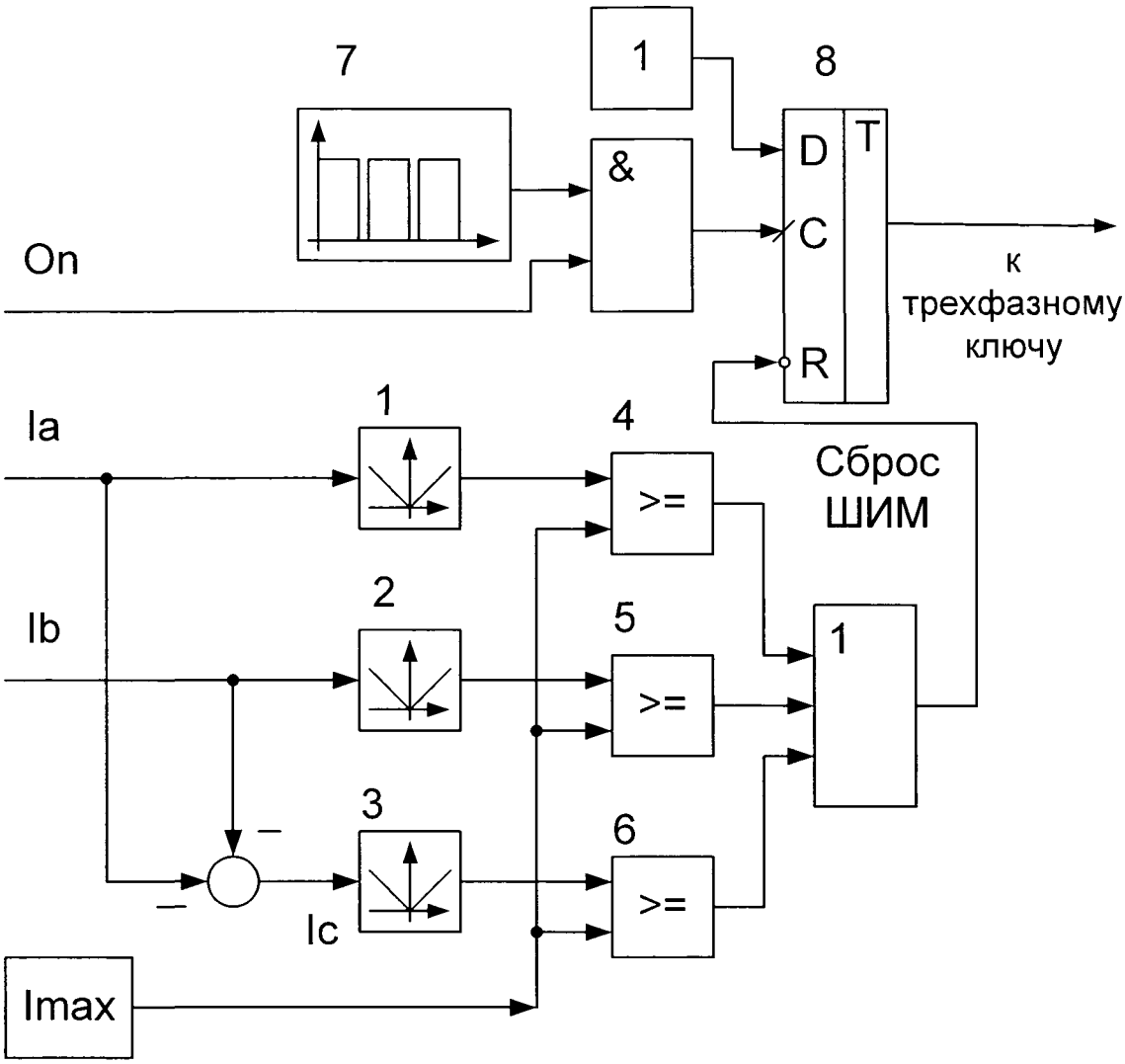


Рис. 2.10. Структурная схема блока ШИМ с управлением по току статора

Каждый импульс задающего генератора записывает в триггер (8) логическую «1». Сброс триггера производится сигналом «сброс ШИМ», поступающим с выхода блока ограничения тока. Таким образом, в течение всего промежутка времени, когда создаются условия для возникновения положительного электромагнитного момента, статор двигателя подключается к сети в режиме широтно-импульсной модуляции с ограничением тока в каждом такте. Подобный алгоритм обеспечивает максимальное среднее значение электромагнитного момента при регулируемом ограничении тока.

Следует отметить, что ограничение тока статора требуется в основном на этапе, когда отработка векторно-импульсного алгоритма уже закончена и система переходит к прямому пуску АД. В этом режиме ограничение тока

осуществляется за счет непрерывной модуляции ключа, то есть происходит регулирование напряжения на статоре, но используется не фазовый способ управления (как в традиционных тиристорных устройствах плавного пуска – рис. 2.11, а), а широтно-импульсный (рис. 2.11, б).

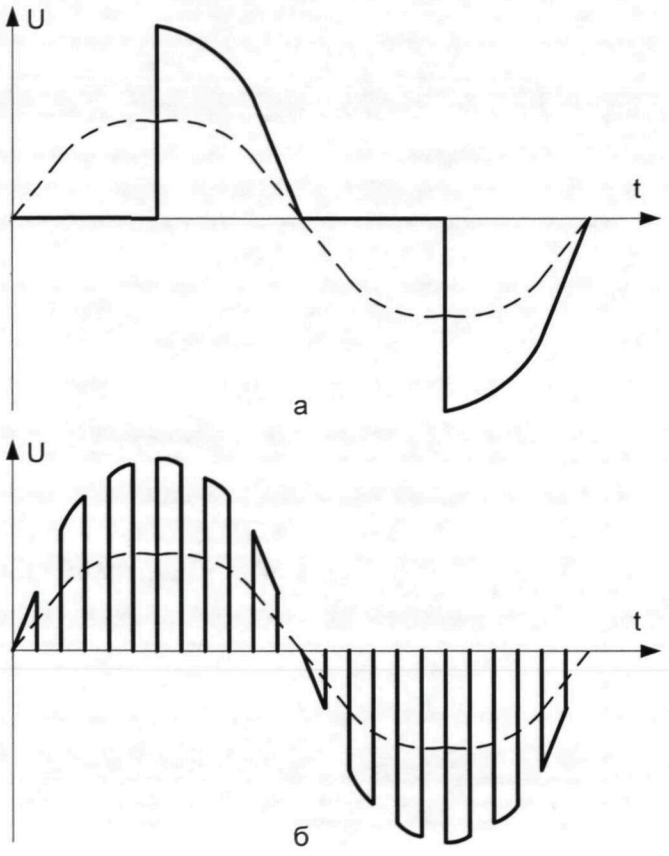


Рис. 2.11. Регулирование напряжения фазовым способом (а) и широтно-импульсным (б)

Подобный способ управления ключами улучшает гармонический состав токов и уменьшает потери в двигателе. Кроме того, применение высокочастотной импульсной модуляции обеспечивает высокую точность ограничения тока статора, так как отключение статора от сети происходит строго в момент превышения током заданного значения. В отличие от фазового управления, где отключение происходит только при естественной коммутации тиристоров.

На рис. 2.12 приведены графики изменения угловой скорости и электромагнитного момента двигателя при комбинированном пуске с ограниче-

нием тока. Моделирование процесса пуска производилось при статическом моменте нагрузки $M_C = 0$ и моменте инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2. Амплитуда фазных токов не превышает 30 А (рис. 2.13), то есть кратность пускового тока равна 2,5.

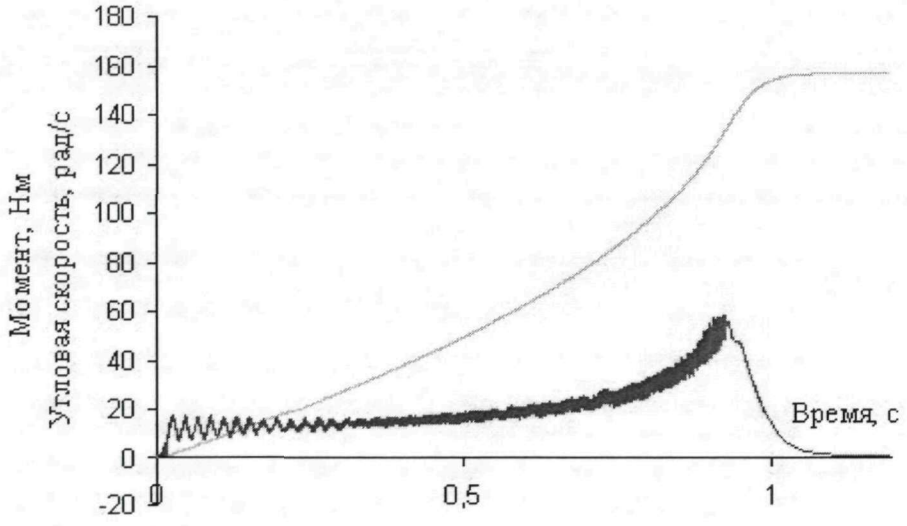


Рис. 2.12. Графики изменения угловой скорости и момента при комбинированном пуске с ограничением пускового тока

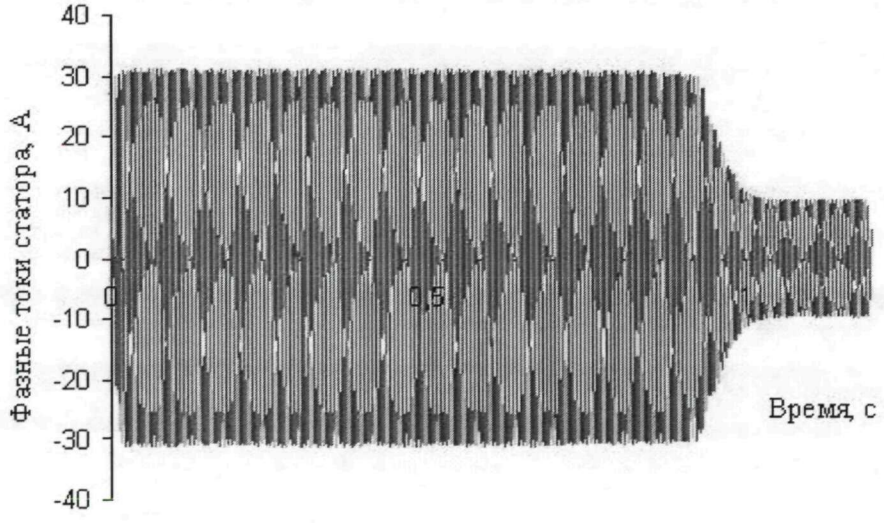


Рис. 2.13. Графики изменения фазных токов статора при комбинированном пуске с ограничением пускового тока

Как видно из графика изменения фазных токов на рис. 2.13, работу устройства комбинированного пуска отличает точное ограничение величины пускового тока на заданном уровне, связанное с наличием полностью управляемого силового ключа, работающего по принципу широтно-импульсной модуляции с ограничением тока в каждом такте. Основным показателем, по которому необходимо оценивать работу устройства плавного пуска, является средний электромагнитный момент (пусковой момент), так как все известные устройства подобного типа (кроме преобразователей частоты) обладают низким значением пускового момента, что является наиболее существенным их недостатком. Из графика на рис. 2.12 видно, что величина электромагнитного момента меняется в процессе пуска. Среднюю величину электромагнитного момента двигателя можно приближенно оценить по времени пуска, рассчитав ее из основного уравнения движения электропривода (1.6) при известном значении приведенного момента инерции $J_{\Sigma} = 0.13$ кг·м^2. В таблице 2.2 приведены измеренное по результатам моделирования время пуска и рассчитанный средний электромагнитный момент (в относительных единицах) при различных кратностях пускового тока.

Таблица 2.2

Расчет среднего электромагнитного момента при пуске

Кратность пускового тока	Время пуска, с	Средний электромагнитный момент, о.е.
1,5	2,5	0,29
2	1,45	0,50
2,5	0,97	0,75
3	0,71	1,02
3,5	0,54	1,34
4	0,44	1,65
4,5	0,37	1,96

Зависимость среднего электромагнитного момента от кратности пускового тока в графическом виде представлена на рис. 2.14.

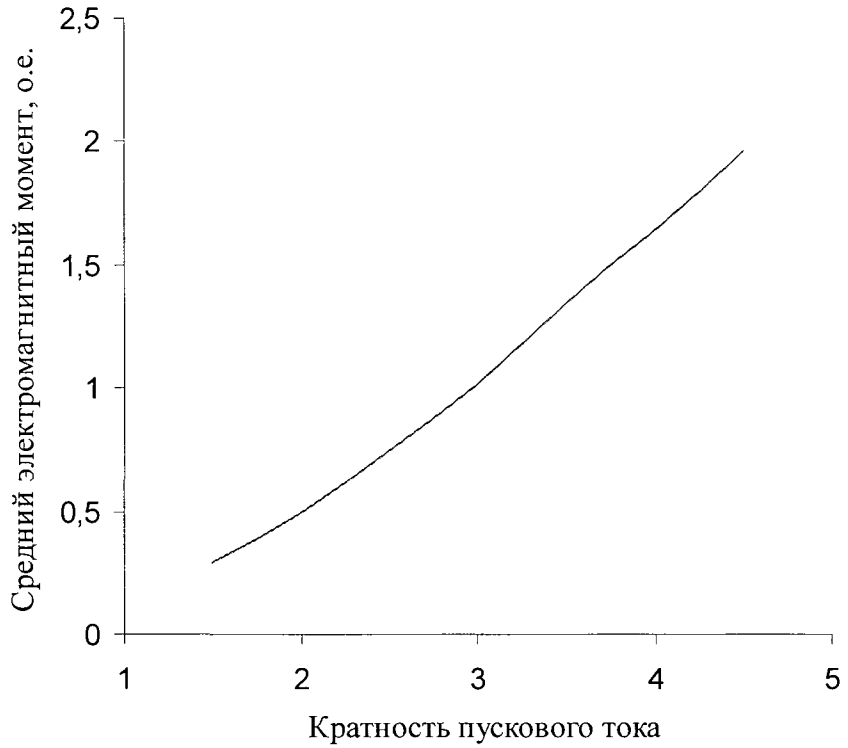


Рис. 2.14. Зависимость среднего электромагнитного момента от кратности пускового тока

Из таблицы и графика видно, что при возрастании кратности пускового тока средний электромагнитный момент увеличивается. Его значение становится равным номинальному моменту, если пусковой ток превышает номинальный примерно в 3 раза. Это позволяет применить комбинированный способ для пуска электроприводов, для которых пусковой статический момент сопротивления (момент нагрузки) равен или близок к номинальному моменту двигателя, причем при комбинированном пуске бросок пускового тока (кратность пускового тока) будет значительно меньше, чем при прямом пуске. Так, для исследуемого двигателя, при прямом пуске ток превышает номинальное значение в 5,7 раза, при этом время пуска составляет 0,36 с.

2.4. Сравнение комбинированного способа пуска с пуском от регулятора напряжения

Как уже отмечалось раннее, векторно-импульсный алгоритм включения силового ключа работает только на начальном этапе пуска, когда угол между векторами потокосцеплений ротора и статора может превышать 180°.

В предложенной системе плавного пуска время работы векторно-импульсного алгоритма можно оценить по величине сигнала «On» (рис. 2.10), который равен нулю, если угол между векторами превышает 180° (запрещает включение силового ключа) и единице, если угол находится в диапазоне от 0 до 180° (разрешает включение силового ключа). Таким образом, при работе устройства плавного пуска в векторно-импульсном режиме этот сигнал представляет собой последовательность импульсов, а при переходе к режиму регулятора напряжения он постоянно равен единице. В качестве базового режима для сравнения методов пуска примем пуск при статическом моменте нагрузки $M_C = 0$ и моменте инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2 с ограничением пускового тока на уровне 2.5 от номинального значения. Графики изменения угловой скорости и электромагнитного момента двигателя при комбинированном пуске, соответствующие данным условиям, приведены на рис. 2.12. Для этого случая время работы устройства по алгоритму векторно-импульсного управления составляет всего 0.017 с при общем времени пуска 0.97 с. Однако выигрыш в величине пускового момента по сравнению с пуском от регулятора напряжения возможен не только при работе устройства в векторно-импульсном режиме, но и при дальнейшем пуске, вследствие более благоприятных электромагнитных условий на момент перехода к режиму регулятора напряжения.

Для сравнения в среде Matlab, в программе структурного моделирования Simulink, была создана модель устройства плавного пуска с тиристорным регулятором напряжения (ТРН), представленная на рис. 2.15. Модель включает в себя асинхронный двигатель с реактивной нагрузкой (аналогичный модели на рис. 2.2), трехфазный источник (Ua, Ub, Uc), две группы встречно-параллельно включенных тиристоров (VS1-VS4) в фазах «А» и «В». Фаза «С» подключена напрямую к источнику питания, то есть в модели используется схема неполнофазного тиристорного регулятора напряжения, чаще всего применяющаяся при реализации устройств плавного пуска малой и средней мощности. Для управления тиристорами используется стандартный блок из

библиотеки Simulink – «Synchronized 6-Pulse Generator», входными сигналами для которого являются фазные напряжения с датчиков напряжения ДН1 – ДН3 (АВ, ВС, СА) и угол управления тиристорами «alpha_deg». Формирование угла управления производится с помощью источника линейно убывающего сигнала Ramp. Выходными сигналами блока являются импульсы управления для 6 тиристоров, из которых только 4 используются в модели.

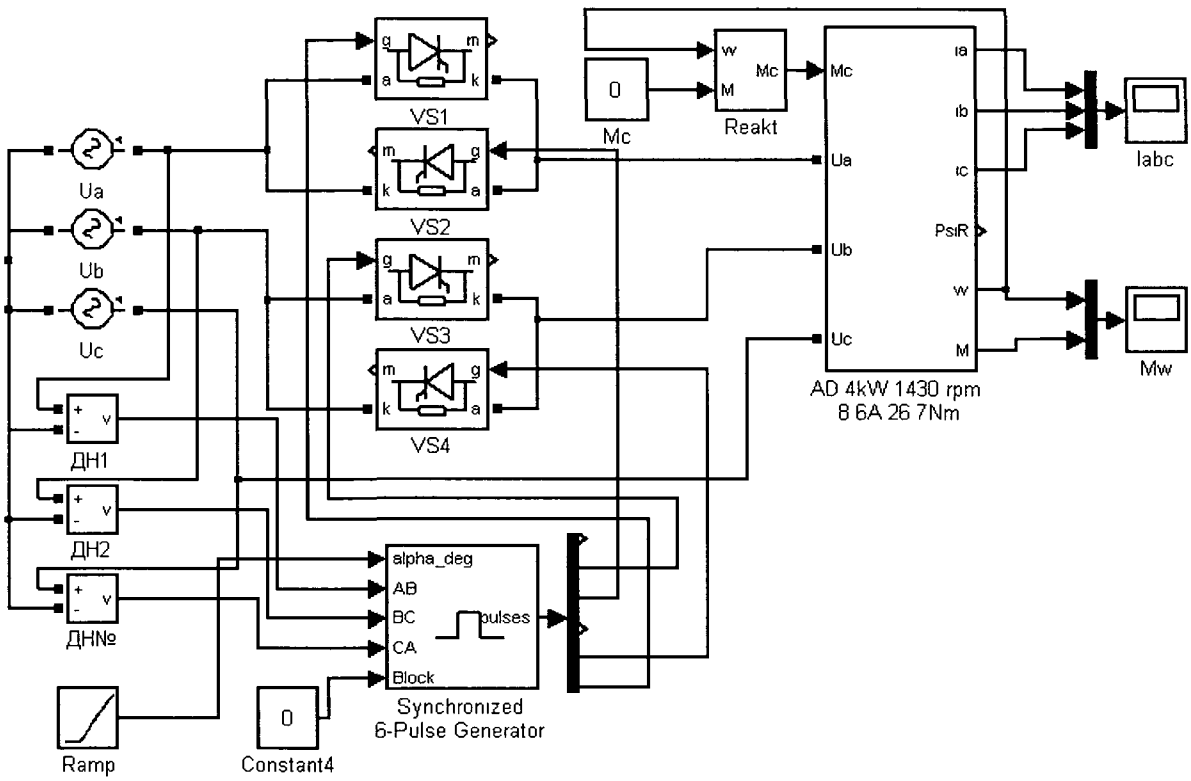


Рис. 2.15. Модель тиристорного устройства плавного пуска

Условия моделирования приняты те же, что и для комбинированной системы - пуск при статическом моменте нагрузки $M_C = 0$ и моменте инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2. Так как точного ограничения пускового тока в рассматриваемой системе добиться сложно, то для сравнения с комбинированной системой темп изменения угла управления тиристорами выбирается таким, чтобы время пуска было аналогичным графикам на рис. 2.12. Графики изменения скорости и момента АД при пуске с помощью ТРН показаны на рис. 2.16, график изменения тока фазы «А» статора асинхронного двигателя - на рис. 2.17.

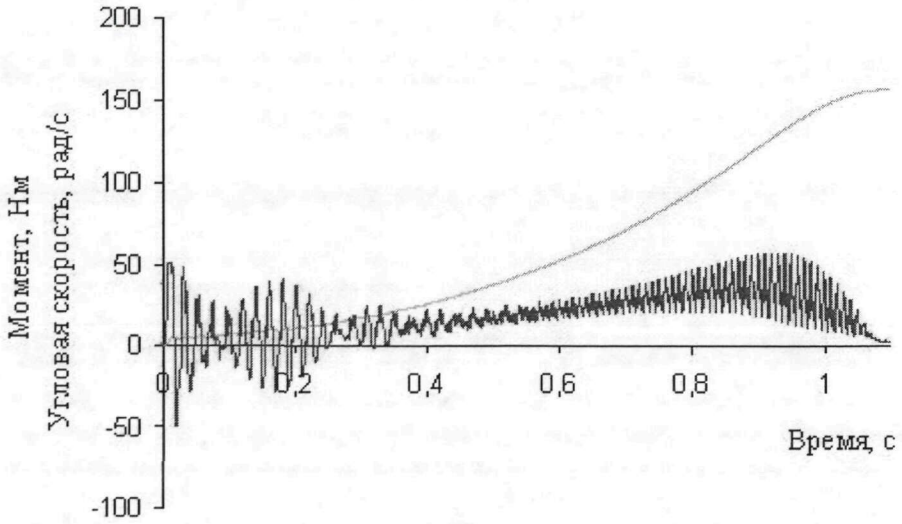


Рис. 2.16. Графики изменения угловой скорости и момента при пуске с помощью ТРН

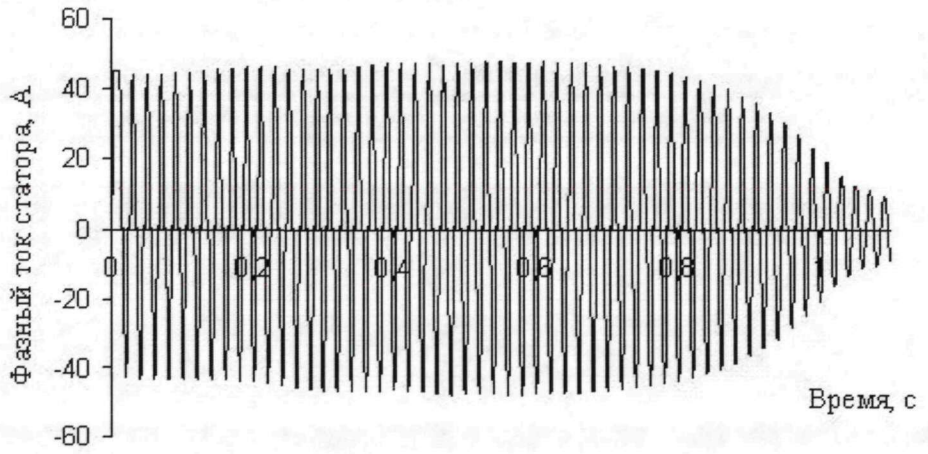


Рис. 2.17. График изменения тока фазы «А» при пуске с помощью ТРН

Из графиков следует, что при одинаковом времени пуска (средние значения электромагнитных моментов равны), максимальная амплитуда тока статора при пуске с помощью ТРН составляет примерно 50 А (при 30 А у

устройства комбинированного пуска) и величина пускового тока изменяется в процессе пуска в отличие от устройства комбинированного пуска, где она постоянна. Кроме того, если рассмотреть токи остальных фаз (на рис. 2.17 не показаны), видно, что питание АД осуществляется несимметричной системой токов. Несимметрия токов приводит к ухудшению эксплуатационных и энергетических характеристик АД.

График изменения электромагнитного момента показывает, что на начальном этапе пуска наблюдаются отрицательные пики момента, хотя их амплитуда и меньше, чем при прямом пуске. Таким образом, снижение напряжения при пуске, по крайней мере для электроприводов с высоким приведенным моментом инерции, не решает проблему знакопеременных ударных нагрузок. Угол между векторами потокосцеплений ротора и статора (рис. 2.18) изменяется в диапазоне ±180°, это говорит о том, что вектор потокосцепления статора совершает несколько оборотов вокруг вектора потокосцепления ротора, как и при прямом пуске.

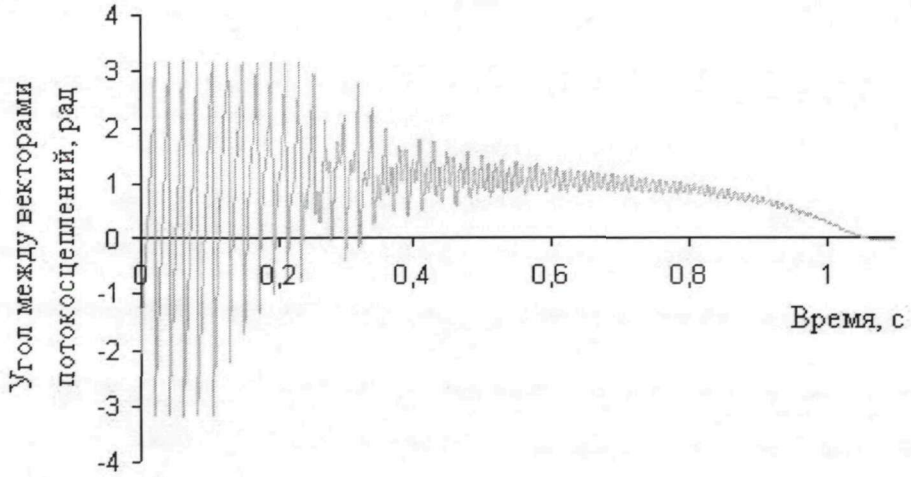


Рис. 2.17. График изменения угла между векторами потокосцеплений статора и ротора при пуске с помощью ТРН

Для сравнения двух способов пуска были проведены исследования зависимости времени пуска от кратности пускового тока при пуске с помощью ТРН. Условия моделирования приняты такими же, как при моделировании комбинированного пуска (таблица 2.2). Результаты моделирования приведены в таблице 2.3. По времени пуска электропривода рассчитаны величины среднего электромагнитного момента двигателя (приближенно, из основного уравнения движения электропривода (1.6) при известном значении приведенного момента инерции $J_{\Sigma} = 0.13$ кг·м^2).

Таблица 2.3

Расчет среднего электромагнитного момента при пуске с помощью ТРН

Кратность пускового тока	Время пуска, с	Средний электромагнитный момент, о.е.
1,65	2,9	0,25
2,5	1,76	0,41
3,5	1,11	0,65
3,9	0,86	0,84
4,2	0,67	1,08
4,5	0,45	1,61

На рис. 2.18 приведены графики зависимостей средней величины пускового момента от кратности пускового тока для комбинированного пуска (кривая 1) и пуска с помощью ТРН (кривая 2). Видно, что при одинаковой кратности пускового тока комбинированный пуск обеспечивает большее значение электромагнитного момента. При кратности пускового тока 2.5 в комбинированной системе средний электромагнитный момент будет в 0,75/0,41 = 1,83 раза больше, при кратности 3,5 в 1,34/0,65 = 2,06 раза. При больших значениях кратности пускового тока характеристики сближаются, что объясняется приближением к условиям прямого пуска и в одной, и в другой системе. Однако наибольший практический интерес представляет именно работа систем при кратности пускового тока 2,5 – 3,5, и в этих условиях система комбинированного пуска обладает явным преимуществом.

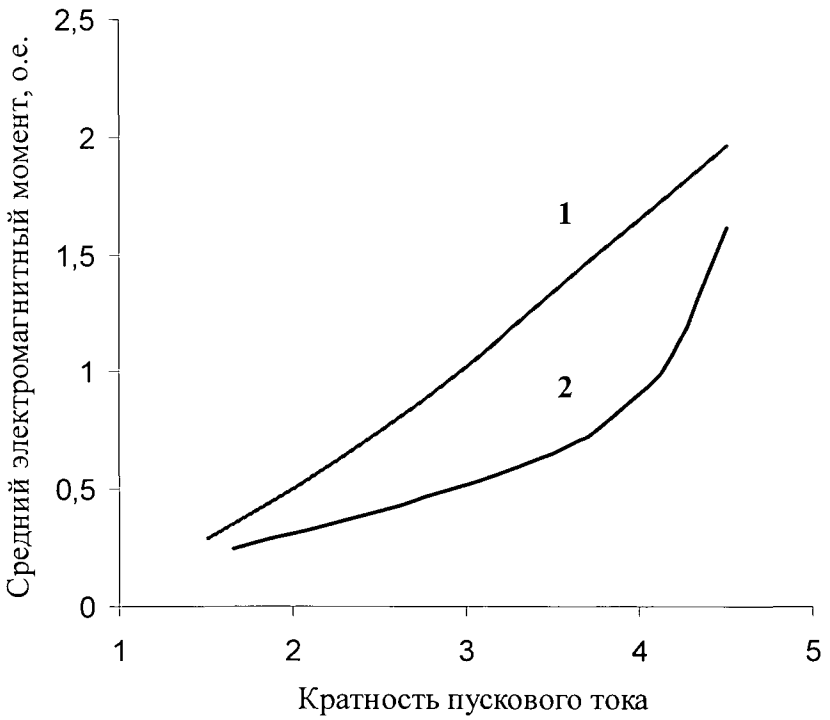


Рис. 2.18. Зависимость среднего электромагнитного момента от кратности пускового тока для различных способов пуска

Помимо среднего значения электромагнитного момента за все время пуска, большой интерес представляет сравнение пусковых диаграмм на начальном этапе. На рис. 2.19 представлены графики изменения момента и скорости в первые 0.25 секунды пуска комбинированным способом, а на рис. 2.20 - при пуске с помощью ТРН. Очевидно, что во втором случае наблюдаются знакопеременные колебания электромагнитного момента, приводящие к уменьшению темпа разгона. Амплитуда первого положительного пика момента составляет 50 Нм, тогда как при прямом пуске она равна 150 Нм.

Система комбинированного пуска обеспечивает плавное нарастание момента до среднего значения примерно 12 Нм. Затем момент колеблется около этого среднего значения с амплитудой порядка 5 Нм, причем амплитуда колебаний постепенно уменьшается. В результате разгон электропривода в системе комбинированного пуска осуществляется плавно, с постоянным

угловым ускорением, и общий темп разгона получается значительно выше, чем при пуске с помощью ТРН.

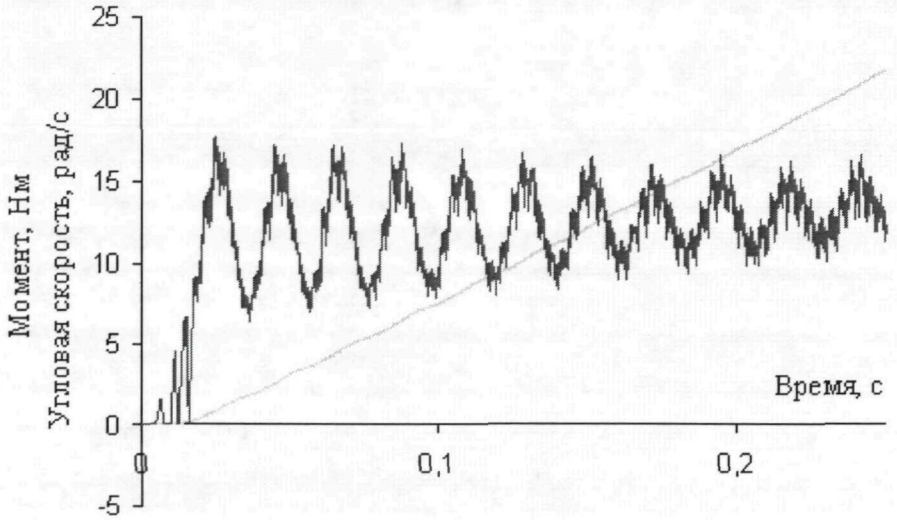


Рис. 2.19. Графики изменения момента и угловой скорости на начальном этапе при комбинированном пуске

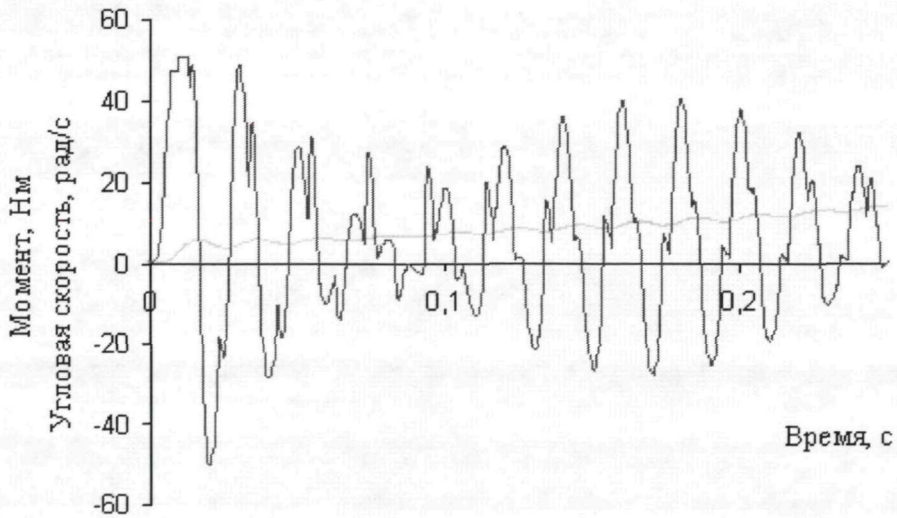


Рис. 2.20. Графики изменения момента и угловой скорости на начальном этапе пуска с помощью ТРН

2.5. Построение замкнутой системы управления пуском с обратной связью по скорости

Характер изменения момента в системе комбинированного пуска позволяет реализовать замкнутую систему управления с обратной связью по скорости (от аналогового или импульсного датчика скорости или при вычислении скорости вращения по математической модели), обеспечивающую линейный график разгона с постоянным (регулируемым) ускорением, что требуется для электроприводов некоторых технологических агрегатов. При этом основным параметром системы, на который будет воздействовать регулятор, будет величина ограничения тока. Причем, судя по графику изменения скорости при комбинированном пуске с постоянной величиной ограничения тока (рис. 2.12), для обеспечения линейного графика изменения скорости величина ограничения тока должна снижаться по мере разгона. Примерная функциональная схема системы комбинированного пуска с обратной связью по скорости показана на рис. 2.21.

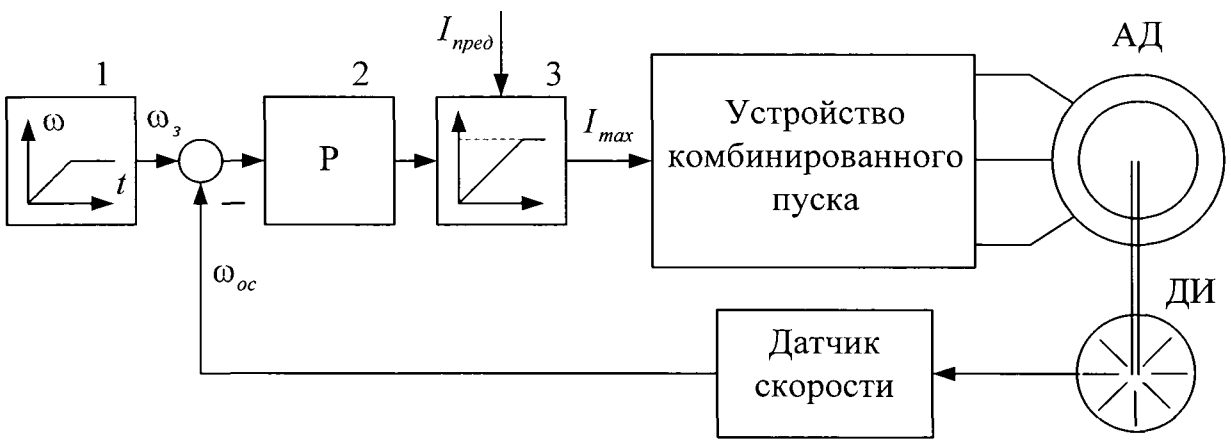


Рис. 2.21. Функциональная схема системы комбинированного пуска с обратной связью по скорости

К показанным ранее блокам устройства комбинированного пуска (рис. 2.1, 2.10) добавлены следующие:

1. Блок задания темпа разгона, формирующий сигнал задания на скорость - $\omega_з$ в функции времени.

2. Регулятор, формирующий сигнал управления ограничением тока в устройстве комбинированного пуска.

3. Блок ограничения, необходимый для того, чтобы ограничение пускового тока, вычисляемое регулятором, не превышало предельно допустимого значения $I_{пред}$, определяемого требованиями питающей сети или безопасной работы двигателя.

На рис. 2.22 приведены диаграммы пуска АД в замкнутой системе при линейном графике разгона. На графике показаны величины: $\omega_{зад}$ - сигнал задания на скорость (рад/с), ω - текущая угловая скорость вращения АД (рад/с), M - электромагнитный момент двигателя (Нм). В системе использовался ПИ-регулятор, для минимизации динамической ошибки регулирования.

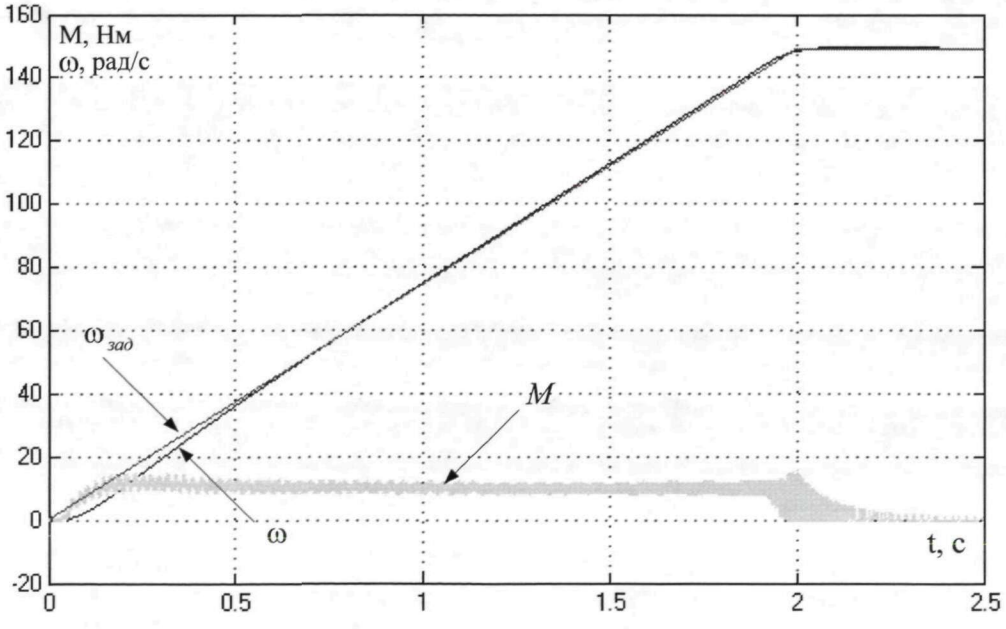


Рис. 2.22. Диаграмма разгона АД в замкнутой системе

Графики изменения фазных токов статора, соответствующие данному случаю, приведены на рис. 2.23. Предельно допустимое значения тока $I_{пред}$ было установлено равным 30 А (амплитудное значение).

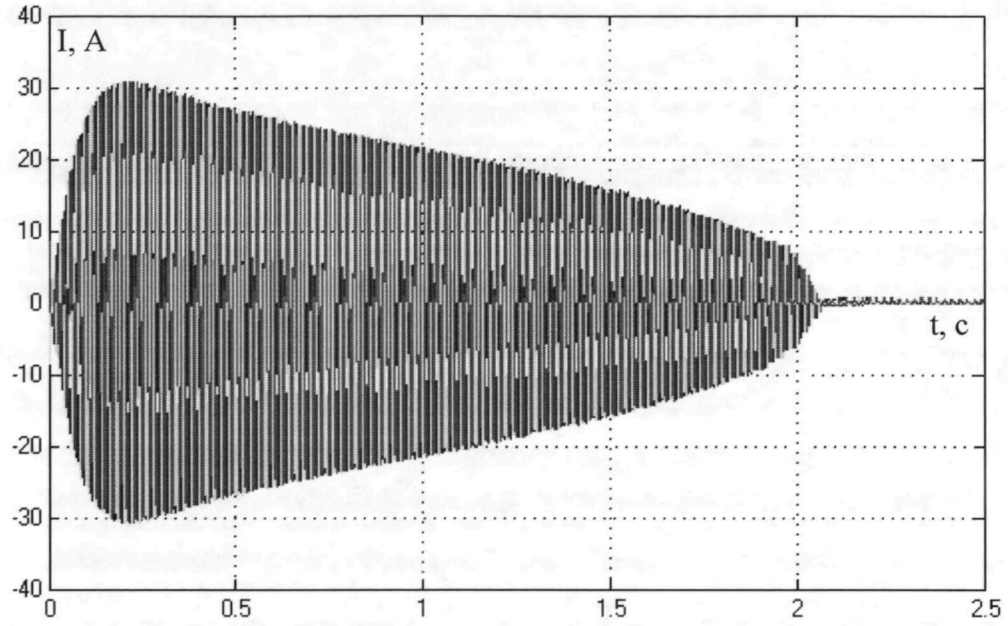


Рис. 2.23. Диаграмма фазных токов при разгоне АД в замкнутой системе

Как видно из диаграммы разгона максимальная динамическая ошибка регулирования наблюдается на начальном этапе разгона, что определяется особенностями работы устройства комбинированного пуска, а не настройками регулятора. На начальном этапе устройство просто не способно обеспечить требуемый электромагнитный момент для обеспечения заданного темпа разгона. В дальнейшем электромагнитный момент увеличивается, что обеспечивает достаточно точное поддержание темпа разгона. При задании слишком большого темпа регулятор будет входить в насыщение, и реальный темп разгона будет сильно отличаться от заданного.

Темп разгона в процессе пуска может изменяться, то есть в замкнутой системе можно осуществлять не только разгон по линейному графику, но и по более сложной функции. На рис. 2.24 приведена диаграмма разгона АД при сложном сигнале задания $\omega_{зад}$, состоящем трех участков с разным ускорением. Графики изменения фазных токов статора, при такой диаграмме раз-

гона, приведены на рис. 2.25. Предельно допустимое значения тока $I_{пред}$ так же было 30 А (амплитудное значение).

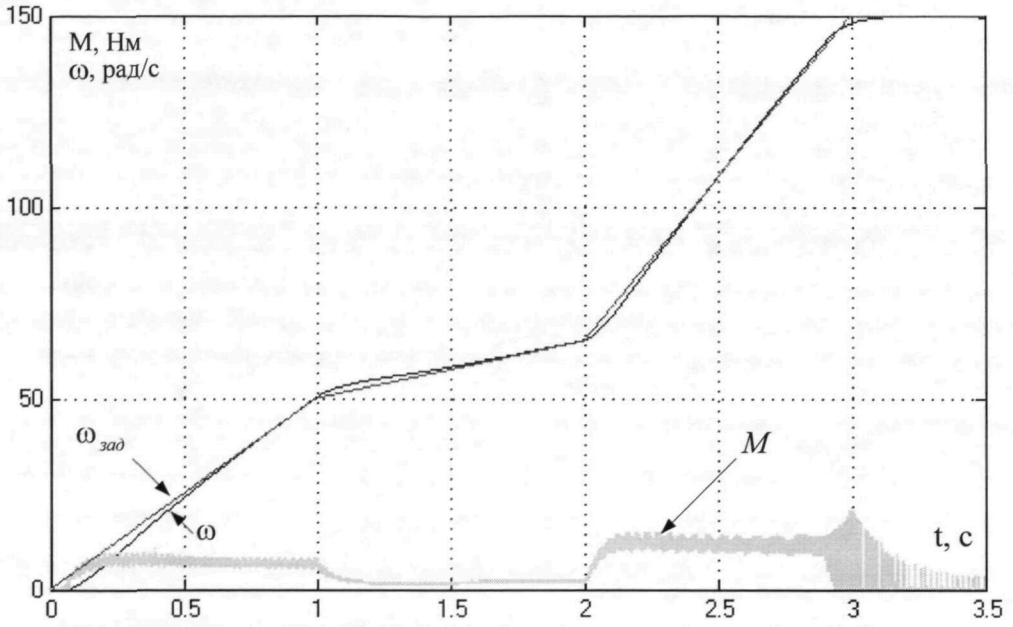


Рис. 2.24. Диаграмма разгона АД в замкнутой системе при нелинейном сигнале задания

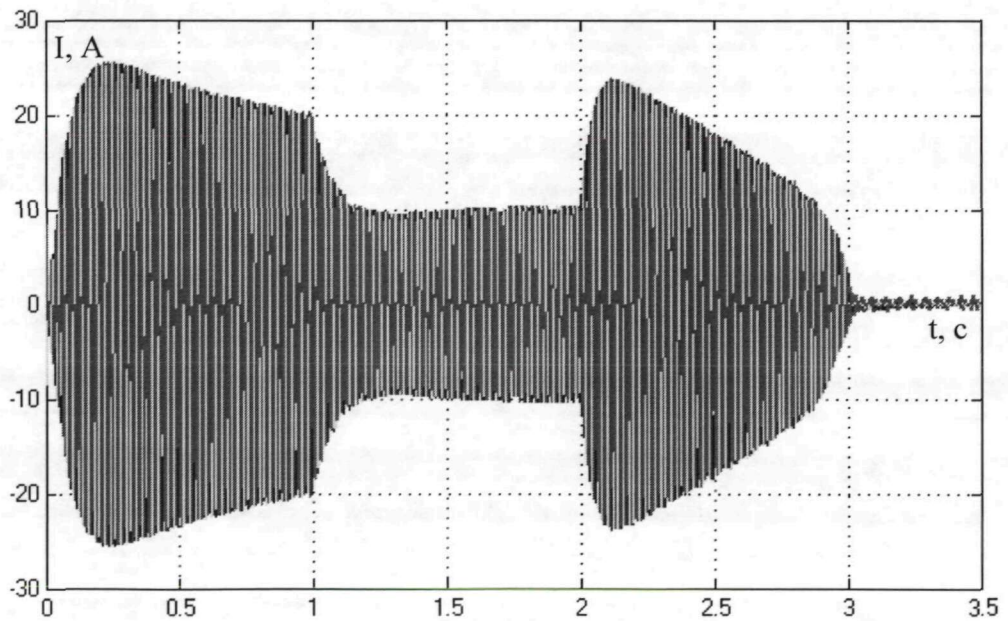


Рис. 2.23. Диаграмма фазных токов при разгоне АД в замкнутой системе при нелинейном сигнале задания

Замкнутая система не может использоваться для регулирования скорости вращения электропривода, так как в этом случае она будет представлять разновидность параметрической системы регулирования со всеми присущими ей недостатками. Поэтому после окончания процесса пуска система должна исключаться из работы (например, с помощью внешнего контактора), что позволит уменьшить потери на трехфазном силовом ключе и избежать его перегрева.

Выводы по главе

Анализ работы системы комбинированного пуска и сравнение ее с прямым пуском и плавным пуском с помощью тиристорного регулятора напряжения позволяют сделать выводы:

1. Предложенный принцип построения системы управления комбинированным пуском и функциональная схема системы являются полностью работоспособными. В результате работы системы значительно уменьшается амплитуда колебаний электромагнитного момента и полностью исключаются отрицательные пики момента. Причем система обеспечивает пуск двигателя как вхолостую, так и при номинальном моменте нагрузки (без ограничения пусковых токов).

2. При незначительном увеличении времени пуска (на 5.5% при пуске вхолостую и на 7.1% при пуске с номинальным моментом нагрузки), значительно уменьшаются как амплитуда первого пика момента (на 27% и 24%), так и амплитуда колебаний момента (на 47% и 41%). Небольшое увеличение времени пуска говорит о том, что среднее значение электромагнитного момента за время пуска уменьшается незначительно. В то же время, уменьшение амплитуды колебаний момента благоприятно скажется на увеличении срока службы и сокращении количества поломок механизмов и передач.

3. Комбинированный способ пуска (без ограничения тока) не влияет на максимальные значения пусковых токов. Однако скорость нарастания тока при комбинированном пуске значительно снижается, что благоприятно ска-

жется на питающей сети. Для сравнительной оценки потерь в двигателе при прямом и комбинированном пуске требуются дополнительные исследования.

4. Для реализации комбинированного пуска с токоограничением наиболее приемлемым вариантом будет ограничение тока силового ключа в каждом такте, когда подключение статора к сети будет происходить по такому же алгоритму, как и в предыдущей системе, а отключение – при превышении заданной величины фазного тока. Для того чтобы повысить среднее значение момента при одновременном ограничении тока статора, необходимо обеспечить импульсное подключение статора в течение всего времени, когда создаются электромагнитные условия для получения положительного электромагнитного момента.

5. При возрастании кратности пускового тока в комбинированной системе пуска с токоограничением средний электромагнитный момент увеличивается. И его значение становится равным номинальному моменту, если пусковой ток превышает номинальный примерно в 3 раза. Это позволяет применить комбинированный способ для пуска электроприводов, для которых пусковой статический момент сопротивления (момент нагрузки) равен или близок к номинальному моменту двигателя.

6. График изменения электромагнитного момента при пуске с помощью ТРН показывает, что на начальном этапе пуска наблюдаются отрицательные пики момента, хотя их амплитуда и меньше, чем при прямом пуске. Таким образом, снижение напряжения при пуске, по крайней мере для электроприводов с высоким приведенным моментом инерции, не решает проблему знакопеременных ударных нагрузок. Угол между векторами потокосцеплений ротора и статора изменяется в диапазоне ±180°, это говорит о том, что вектор потокосцепления статора совершает несколько оборотов вокруг вектора потокосцепления ротора, как и при прямом пуске.

7. При одинаковой кратности пускового тока комбинированный пуск обеспечивает большее значение электромагнитного момента, чем пуск с помощью ТРН. При кратности пускового тока 2.5 в комбинированной системе

средний электромагнитный момент будет в 1,83 раза больше, при кратности 3,5 - в 2,06 раза. При больших значениях кратности пускового тока характеристики систем сближаются, что объясняется приближением к условиям прямого пуска и в одной и в другой системе. Однако наибольший практический интерес представляет именно работа систем при кратности пускового тока 2,5 – 3,5, и в этих условиях система комбинированного пуска обладает явным преимуществом.

8. Характер изменения момента в системе комбинированного пуска позволяет реализовать замкнутую систему управления с обратной связью по скорости (от аналогового или импульсного датчика скорости или при вычислении скорости вращения по математической модели), обеспечивающую линейный график разгона с постоянным (регулируемым) ускорением, что требуется для электроприводов некоторых технологических агрегатов. При этом основным параметром системы, на который будет воздействовать регулятор, будет величина ограничения тока.

3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМБИНИРОВАННОГО ПУСКА

Пуск асинхронного двигателя от полупроводникового преобразователя, работающего по принципу векторно-импульсного управления с импульсной и широтно-импульсной модуляцией напряжения, может оказать существенное влияние на нагрев двигателя и показатели качества электроэнергии питающей сети. Устройство комбинированного пуска является системой дискретного управления параметрами электроэнергии, подводимой к асинхронному электродвигателю [9]. В результате, двигатель питается несинусоидальным периодическим напряжением, в составе которого кроме основной присутствуют и высшие гармоники. Это приводит к увеличению коэффициента несинусоидальности (коэффициент гармоник, total harmonic distortion - THD), возрастанию реактивной мощности и необходимости решения задачи электромагнитной совместимости вентильных электроприводов с питающей сетью.

Несмотря на то, что сам принцип работы устройства комбинированного пуска должен обеспечивать более благоприятные энергетические характеристики, чем, например, тиристорный регулятор напряжения, их исследование все же является необходимой задачей. К основным параметрам, характер изменения которых необходимо изучить, относятся активная и реактивная мощность, коэффициент мощности, потери мощности и КПД, а так же гармонический состав напряжений и токов и величина коэффициента несинусоидальности.

3.1. Активная, реактивная мощность, коэффициент мощности

Современные теоретические методы исследования и моделирования (например, с помощью таких программных продуктов, как Matlab/Simulink) позволяют достаточно просто производить вычисление активной и реактивной мощности в энергетических системах с периодическими напряжениями и токами, которые помимо основной гармоники могут содержать и гармоники

более высоких порядков [31]. Для измерения мощности в исследуемых моделях была использована схема, показанная на рис. 3.1.

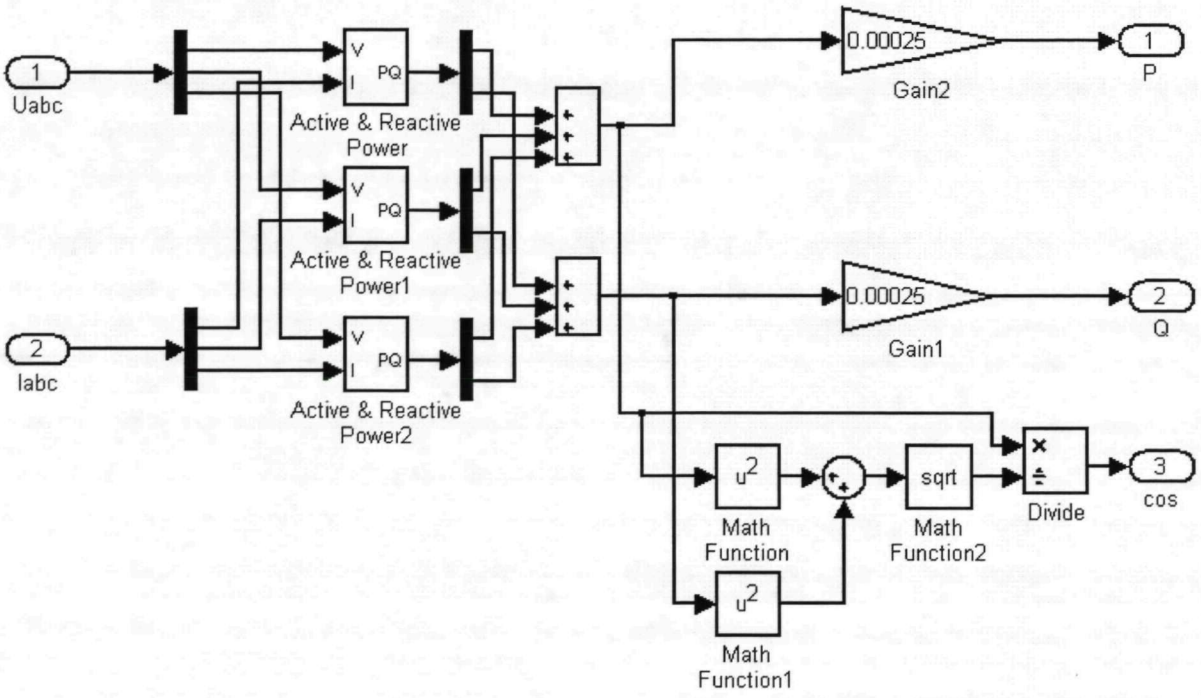


Рис. 3.1. Схема измерения мощности в среде Matlab Simulink

Входными переменными для схемы являются мгновенные значения фазных токов и напряжений АД, а выходными – значения активной и реактивной мощности (в относительных единицах) и величина коэффициента мощности. Основным преимуществом подобной схемы является то, что она позволяет отследить изменение мощности в процессе пуска.

С помощью данной схемы были произведены вычисления мощности для следующих режимов пуска АД:

а) прямой пуск (рис. 3.2);

б) векторно-импульсный пуск без ограничения пусковых токов (рис. 3.3);

в) комбинированный пуск с ограничением пускового тока (рис. 3.4);

г) пуск с помощью тиристорного регулятора напряжения (рис 3.5).

Для всех режимов пуска статический момент нагрузки $M_C = 0$, а суммарный момент инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2.

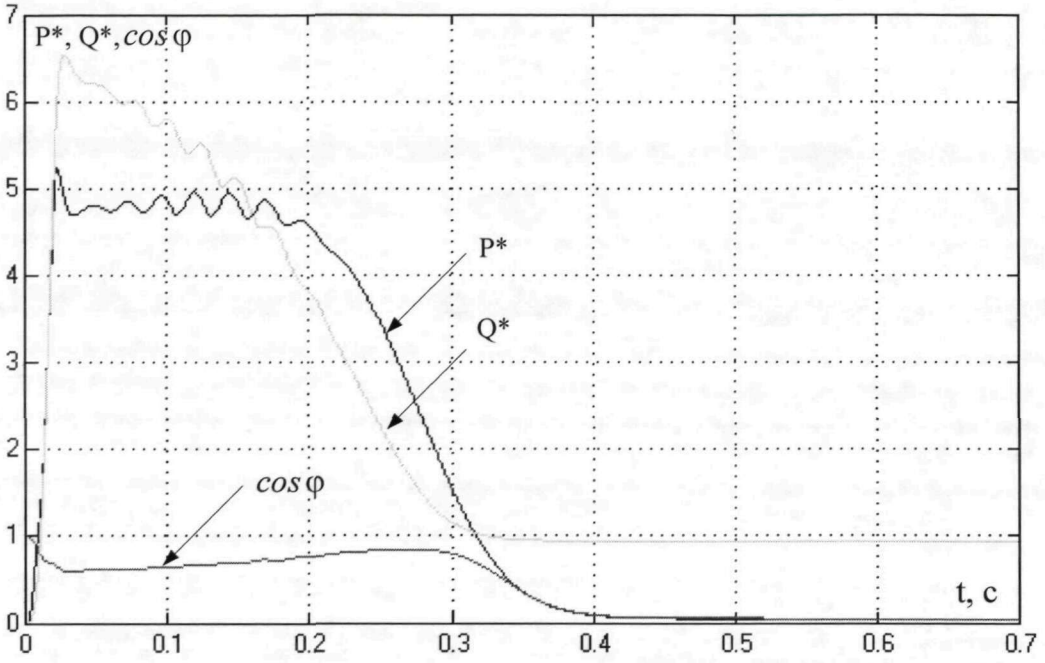


Рис. 3.2. Графики изменения мощности при прямом пуске АД

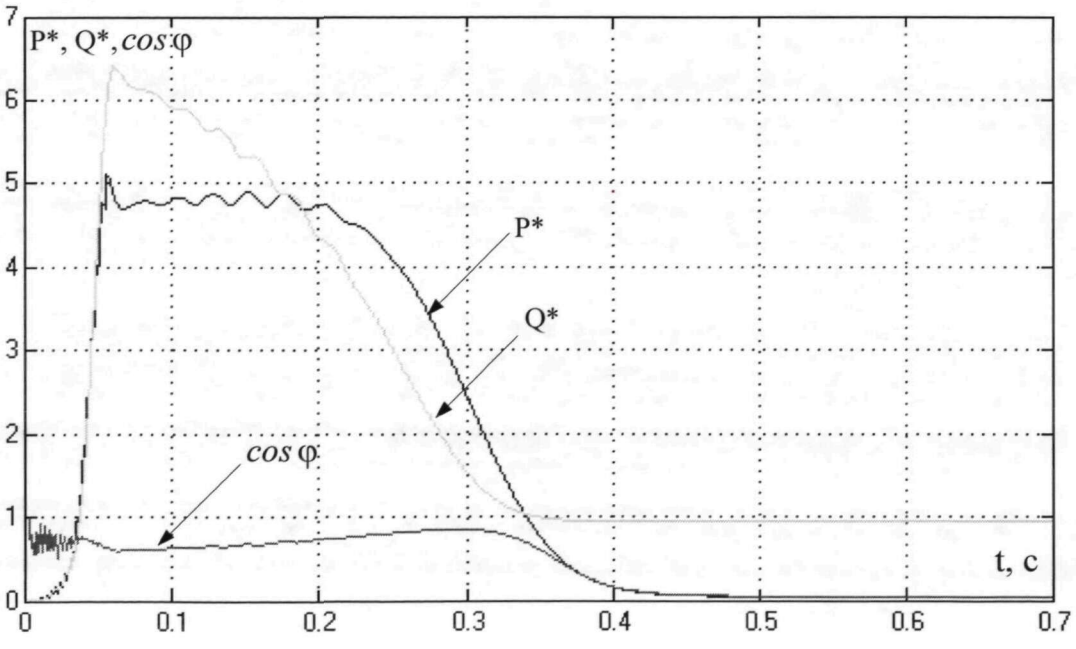


Рис. 3.2. Графики изменения мощности при векторно-импульсном пуске АД без ограничения пусковых токов

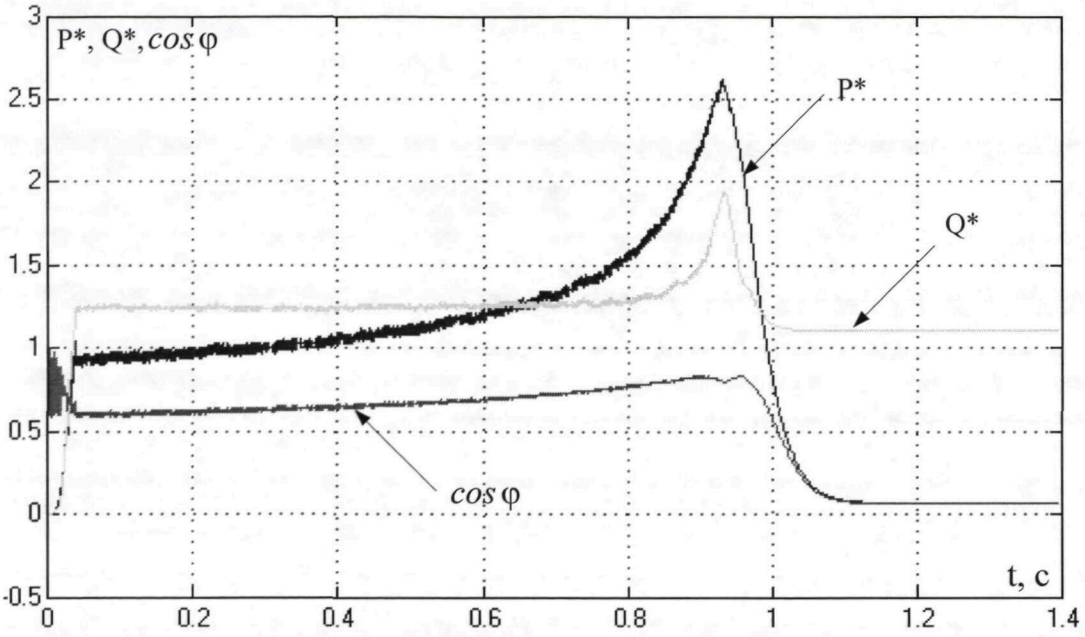


Рис. 3.3. Графики изменения мощности при комбинированном пуске АД с ограничением пусковых токов

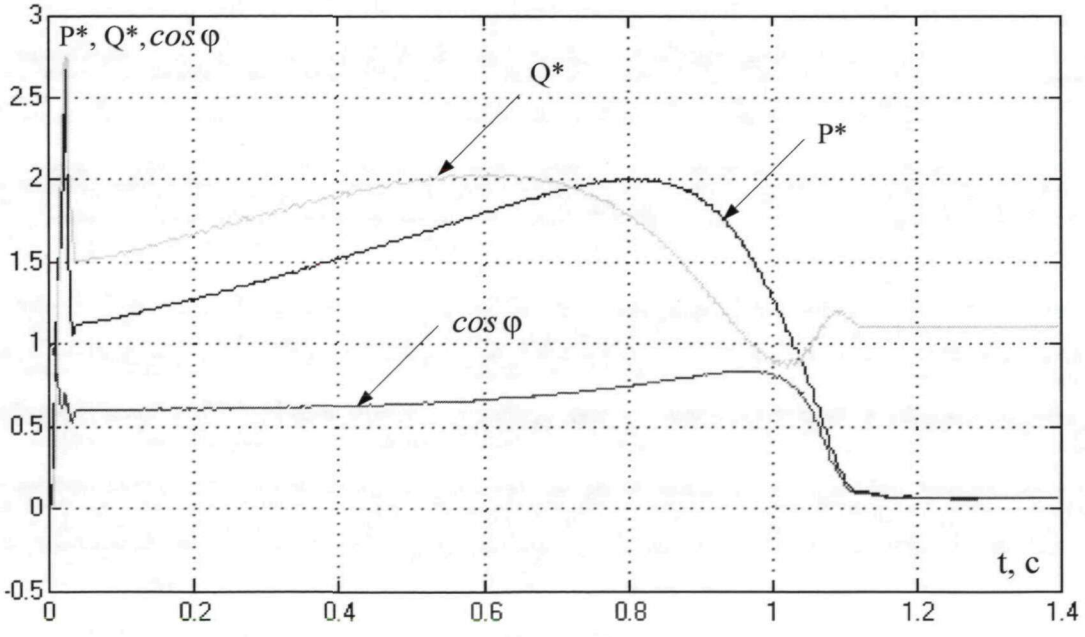


Рис. 3.4. Графики изменения мощности при пуске с помощью тиристорного регулятора напряжения

Сравнение результатов моделирования целесообразно проводить между парами графиков наиболее близких по условию проведения эксперимента: прямой пуск с векторно-импульсным и комбинированный пуск с тиристорным регулятором напряжения. В первом случае при пуске отсутствует ограничение тока, во втором – питание двигателя осуществляется несинусоидальными токами и существует ограничение максимального тока.

Как видно из графиков на рис. 3.2 и 3.3, применение векторно-импульсного способа пуска не влияет на максимальные значения активной и реактивной мощности, да и характер изменения коэффициента мощности $cos\varphi$ в обоих случаях совпадает. Большее время нарастания пика мощности при векторно-импульсном пуске связано с плавным нарастанием тока при пуске. Для оценки потерь в двигателе за время пуска (то есть его нагрева) требуется дополнительное исследование.

При пуске с ограничением пускового тока (рис. 3.4 и 3.5), независимо от способа пуска, пиковые значения активной и реактивной мощности значительно снижаются, что обусловлено меньшими значениями пусковых токов. Однако при этом время пуска увеличивается, и для сравнительной оценки энергопотребления при разных способах пуска требуется оценка потерь в двигателе. В целом комбинированный пуск характеризуется меньшими величинами активной, а особенно реактивной мощности, что говорит о лучшем качестве потребления электроэнергии при комбинированном пуске.

3.2. Потери активной мощности, коэффициент полезного действия

Точное определение потерь энергии в переходных процессах пуска АД с помощью полупроводниковых преобразователей, работающих в импульсном режиме, нельзя выполнять по статическим зависимостям, так как электромагнитные переходные процессы вносят существенные коррективы в динамические характеристики асинхронных электроприводов и влияют на энергопотребление [9]. Поэтому для измерения КПД и потерь энергии использовалось моделирование в среде Matlab Simulink и схема, показанная на

рис. 3.1. Входными переменными для схемы являются угловая скорость, момент АД и величина потребляемой активной мощности, определяемая по схеме на рис. 3.1, а выходными – значения механической мощности, отдаваемой двигателем в нагрузку (в относительных единицах), КПД и суммарные потери энергии.

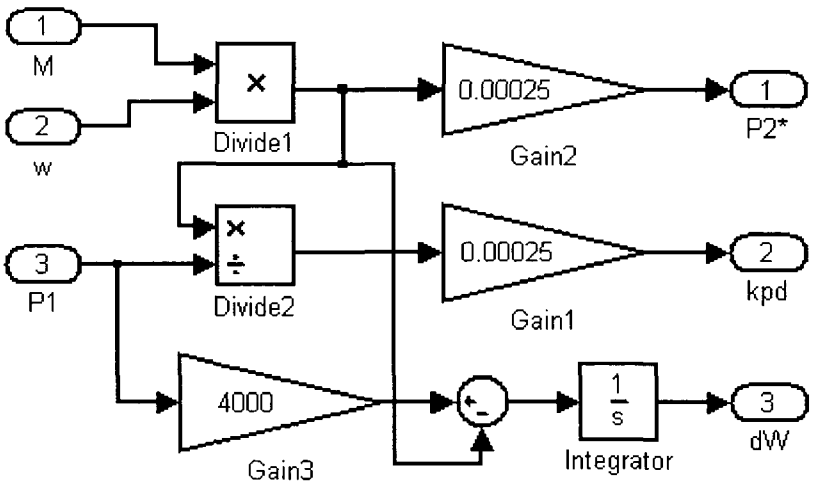


Рис. 3.5. Схема измерения потерь мощности и КПД в среде Matlab Simulink

С помощью данной схемы были произведены вычисления КПД и потерь для тех же режимов пуска АД: прямой пуск (рис. 3.6), векторно-импульсный пуск без ограничения пусковых токов (рис. 3.7), комбинированный пуск с ограничением пускового тока (рис. 3.8) и пуск с помощью тиристорного регулятора напряжения (рис 3.9). Для всех режимов пуска статический момент нагрузки $M_C = 0$, а суммарный момент инерции $J_\Sigma = 0.13$ кг·м^2.

На рисунках приведены графики изменения активной мощности, потребляемой двигателем от сети P_1^*, механической мощности $P_2^* = M \cdot \omega / P_H$ (мощность в относительных единицах) и КПД - $\eta = P_2^* / P_1^*$. Кроме того, для каждого случая рассчитывались суммарные потери мощности за время пуска. Время пуска определялось как время разгона электродвигателя до скорости $0.95 \cdot \omega_H = 142$ рад/с. Величины суммарных потерь приведены в таблице 3.1.

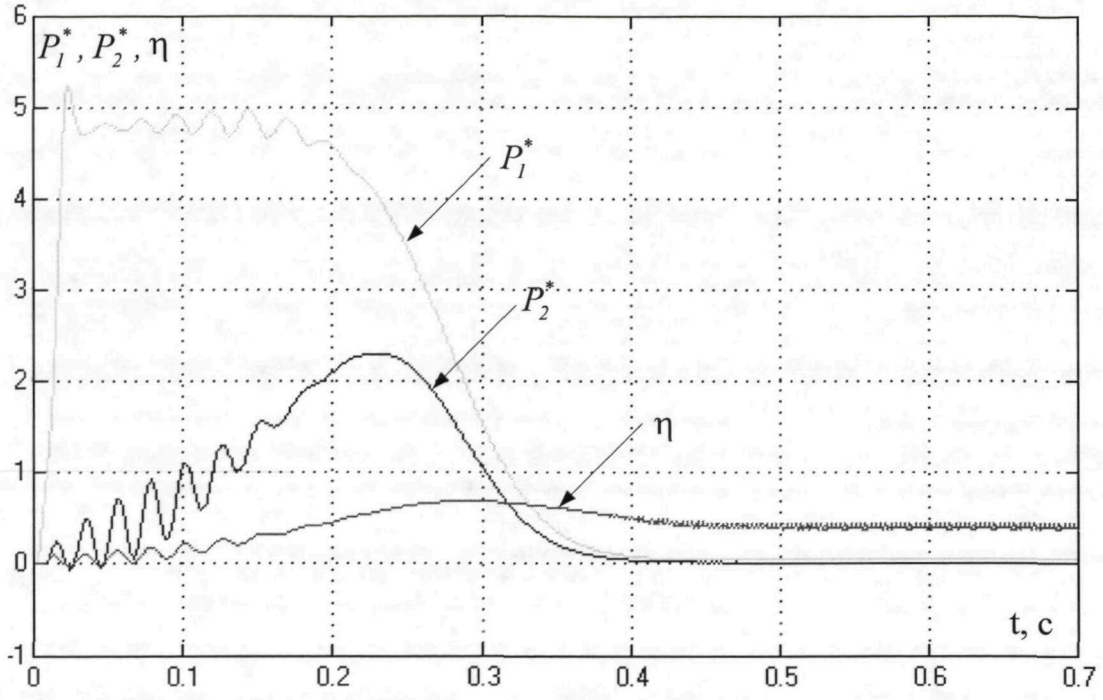


Рис. 3.6. Графики изменения мощности и КПД при прямом пуске АД

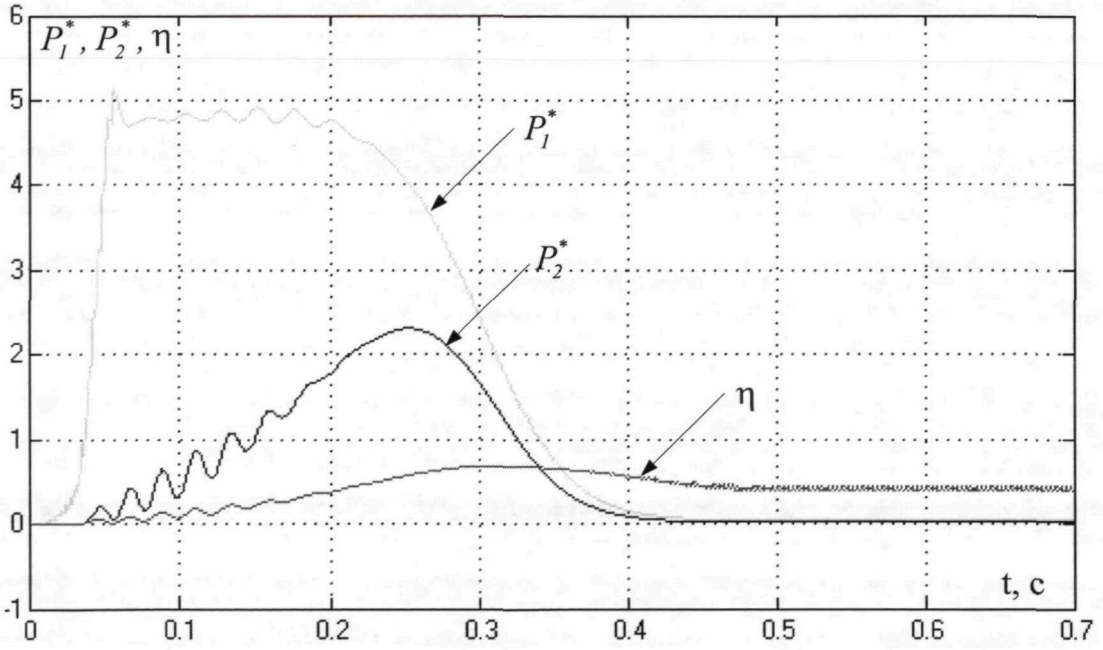


Рис. 3.7. Графики изменения мощности и КПД при векторно-импульсном пуске АД без ограничения пусковых токов

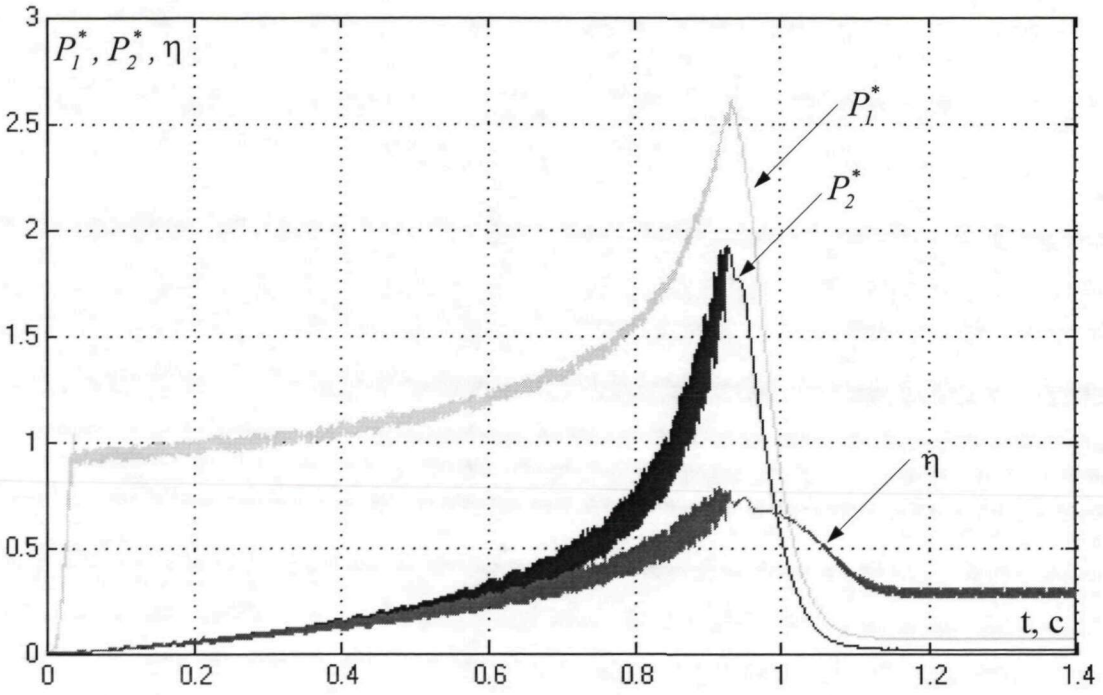


Рис. 3.8. Графики изменения мощности и КПД при комбинированном пуске АД с ограничением пусковых токов

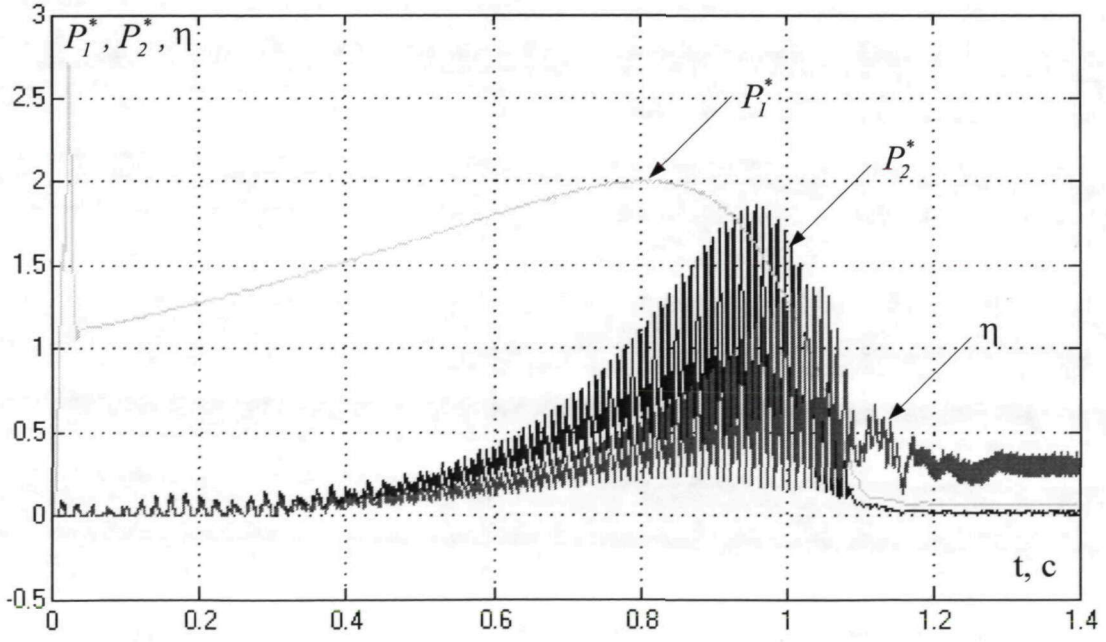


Рис. 3.9. Графики изменения мощности и КПД при пуске с помощью тиристорного регулятора напряжения

Таблица 3.1

Потери энергии при различных способах пуска

Способ пуска	Время пуска, с	Потери энергии, Дж
Прямой	0,36	3483
Векторно-импульсный	0,38	3381
Комбинированный	0,97	3345
ТРН	0,97	4923

Как следует из таблицы 3.1, несмотря на одинаковые максимальные значения токов при прямом и векторно-импульсном пуске, потери энергии во втором случае меньше примерно на 3%. Наименьшую величину потерь обеспечивает комбинированный способ пуска (на 4% меньше по сравнению с прямым пуском), а наибольшую – пуск с помощью тиристорного регулятора напряжения (на 41% больше, чем при прямом пуске). Таким образом, можно сделать вывод, что при векторно-импульсном или комбинированном пуске АД не будет наблюдаться перегрева двигателя. Как известно, увеличение потерь в двигателе может быть связано либо с режимом его работы (потери в роторе зависят от скольжения), либо с гармоническим составом напряжений и токов. Так как график разгона при комбинированном пуске и пуске с помощью ТРН примерно совпадает, то есть характер изменения скольжения одинаков, то источником дополнительных потерь может быть только значительная несинусоидальность токов при питании АД от ТРН.

3.3. Гармонический состав токов

Как известно, при питании АД от тиристорного регулятора напряжения кроме основной гармоники присутствуют нечетные гармоники: 5-я, 7-я, 11-я, 13-я и т.д. При таком способе управления осуществляется дискретное воздействие на асинхронный двигатель и в течение периода питающего напряжения 0,02 с при частоте 50 Гц происходит чередование схем подключения статорных цепей двигателя к трехфазной питающей сети в следующей по-

следовательности: трехфазное подключение, двухфазное подключение разных фаз, отключение всех фаз двигателя. В связи с этим даже в установившемся режиме наблюдаются пульсации момента двигателя с частотой 300 Гц [9].

Гармонический состав токов меняется в течение времени пуска как у устройства комбинированного пуска, так и у тиристорного регулятора напряжения. Это связано как с изменением алгоритма работы (переключение с векторно-импульсного пуска на широтно-импульсное регулирование напряжения), так и с изменением угла управления тиристорами или времени открытия силового ключа. Форма тока в установившемся режиме пуска (от 0.4 до 0.5 с) для тиристорного регулятора напряжения показана на рис. 3.10, а для устройства комбинированного пуска (в те же моменты времени) – на рис. 3.11.

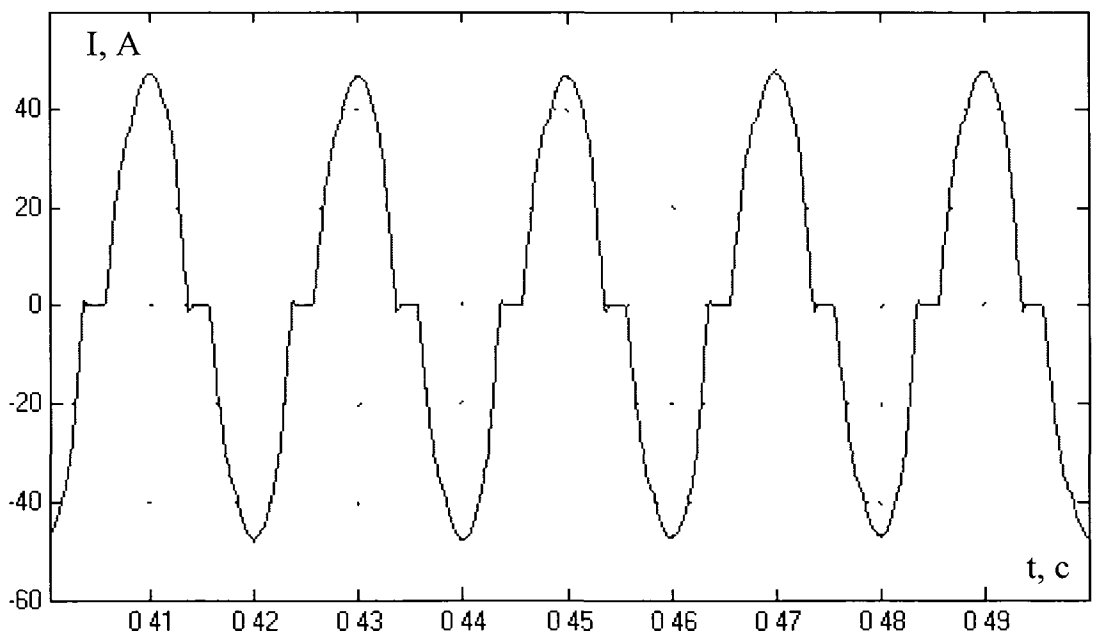


Рис. 3.10. Форма фазного тока для ТРН

Помимо того, что форма тока для тиристорного регулятора не является синусоидальной, наблюдается значительная несимметрия фазных токов. Для устройства комбинированного пуска фазные токи симметричны.

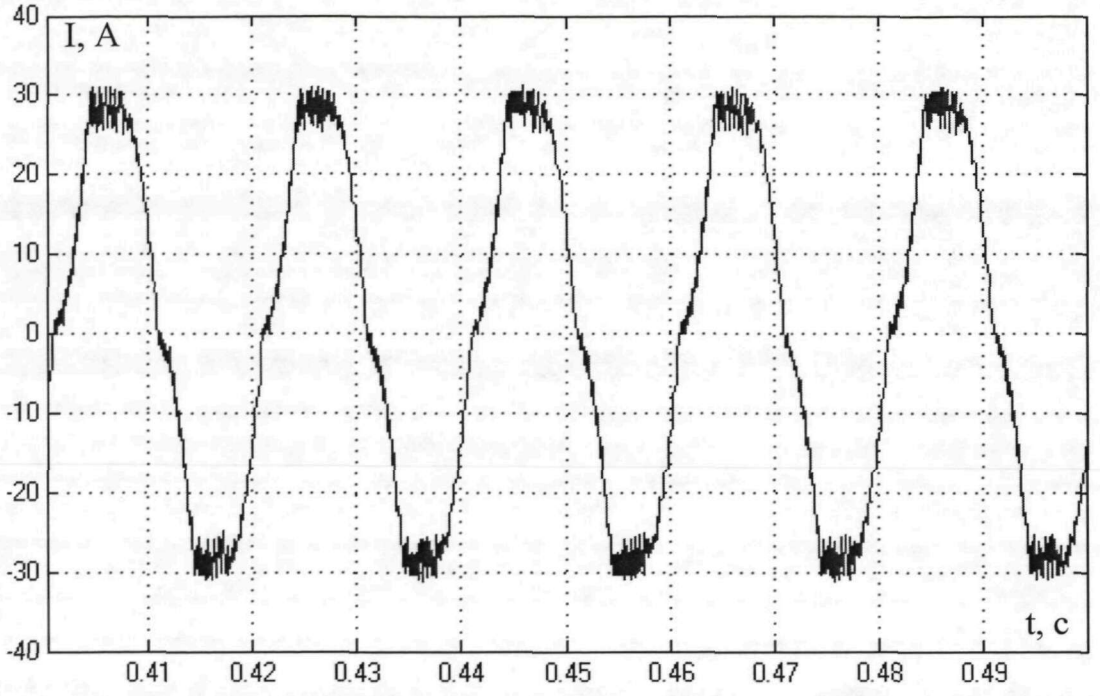


Рис. 3.11. Форма фазного тока для устройства комбинированного пуска

Для анализа гармонического состава токов в процессе пуска можно использовать быстрое преобразование Фурье, позволяющее вычислить амплитуду определенной гармоники и построить графики зависимостей амплитуд основных гармоник от времени. Кроме того, в системе Matlab Simulink есть функция, позволяющая вычислять коэффициент несинусоидальности (THD) по мгновенной величине тока. Как уже упоминалось, при питании АД от регулятора напряжения наибольшую амплитуду имеют нечетные гармоники: 5-я, 7-я, 11-я, 13-я и т.д. Именно их амплитуду целесообразно вычислить с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье. Графики изменения амплитуд этих гармоник в процессе пуска для тиристорного регулятора напряжения представлены на рис. 3.12, для устройства комбинированного пуска – на рис. 3.13. Амплитуда основной (первой) гармоники на графиках не показана, так как она значительно больше амплитуд высших гармоник и характер ее изменения для обоих типов устройств плавного пуска примерно одинаков. График изменения коэффициента несинусоидальности тока в процессе пуска

для тиристорного регулятора напряжения показан на рис. 3.14, для комбинированного пуска – на рис. 3.15.

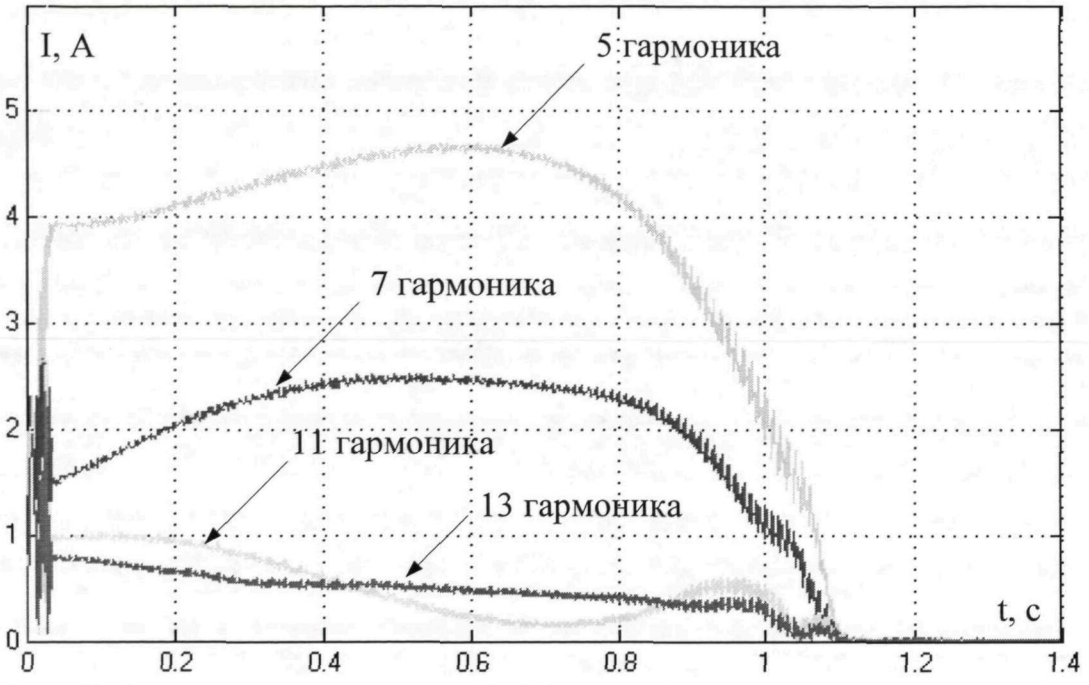


Рис. 3.12. График изменения амплитуд гармонических составляющих тока ТРН при пуске АД

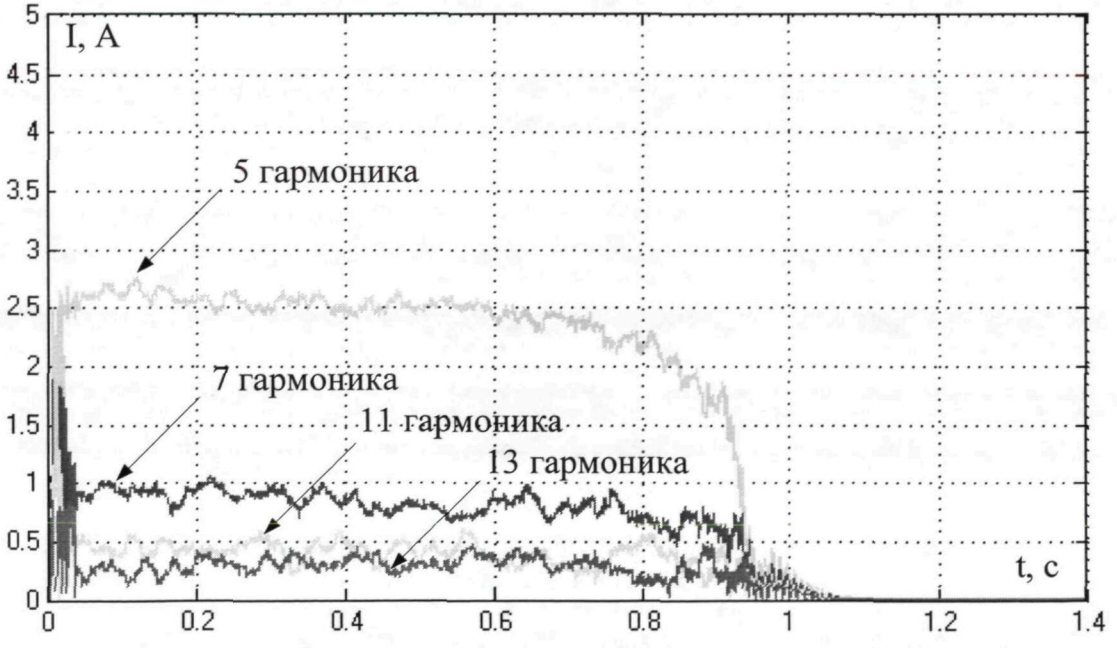


Рис. 3.13. График изменения амплитуд гармонических составляющих тока при комбинированном пуске АД

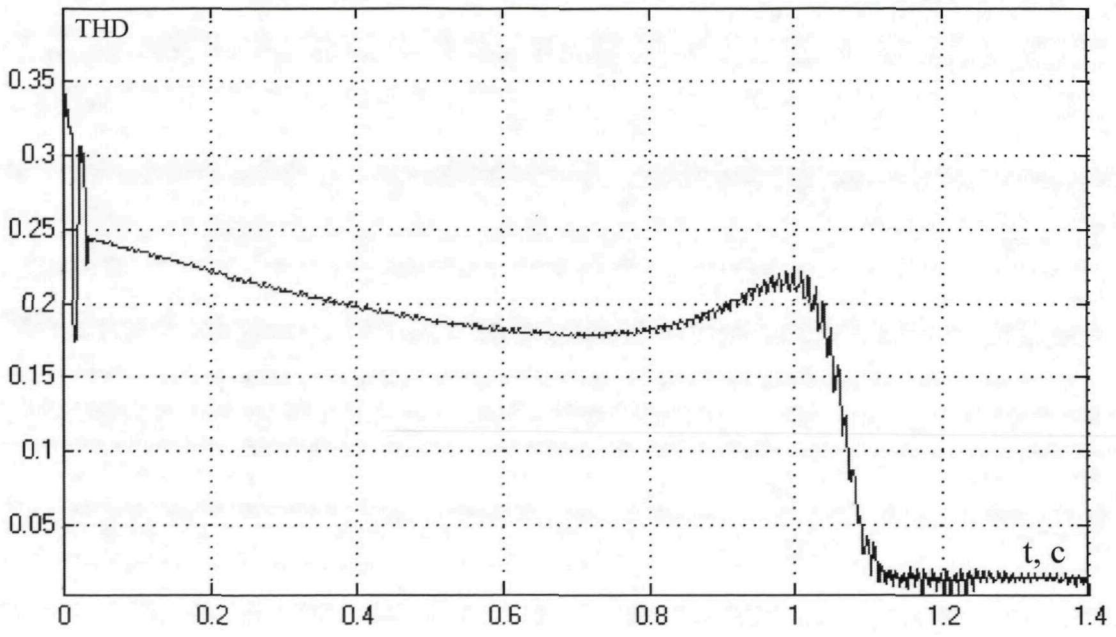


Рис. 3.14. График изменения коэффициента несинусоидальности тока ТРН при пуске АД

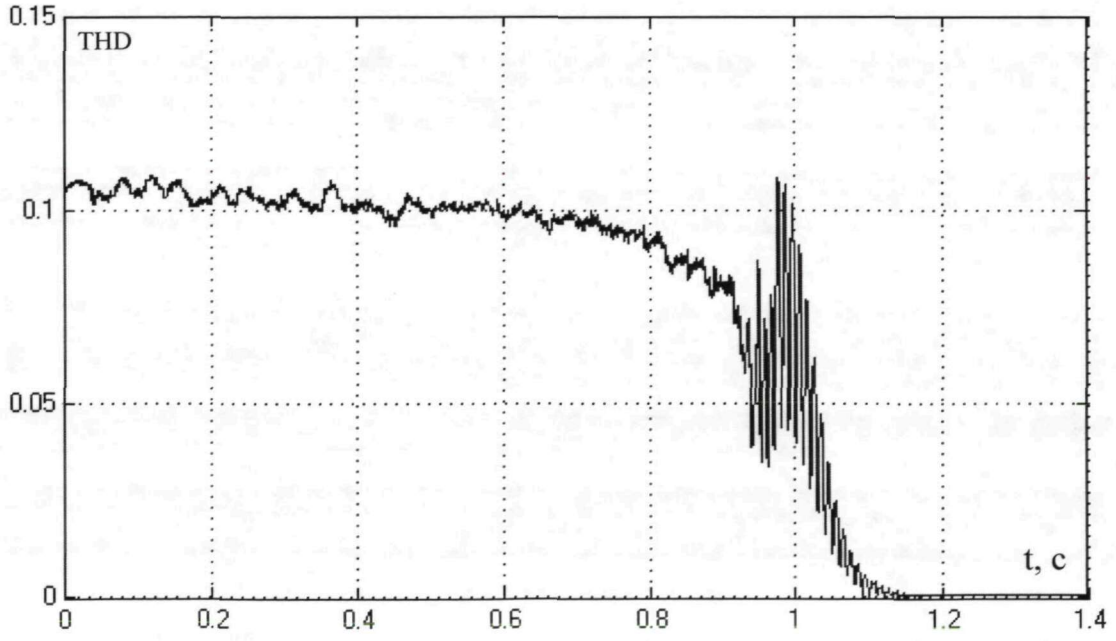


Рис. 3.15. График изменения коэффициента несинусоидальности тока при комбинированном пуске АД

Как видно из графиков, амплитуда основных гармоник тока при комбинированном пуске значительно меньше, а значение коэффициента несинусоидальности практически в течение всего времени пуска находится в районе 0,1. Для тиристорного регулятора напряжения коэффициент несинусоидальности при пуске изменяется от 0,18 до 0,25, причем в начальный момент пуска наблюдается его значительное повышение (до 0,35), что обусловлено малым временем отпирания тиристоров.

В целом, анализ энергетических характеристик устройства комбинированного пуска подтверждает сделанные ранее выводы о том, что предложенный алгоритм управления с широтно-импульсной модуляцией силового ключа улучшает гармонический состав токов и уменьшает потери в двигателе, особенно по сравнению с тиристорным регулятором напряжения. При этом устройство комбинированного пуска обеспечивает значительно большую величину пускового момента при пуске с ограничением тока на уровне 2,5-3,5 от номинального, возможность точного ограничения пускового тока и работы в замкнутой системе регулирования.

Выводы по главе

1. Применение векторно-импульсного способа пуска не влияет на максимальные значения активной и реактивной мощности по сравнению с прямым пуском АД, да и характер изменения коэффициента мощности $cos\varphi$ в обоих случаях совпадает. Большее время нарастания пика мощности при векторно-импульсном пуске связано с плавным нарастанием тока при пуске.

2. При пуске с ограничением пускового тока, независимо от способа пуска, пиковые значения активной и реактивной мощности значительно снижаются, что обусловлено меньшими значениями пусковых токов. В целом комбинированный пуск характеризуется меньшими величинами активной, а особенно реактивной, мощности по сравнению с тиристорным регулятором напряжения, что говорит о лучшем качестве потребления электроэнергии при комбинированном пуске.

3. Несмотря на одинаковые максимальные значения токов при прямом и векторно-импульсном пуске, потери энергии во втором случае меньше примерно на 3%. Наименьшую величину потерь обеспечивает комбинированный способ пуска (на 4% меньше по сравнению с прямым пуском), а наибольшую – пуск с помощью тиристорного регулятора напряжения (на 41% больше, чем при прямом пуске). Таким образом, при векторно-импульсном или комбинированном пуске АД не будет происходить перегрев двигателя.

4. Амплитуда основных гармоник тока при комбинированном пуске значительно меньше, а значение коэффициента несинусоидальности практически в течение всего времени пуска находится в районе 0,1. Для тиристорного регулятора напряжения коэффициент несинусоидальности при пуске изменяется от 0,18 до 0,25, причем в начальный момент пуска наблюдается его значительное повышение (до 0,35).

5. В целом анализ энергетических характеристик устройства комбинированного пуска подтверждает сделанные ранее выводы о том, что предложенный алгоритм управления с широтно-импульсной модуляцией силового ключа улучшает гармонический состав токов и уменьшает потери в двигателе, особенно по сравнению с тиристорным регулятором напряжения.

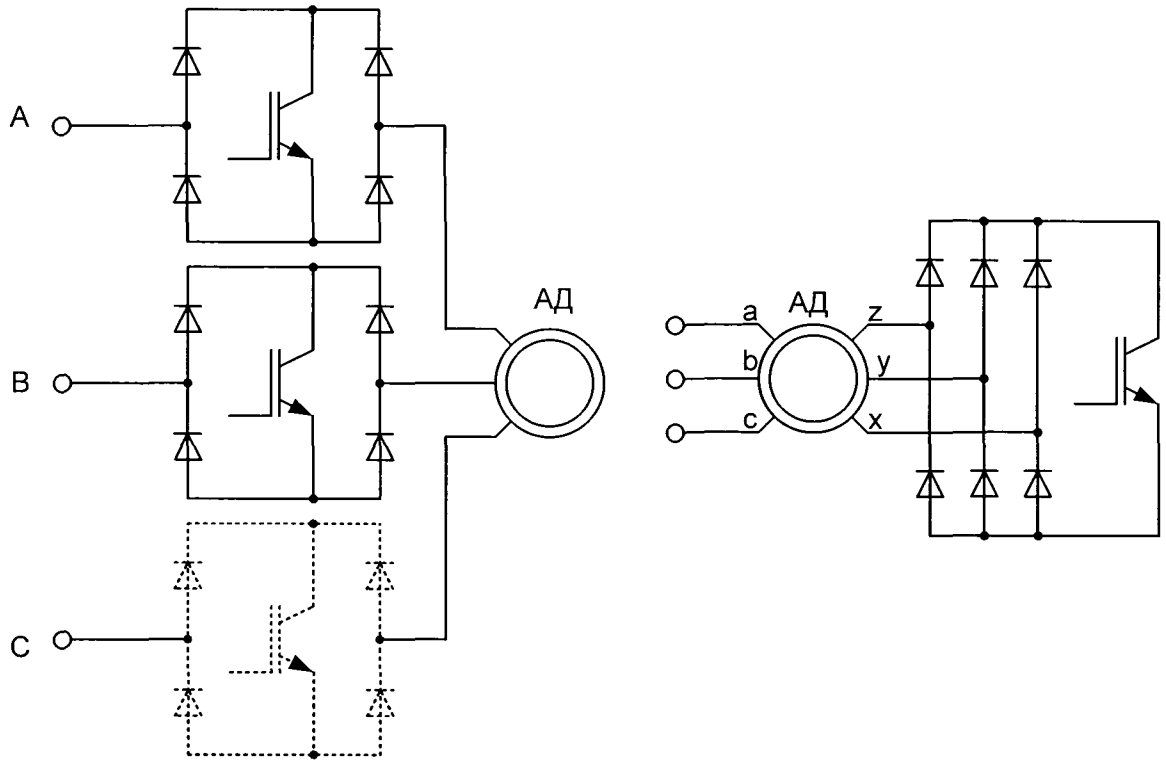
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННЫМ ПУСКОМ

Реализация принципа векторно-импульсного управления и регулирование напряжения с помощью высокочастотной импульсной модуляции являются достаточно сложными задачами с технической точки зрения. Все фазы обмотки статора должны не только подключаться к сети, но и отключаться одновременно, что требует применения полностью управляемых силовых приборов для коммутации обмоток. Традиционные тиристорные схемы хоть и могут быть использованы для реализации этого метода, но приведут к появлению больших потерь на управление и коммутацию. Проблема одновременного подключения и отключения обмоток может быть легко решена только с помощью современных силовых полупроводниковых приборов, таких как полностью управляемые тиристоры – GCT, IGCT и силовые транзисторы IGBT. Однако высокая стоимость этих компонентов требует поиска схем коммутации, сокращающих их число до минимума. Помимо выбора силовой схемы, при реализации векторно-импульсного управления необходимо решить еще целый ряд задач, включающих в себя защиту силовых ключей от коммутационных перенапряжений и максимальных токов, возможность построения высоковольтных устройств плавного пуска за счет последовательного включения транзисторов или с помощью трансформаторных схем, отработку алгоритмов вычисления положений векторов потокосцеплений ротора и статора и управления силовыми ключами.

4.1. Варианты реализации силовой схемы

В литературе встречается несколько вариантов силовых ключей переменного тока на транзисторах [32-35]. Применительно к системе комбинированного пуска ключ должен обеспечивать одновременное подключение и отключение всех фаз АД к сети. Схема, показанная на рис. 4.1,а, содержит ди-

одно-транзисторный ключ в каждой фазе. Причем в каждом ключе транзистор включен в одну диагональ диодного моста, а нагрузка - в другую таким образом, что через транзистор ток всегда протекает в одном направлении, а через нагрузку течет переменный ток. Ключ в фазе «С» не является обязательным, так как и два ключа (неполнофазная схема) обеспечат одновременное подключение и отключение обмоток статора. Дополнительный ключ может применяться для более полной защиты двигателя в случае аварийных ситуаций, так как при пробое одного из ключей в неполнофазной схеме две фазы двигателя оказываются подключенными к сети напрямую.



а б

Рис. 4.1. Варианты силовой схемы устройства комбинированного пуска АД

Один из наиболее простых вариантов силовой схемы может быть получен на основе способа коммутации трехфазной нагрузки переменного тока силовым транзистором, включенным на стороне постоянного тока трехфазного диодного моста (рис. 4.1,б). При этом обмотки статора асинхронного

двигателя включаются в разрыв линейного провода, то есть у них должны быть доступны как начала фаз (a, b, c), так и концы (x, y, z), что может быть неприемлемо для АД большой мощности. Подобная схема позволяет минимизировать количество дорогостоящих силовых ключей и обеспечить простоту их последовательного включения в высоковольтных схемах [36].

Для выбора наиболее подходящего варианта силовой схемы, рассмотрим основные характеристики и сравним достоинства и недостатки представленных схем. Основные электрические характеристики силовых схем приведены в таблице 4.1, достоинства и недостатки - в таблице 4.2.

Таблица 4.1

Параметры и основные соотношения силовой части устройства плавного пуска АД

Параметр	Схема на рис. 4.1,а	Схема на рис. 4.1,б
Количество силовых транзисторов	3(2)	1
Количество диодов	12(8)	6
Максимальное значение обратного напряжения на диоде	$U_{обр\,max} = \sqrt{2}U_{1Ф}$	$U_{обр\,max} = \sqrt{2}U_{1Л} = \sqrt{3}\cdot\sqrt{2}U_{1Ф}$
Максимальный прямой ток диода	$I_{max} = \sqrt{2}I_{Фmax}$	$I_{max} = \sqrt{2}I_{Фmax}$
Средний прямой ток диода	$I_{CP} \approx 0.35 \cdot I_{max}$	$I_{CP} \approx 0.24 \cdot I_{Фmax}$
Максимальный ток транзистора	$I_{K\,max} = I_{max}$	$I_{K\,max} = 1{,}05 I_{max}$
Максимальное коммутируемое напряжение на транзисторе	$U_{КЭ\,max} = \sqrt{2}U_{1Ф} \approx \approx 1.41 \cdot U_{1Ф}$	$U_{КЭ\,max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_{1Ф} \approx \approx 2.34 \cdot U_{1Ф}$

где: $U_{1\Phi}$ - действующее значение фазного напряжения на статоре;

$U_{1Л}$ - действующее значение линейного напряжения;

$I_{\Phi max}$ - максимальное действующее значение фазного тока статора.

Таблица 4.2

Достоинства и недостатки силовых схем

	Схема на рис. 4.1,а	Схема на рис. 4.1,б
Достоинства	1. Меньшее значение коммутируемого транзистором напряжения и тока. 2. Обмотки двигателя соединяются звездой или треугольником, нет необходимости выводить концы фаз обмотки статора.	1. Минимальное количество силовых полупроводниковых приборов. 2. Простота их последовательного включения в высоковольтных схемах.
Недостатки	1. Большее количество силовых полупроводниковых приборов.	1. Большая величина коммутируемого напряжения и тока. 2. Сложность подключения (необходимо выводить как начала фаз (a, b, c), так и концы (x, y, z)).

Анализ данных в таблицах 4.1 и 4.2 позволяет сделать вывод, что схема, представленная на рис. 4.1,а, может применяться для электродвигателей средней и большой мощности, не имеющих выводов концов фазных обмоток. Схему на рис. 4.1,б целесообразно применять для электродвигателей малой мощности, а также для высоковольтных двигателей. В высоковольтных схе-

мах определяющим фактором для выбора схемы является малое количество силовых полупроводниковых приборов, так как их стоимость достаточно велика и зачастую вместо одного транзистора требуется последовательное включение нескольких транзисторов для увеличения коммутируемого напряжения. По этому параметру схема на рис. 4.1,б, содержащая всего 1 транзистор и 6 диодов, превосходит все остальные. Кроме того, на основе трехфазного диодного моста можно реализовывать трансформаторные схемы устройств комбинированного пуска (рис. 4.2).

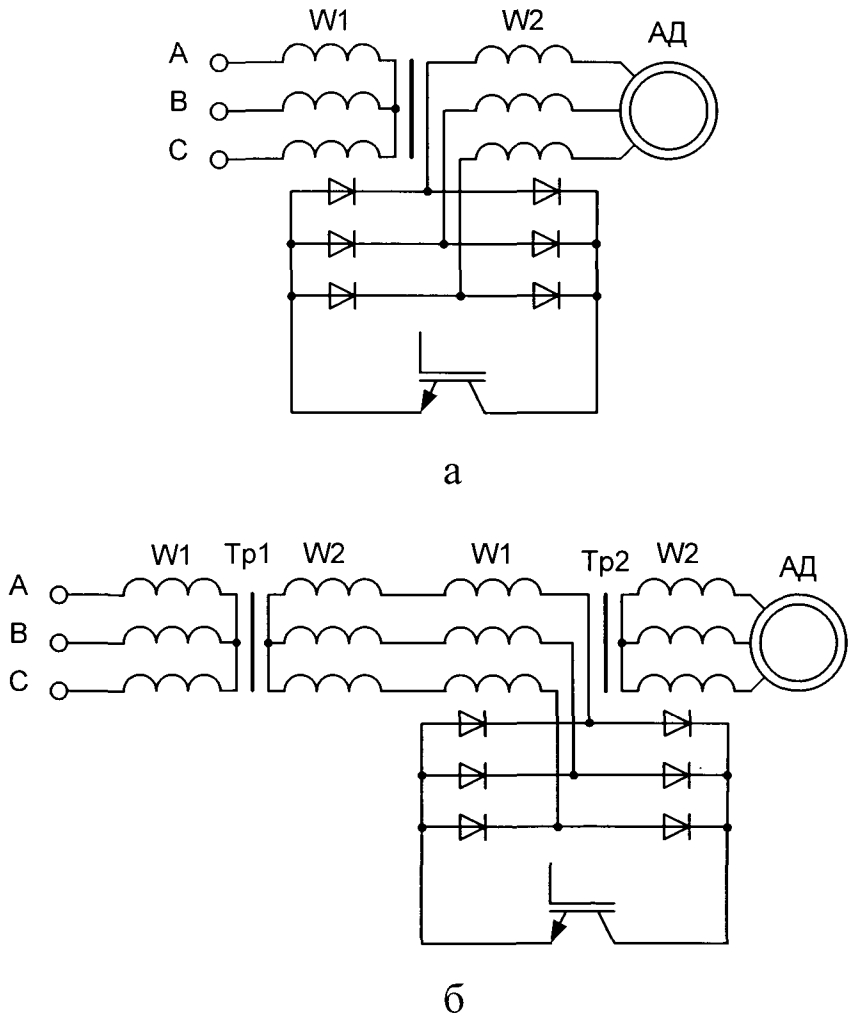


Рис. 4.2. Трансформаторные схемы устройств комбинированного пуска АД

Схема на рис. 4.2,а может применяться при питании АД от отдельного трехфазного трансформатора. При этом нет необходимости выводить концы

фаз обмотки статора. Схема на рис. 4.2,б (с промежуточным трансформатором) может использоваться для высоковольтных электродвигателей. Транзисторный ключ в этой схеме включен на стороне низкого напряжения, что позволяет применить низковольтные транзисторы и снизить стоимость устройства комбинированного пуска.

Для экспериментального исследования комбинированного способа пуска была спроектирована лабораторная установка с двигателем 4А100L4У3, мощностью 4 кВт и номинальной частотой вращения 1430 об/мин, для которого ранее была разработана математическая модель и проведены теоретические исследования. Так как в лабораторной установке используется двигатель малой мощности, в качестве базового варианта силовой схемы была использована схема на рис. 4.1,б. Для практической реализации предложенного способа пуска помимо выбора силовой схемы необходимо решить еще ряд вопросов, и одним из важнейших является защита силового ключа от перенапряжений.

4.2. Защита силового ключа от перенапряжения

Выбор силового электронного ключа для устройства плавного пуска работающего по векторно-импульсному принципу в области высоких напряжений (более 300 В) и относительно низких частотах (1 … 10 кГц) является серьезной проблемой. Ошибка в выборе может привести к тому, что устройство не сможет реализовать свои возможности, будет рассеивать слишком большую мощность и в итоге, станет неконкурентоспособным.

На рис. 4.3 представлена диаграмма рекомендуемых областей применения современных полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов [36]. Расчетные токи, протекающие в силовом электронном ключе, изменяются в диапазоне от 20 до 100 А, напряжение изменяется от 500 до 1500 В. Анализ графика, представленного на рис. 4.3, позволяет сделать вы-

вод, что при напряжениях от 1 до 6,5 кВ и токах от 100 до 1000 А преимущественно применяются IGBT транзисторы.

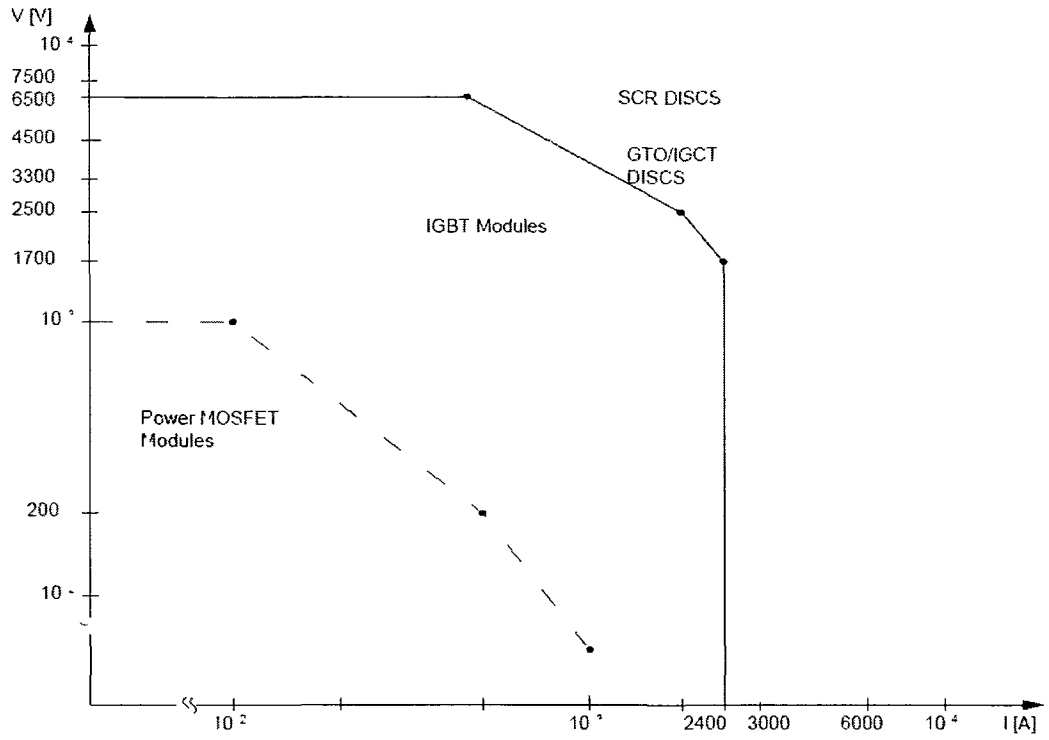


Рис. 4.3. Области применения силовых полупроводниковых приборов

Тем не менее, IGBT транзисторы имеют ряд технологических недостатков, ограничивающих область их применения. Один из наиболее серьезных - наличие времени рассасывания не основных носителей заряда в базе биполярной части IGBT и способность транзисторов и драйверов к защелкиванию. Причиной защелкивания IGBT транзисторов является наличие триггерной структуры, образованной биполярной частью IGBT и паразитным NPN транзистором. Залогом надежной работы силового преобразовательного устройства является корректное подключение входов силовых ключей. Для уменьшения влияния распределенной индуктивности линий связи схема управления затворами должна располагаться максимально близко к модулю IGBT. В ряде случаев, например при управлении параллельным соединением ключей, выполнение этого требования затруднено. Если расстояние между драйвером и входами силового ключа превышает 5 см, соединение должно быть выполнено витой парой. Оптимальным решением, особенно для преоб-

разователей высокой мощности, является размещение драйвера непосредственно на корпусе IGBT.

Устройство плавного пуска АД, реализующее векторно-импульсный способ управления, содержит один или несколько мощных IGBT транзисторов, коммутирующих обмотки асинхронного двигателя. При выключении транзистора на нем возникают значительные перенапряжения, вследствие возникновения ЭДС самоиндукции на индуктивностях рассеяния обмоток асинхронного двигателя L_K и паразитных индуктивностях монтажа схемы L_p. Причем индуктивность рассеяния двигателя значительно превышает индуктивность монтажа. Таким образом, величины перенапряжений на транзисторе в устройстве комбинированного пуска будут значительно больше, чем в преобразователях частоты со звеном постоянного тока, где определяющим фактором является именно индуктивность монтажа. Схемы замещения, поясняющие механизм возникновения перенапряжения на IGBT-транзисторе для разных вариантов силовых схем, приведены на рис. 4.4, где полярности напряжений и ЭДС соответствуют случаю, когда запирание транзистора производится при положительном напряжении фазы «А» сети и отрицательном – фазы «С». Видно, что независимо от выбранного варианта силовой схемы напряжение на транзисторе в момент запирания определяется по формуле:

$$U_{КЭ} = \mathrm{e}_{\mathrm{A}} + e_c + e_{\sigma a} + e_{\sigma c} + e_p;$$

где: e_A, e_C - мгновенные значения фазных напряжений питающей сети (их сумма равна мгновенному значению линейного напряжения сети);

$e_{\sigma a}$, $e_{\sigma c}$ - ЭДС индуктивностей рассеяния в фазах «А» и «С» двигателя;

e_p - ЭДС паразитной индуктивности монтажа.

Наибольшая величина перенапряжения будет получаться в том случае, когда запирание транзистора производится при амплитудном значении линейного напряжения. Величина ЭДС на индуктивностях рассеяния и монтажа зависит от величины этих индуктивностей и скорости изменения тока. Таким образом, величина напряжения в момент коммутации может значительно

превышать амплитуду линейного напряжения, что может привести к выходу транзистора из строя [37] при неправильном выборе максимального напряжения коллектор-эмиттер IGBT транзистора.

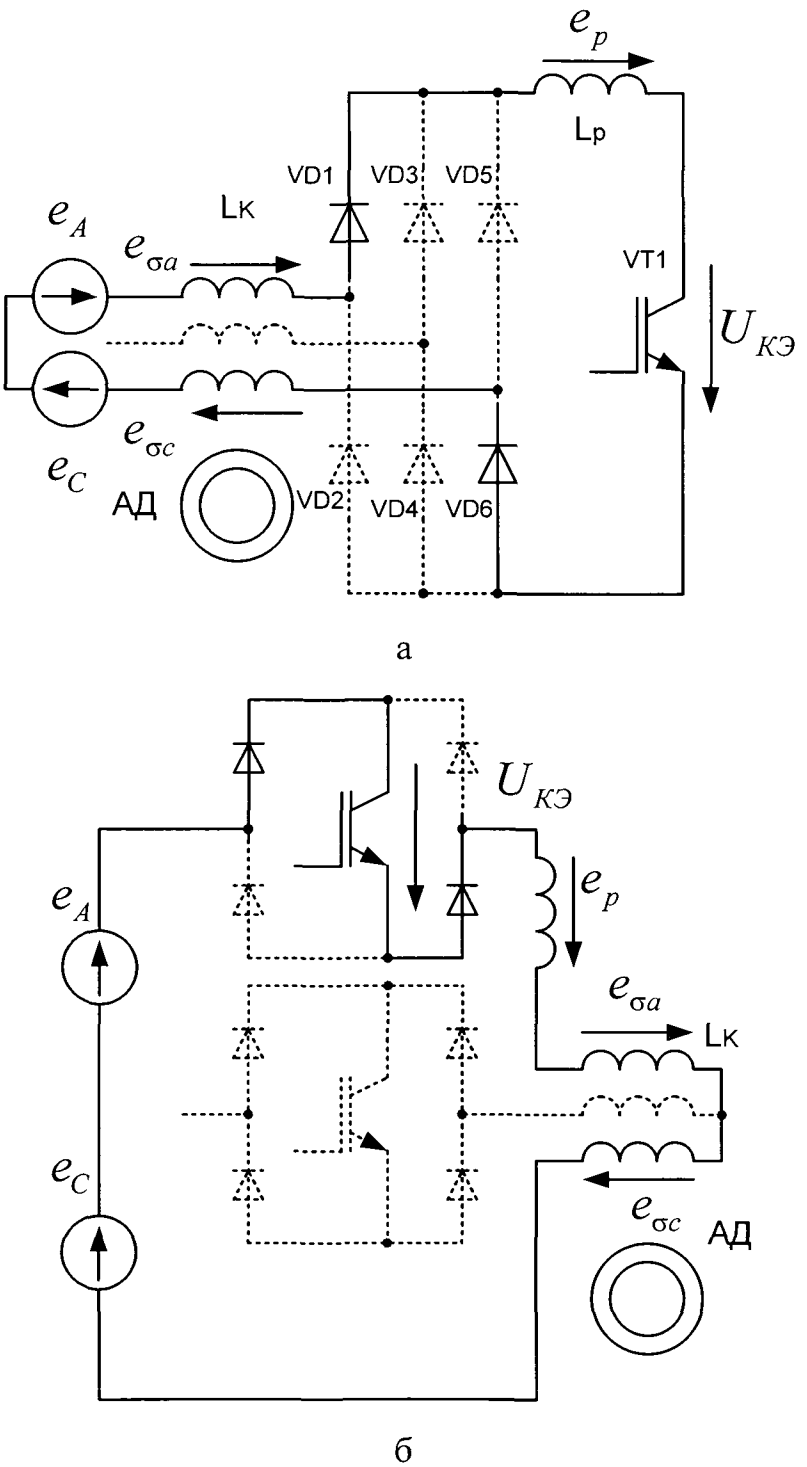


Рис. 4.4. Схема замещения силовой цепи устройства плавного пуска

Классический способ снижения перенапряжений, связанный с уменьшением паразитных индуктивностей за счет специального монтажа силовых цепей, в данном случае не дает большого результата, так как основную часть индуктивности составляет индуктивность рассеяния двигателя, влиять на которую невозможно. Поэтому единственным возможным вариантом защиты транзистора является применение специальных защитных цепей (так называемых «снабберных цепей»). Кроме индуктивности рассеяния на величину пика напряжения влияет значение тока, протекавшего через транзистор в момент коммутации. Величина тока может быть различной в зависимости от режима работы пускателя: номинальный режим, пуск, короткое замыкание. Следовательно, при проектировании цепей защиты необходимо предусмотреть различные варианты защиты для нормальных и аварийных режимов.

В нормальном режиме транзистор отключается при величине тока, превышающей номинальную в 1 – 5 раз (определяется кратностью пускового тока). Для предотвращения индуктивных всплесков напряжения целесообразно применять классическую защитную цепь, состоящую из конденсатора, резистора и диода (рис. 4.5) [38-40].

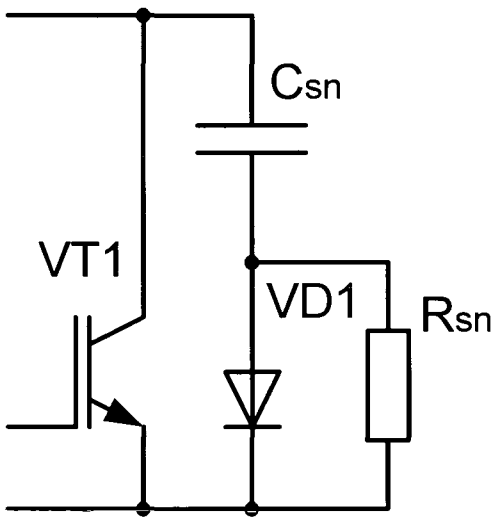


Рис. 4.5. Схема защитной RCD цепи

Номиналы элементов защитной цепи рассчитываются по следующим формулам [41]:

$$C_{sn} = \frac{L_s \cdot I_0^2}{(U_{pk} - U_{cc})^2}$$ - емкость конденсатора, (4.1)

$$R_{sn} = \frac{1}{6 \cdot C_{sn} \cdot f_{sw}}$$ - сопротивление резистора, (4.2)

$$P_R = \left(\frac{1}{2} \cdot C_{sn} \cdot \left(U_{pk}{}^2 - U_{cc}{}^2 \right) + \frac{1.125 \cdot L_s^2 \cdot I_0^2}{t_r \cdot R_{sn}} \right) \cdot f_{sw}$$ - мощность резистора, (4.3)

где: L_s - суммарная индуктивность рассеяния пускателя;

I_0 - ток, протекавший через транзистор в момент коммутации;

U_{cc} - напряжение шины постоянного тока (при напряжении сети 380 В составляет примерно 510 В);

U_{pk} - максимально допустимая величина напряжения на транзисторе;

f_{sw} - частота переключения транзистора;

t_r - время нарастания тока при включении транзистора.

Наибольшую сложность для определения представляет величина L_S. При необходимости ее можно измерить в опыте короткого замыкания асинхронного двигателя, когда вал двигателя заблокирован, а на обмотку статора подается напряжение такой величины, чтобы ток в обмотке был равен номинальному. Упрощенная схема проведения опыта (одна фаза схемы замещения асинхронного двигателя) приведена на рис. 4.6.

Индуктивность рассеяния одной фазы АД определяется по формулам:

$$Z_K = \frac{U_{1K}}{I_{1K}}; \quad R_K = \frac{P_K}{I_{1K}^2}; \quad X_K = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2}; \; L_K = \frac{X_K}{314}.$$

Для двигателя 4А100L4У3, мощностью 4 кВт и номинальной частотой вращения 1430 об/мин, определенное таким образом значение индуктивности рассеяния одной фазы составило 18 мГн. Суммарная индуктивность рассеяния пускателя будет определяться по формуле $L_s = 2 \cdot L_K + L_p$, индуктивность монтажа может быть примерно принята как $L_p = (1.1 \div 1.2) \cdot L_K$.

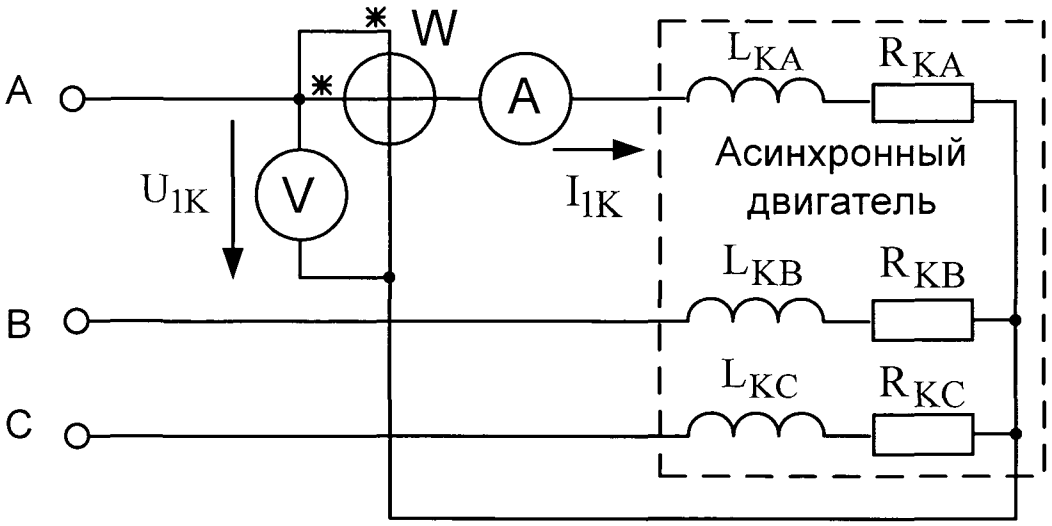


Рис. 4.6. Схема опыта для измерения индуктивности рассеяния АД

Таким образом для приведенного двигателя:

$L_s = 1.2 \cdot 2 \cdot 0.018 = 0.0432$ Гн.

Соответственно номиналы элементов защитной цепи, для пускателя с параметрами I_{1H} = 8,6 А (при кратности пускового тока 2.5 в момент отключения ток двигателя составит 21.5 А, а ток силового ключа для схемы на рис. 4.1,б - I_0 = 31.8 А), U_{pk} = 1100 В, f_{sw} = 5000 Гц, составят:

$$C_{sn} = \frac{0.0432 \cdot 31.8^2}{(1100 - 510)^2} = 1.7 \cdot 10^{-4} \text{ Ф } (170 \text{ мкФ}),$$

$$R_{sn} = \frac{1}{6 \cdot 1.7 \cdot 10^{-4} \cdot 5000} = 196 \text{ Ом}.$$

В аварийных режимах работы величина тока значительно превышает номинальное значение, и рассмотренная выше защитная цепь не может обеспечить защиту от перенапряжения. В этом случае применяют специальные схемы, обеспечивающие замедление темпа выключения или принудительное открытие транзистора при возникновении перенапряжения [41]. Пример такой схемы приведен на рис. 4.7. В этой схеме при напряжении на коллекторе, превышающем суммарное напряжение открывания быстродействующих ста-

билитронов VD2 – VDn, транзистор VT1 принудительно открывается, при этом напряжение на коллекторе транзистора снижается.

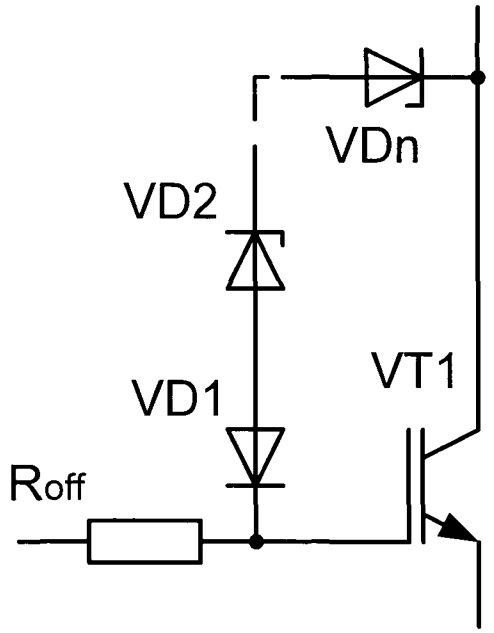


Рис. 4.7. Схема защитной цепи в аварийном режиме

Основным недостатком рассмотренных методов защиты является то, что снабберные RC-цепи принимают запас энергии, накопленный в индуктивности схемы при запирании транзистора. При последующем отпирании конденсатор разряжается через силовую цепь транзистора и энергия, накопленная в нем при коммутации, преобразуется в тепловую энергию, выделяющуюся на транзисторе и резисторе снабберной цепи. Вследствие этого увеличиваются потери энергии на силовом транзисторе, что приводит к увеличению габаритов радиатора и ухудшению энергетических характеристик устройства плавного пуска. Наибольшие потери мощности возникают на резисторе снабберной цепи. Примерная зависимость мощности, рассеиваемой на резисторе Рсн от номинальной мощности двигателя Рн, приведена на рис. 4.8. Мощность рассчитана по формуле (4.3), в качестве исходных данных приняты номинальные данные асинхронных короткозамкнутых двигателей серии 4А.

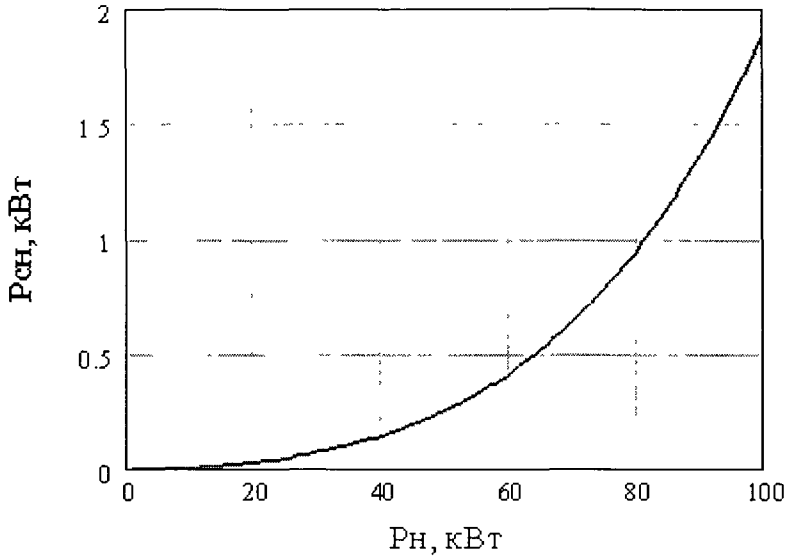


Рис. 4.8. Зависимость номинальной мощности резистора снабберной цепи от номинальной мощности двигателя

Емкость конденсатора также достигает больших значений (зависимость емкости конденсатора Ссн от номинальной мощности двигателя Рн, рассчитанная по формуле (4.1), приведена на рис. 4.9), причем конденсатор должен быть рассчитан на напряжение 800 – 1000 В. Таким образом, габариты защитной цепи при векторно-импульсном управлении могут превышать габариты самого устройства плавного пуска.

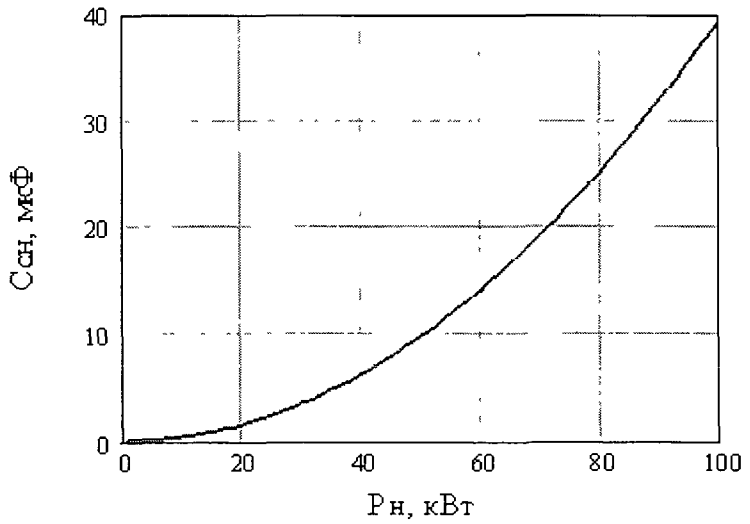


Рис. 4.9. Зависимость емкости конденсатора снабберной цепи от номинальной мощности двигателя

Одним из факторов, влияющих на величину пика напряжения при запирании IGBT-транзистора, является скорость нарастания тока, зависящая от скорости запирания транзистора [41]. Скорость запирания определяется разрядом емкости затвор-исток через сопротивление, подключенное к затвору транзистора. Увеличение этого сопротивления приводит к уменьшению скорости нарастания тока и, как следствие, к уменьшению пика напряжения. Однако при этом значительно возрастают потери на переключение в силовом транзисторе.

Интересный метод уменьшения пика напряжения, позволяющий минимизировать потери на переключение, описан в статье [42]. Суть метода заключается в том, что процесс выключения транзистора начинается с резистором в цепи затвора минимальной величины. В результате обеспечиваются высокая скорость запирания и малые потери. После того, как величина напряжения на коллекторе транзистора превысит определенное значение (обычно чуть большее, чем напряжение шины постоянного тока), сопротивление в цепи затвора резко увеличивается, что приводит к уменьшению скорости запирания и пика напряжения. Для применения данного метода в устройстве комбинированного пуска была разработана схема драйвера IGBT-транзистора, позволяющая реализовать данный метод (рис. 4.10). Схема состоит из компаратора DA1, на котором напряжение коллектор-эмиттер IGBT-транзистора, поступающее через делитель напряжения R1-R2, сравнивается с опорным напряжением Uref. Величина опорного напряжения и сопротивления делителя подбираются таким образом, чтобы срабатывание компаратора происходило при напряжении коллектор-эмиттер 550 В. Если напряжение меньше, то на выходе компаратора устанавливается отрицательное напряжение. При этом транзисторы Q2 и Q3 открыты, а Q1 закрыт. Таким образом, управляющее напряжение на затвор силового транзистора при отпирании подается через сопротивление R3 и диод VD1, а при запирании разряд емкости затвора идет через открытый транзистор Q3 и сопротивление R3. Как только напряжение коллектор-эмиттер становиться больше 550 В, на выходе компа-

ратора устанавливается положительное напряжение, транзисторы Q2 и Q3 закрываются, а Q1 открывается. В разрядную цепь затвора включается сопротивление Roff, которое уменьшает скорость запирания транзистора.

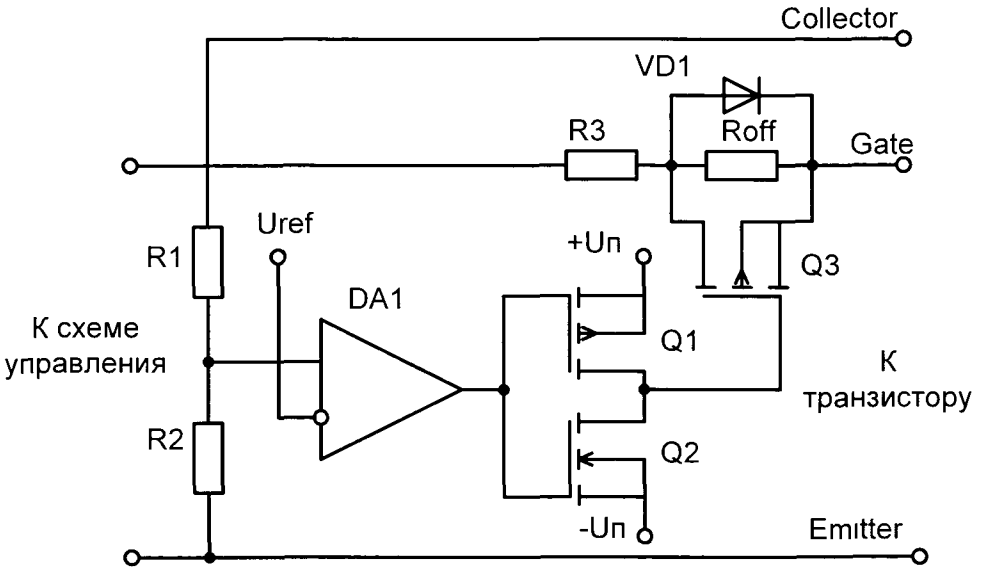


Рис. 4.10. Принципиальная схема драйвера

Экспериментальные исследования предложенной схемы с IGBT транзистором BUP314 при напряжении шины постоянного тока 500 В, эквивалентной индуктивности рассеяния 10 мГн и коммутируемом токе 5 А, показали, что с увеличением сопротивления Roff уменьшается величина пика напряжения на транзисторе (рис. 4.11).

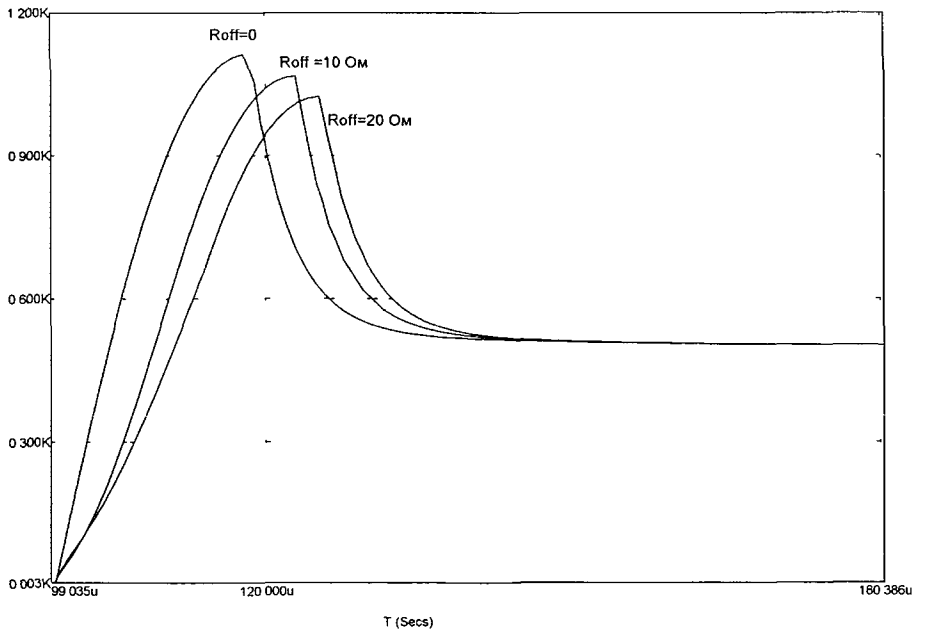


Рис. 4.11. Осциллограммы напряжения на силовом транзисторе

При увеличении сопротивления с 10 до 20 Ом величина пика напряжения Um уменьшилась с 1070 В до 1020 В (на 4.7%) – рис. 4.12, при этом потери энергии на выключение транзистора EQ увеличились с 8.6 до 14.9 мДж (на 42 %), а потери энергии на сопротивлении снабберной цепи ER уменьшились с 25.4 до 23.7 мДж (на 7%) – рис. 4.13.

Рис. 4.12. Уменьшение величины пика напряжения на силовом транзисторе

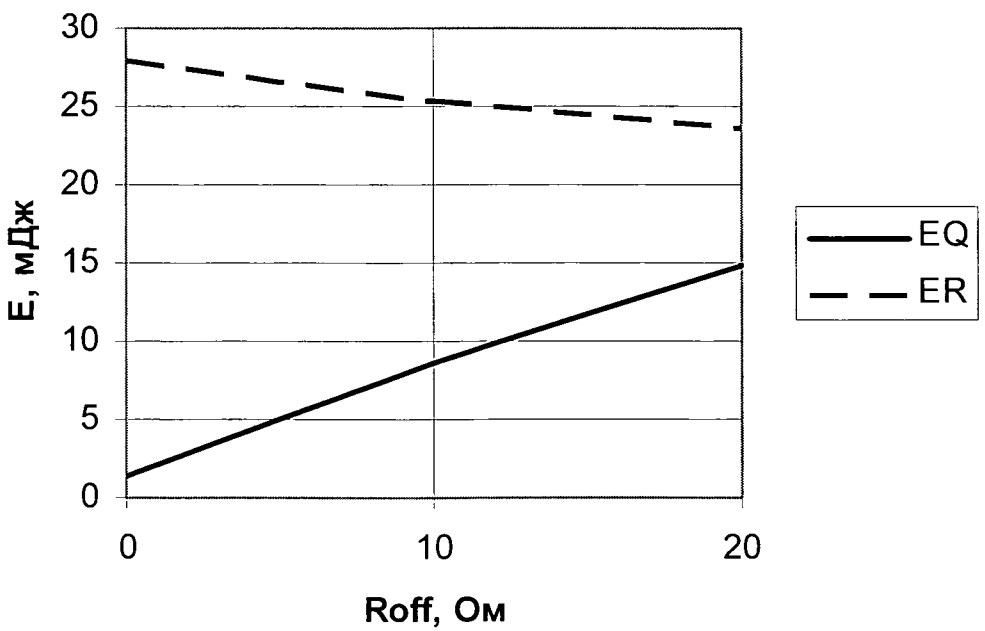


Рис. 4.13. Потери энергии на силовом транзисторе и сопротивлении снабберной цепи

Таким образом, применение предложенной схемы при постоянной величине пика напряжения, зависящей от максимально допустимого напряжения коллектор-эмиттер IGBT транзистора, позволит уменьшить емкость конденсатора и мощность, рассеиваемую на сопротивлении снабберной цепи, что приведет к уменьшению габаритов и стоимости защитной цепи.

Помимо рассмотренных способов существуют разнообразные защитные схемы, в которых энергия сохраняется в резонансных схемах или возвращается обратно в цепь питания. Эти схемы позволяют минимизировать потери на переключение, однако они очень часто сложны при реализации и настройке [43, 44].

4.3. Разработка микропроцессорной системы управления

Для реализации алгоритма векторно-импульсного управления микроконтроллер, интегрированный в систему управления электропривода, должен обладать как высокой скоростью обработки получаемой информации, так и средствами для преобразования полученных сигналов. Для преобразования аналоговых сигналов он должен иметь встроенный АЦП с разрешением не ниже 10-12 двоичных разрядов и временем преобразования не меньше 5-10 мкс. Восьми каналов АЦП достаточно для приема не только сигналов обратных связей по токам фаз, но и сигналов обратных связей по напряжению и току, а также внешних задающих сигналов. Алгоритм векторного управления предъявляет повышенные требования к математическому аппарату и объему память ОЗУ микроконтроллера. В результате анализа характеристик современных недорогих микроконтроллеров [45-47] был выбран 32-х разрядный микроконтроллер семейства LPC2100 фирмы NXP LPC2148 с архитектурой процессора ARM7 TDMI [48]. Выпускаемые в настоящее время приборы работают на тактовой частоте до 60 МГц, обеспечивая производительность до 54 MIPS, имеют встроенную Flash-память объемом 512 Кбайт со 128-битной шиной, статическую оперативную память (SRAM) объемом 64 Кбайт, модуль ШИМ, 10 канальный 10-битный модуль АЦП, 10-битный мо-

дуль ЦАП, интерфейсы I^2C, SPI, CAN, два UART (один UART с полным модемным интерфейсом), USB.

К основным функциям, которые должна выполнять микропроцессорная система управления комбинированным пуском, относятся:

1. Определение начальных условий.
2. Определение положения вектора потокосцепления ротора.
3. Определение положения вектора потокосцепления статора (обобщенного вектора напряжения).
4. Измерение электрических параметров системы (мгновенных значений фазных токов и напряжений).
5. Управление силовым ключом.

Краткий анализ микроконтроллера LPC2148 позволяет сделать вывод о возможности использования данного устройства в системах плавного пуска электродвигателей [49]. Он отвечает всем современным требованиям, предъявляемым к микроконтроллерам. Функциональная схема системы управления на базе микроконтроллера LPC2148 приведена на рис. 4.14, принципиальная схема подключения сигналов системы управления к микроконтроллеру - на рис. 4.15.

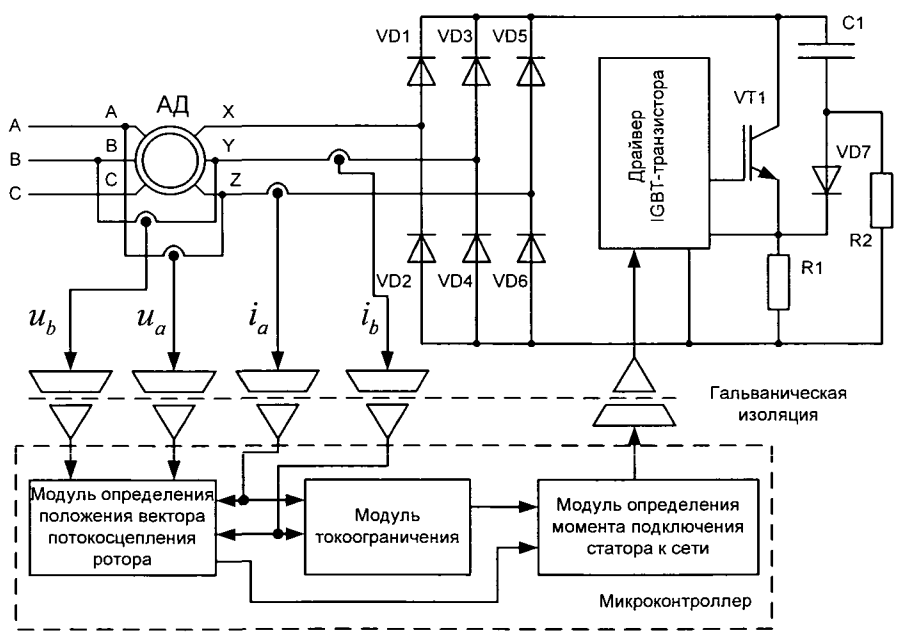


Рис. 4.14. Функциональная схема системы управления на базе микроконтроллера LPC2148

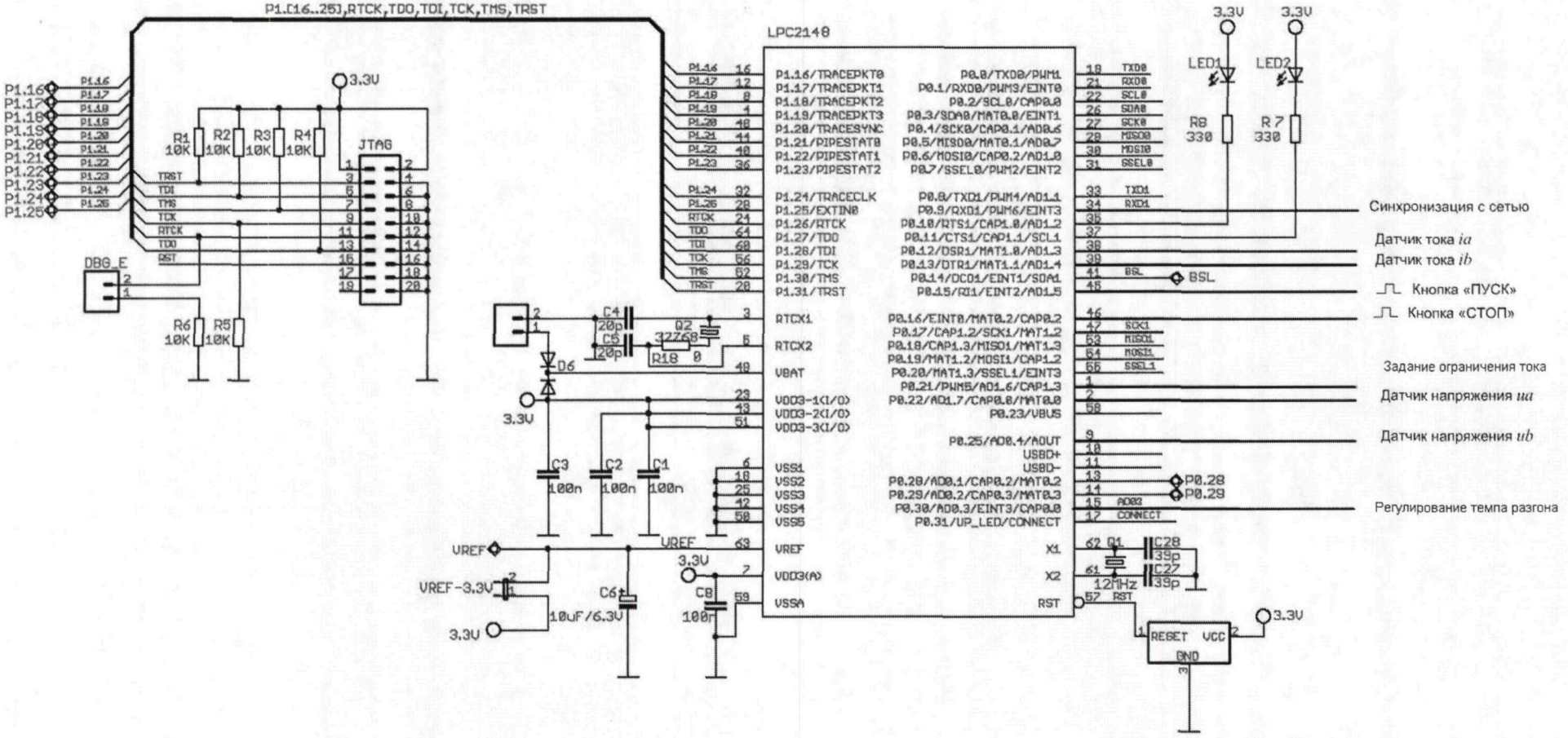


Рис. 4.15. Принципиальная схема системы управления на базе микроконтроллера LPC 2148

Силовая часть схемы содержит трехфазный диодный мост $VD_1 - VD_6$ и один IGBT-транзистор VT_1 коммутирующий обмотки статора на стороне постоянного тока. Элементы R_2, C_1, VD_7 являются снабберной цепью для защиты транзистора от бросков напряжение при коммутации. Сопротивление R_1 – датчик тока для схемы защиты транзистора по максимальному току. Управляющая программа микропроцессорной системы управления состоит из трех основных модулей [50,51]:

1. Модуль определения положения вектора потокосцепления ротора. Производит вычисление угла поворота вектора по мгновенным значениям фазных ЭДС, измеренным в момент отключения статора от сети.
2. Модуль токоограничения. Вырабатывает сигнал отключения IGBT-транзистора при достижении заданной уставки токоограничения.
3. Модуль определения момента подключения статора к сети. Разрешает подключение статора к сети в режиме широтно-импульсной модуляции, если угол между векторами потокосцеплений ротора и статора не превышает 180^0.

В устройстве, работающем по принципу векторно-импульсного управления, необходимо ограничивать токи, протекающие в статоре асинхронного двигателя. АЦП преобразует аналоговый сигнал, поступающий с датчика тока в цифровой код, который проверяется на выполнение условия. Если ток статора превышает заданный ток ограничения, то статор отключается от сети. Максимальная частота работы АЦП микроконтроллера LPC2148 4,5 МГц. Аналого-цифровое преобразование входного напряжения с полной точностью (разрешением) требует 11 периодов частоты 4.5 МГц, что соответствует 2,44 мкс на одно преобразование. Данный показатель вполне удовлетворяет выше приведенным требованиям.

На рис. 4.16 - 4.18 представлен упрощенный алгоритм работы системы управления пуском асинхронного двигателя.

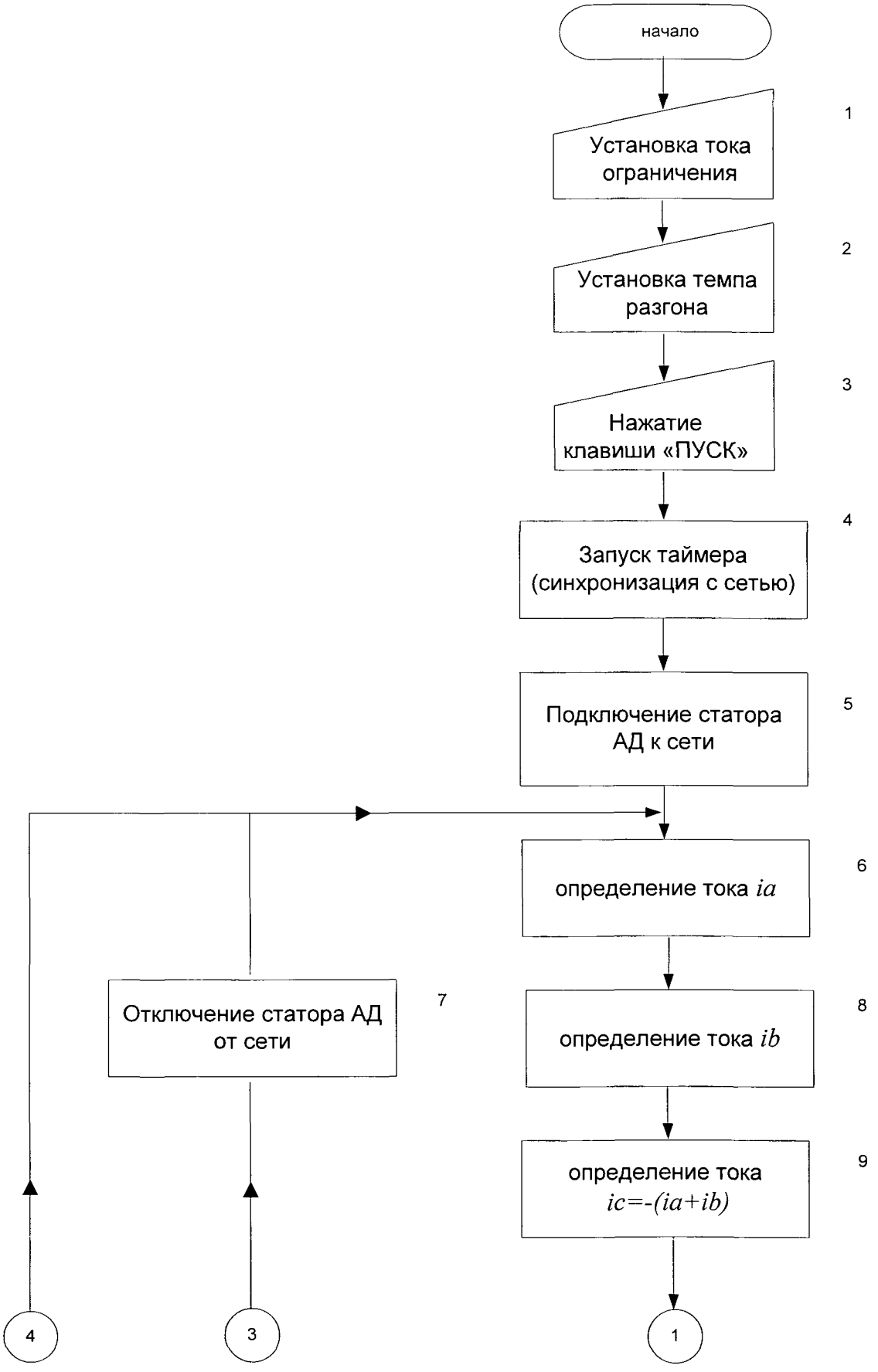


Рис. 4.16. Упрощенный алгоритм работы системы управления пуском асинхронного двигателя (начало)

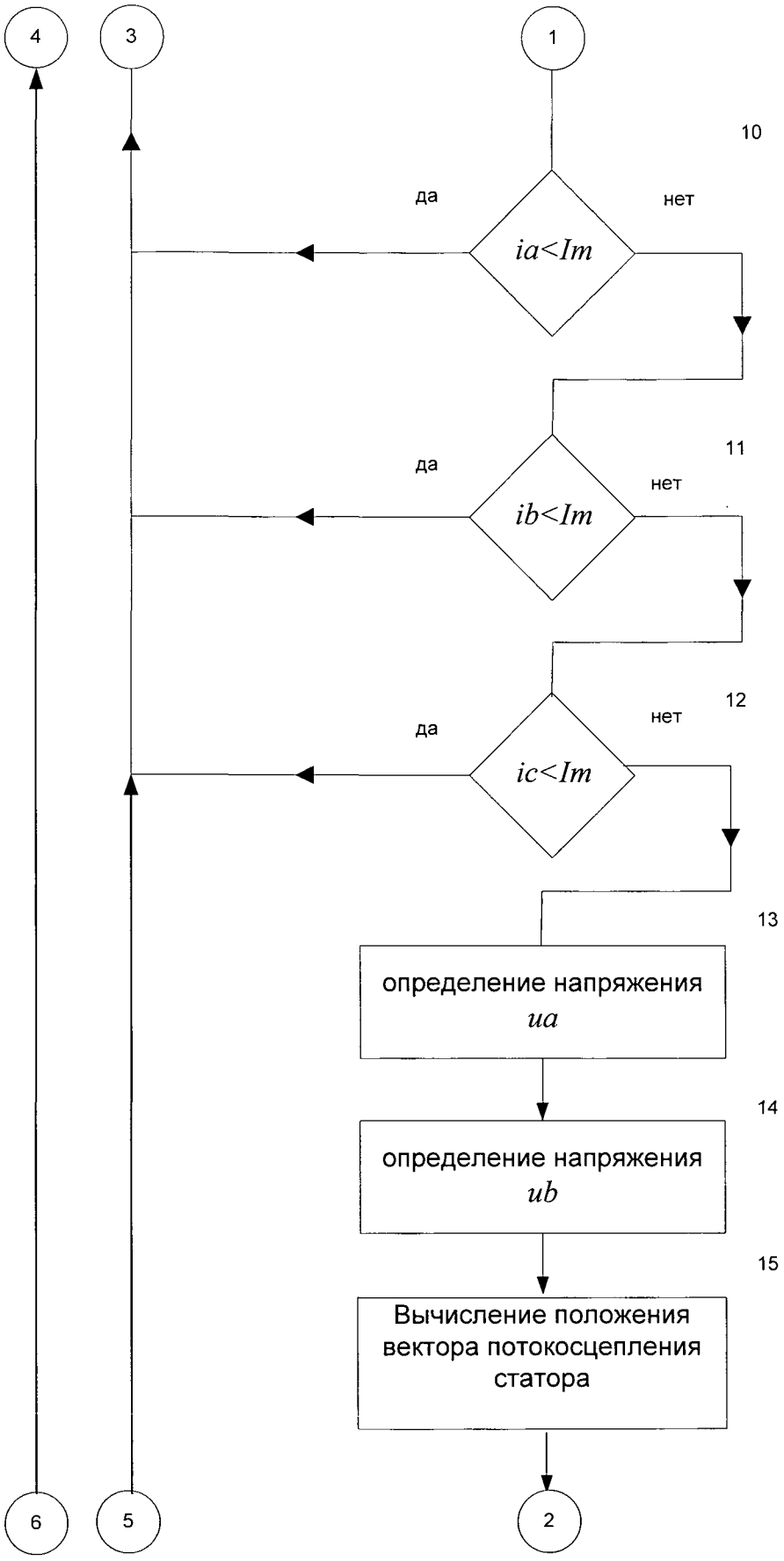


Рис. 4.17. Упрощенный алгоритм работы системы управления пуском асинхронного двигателя (продолжение)

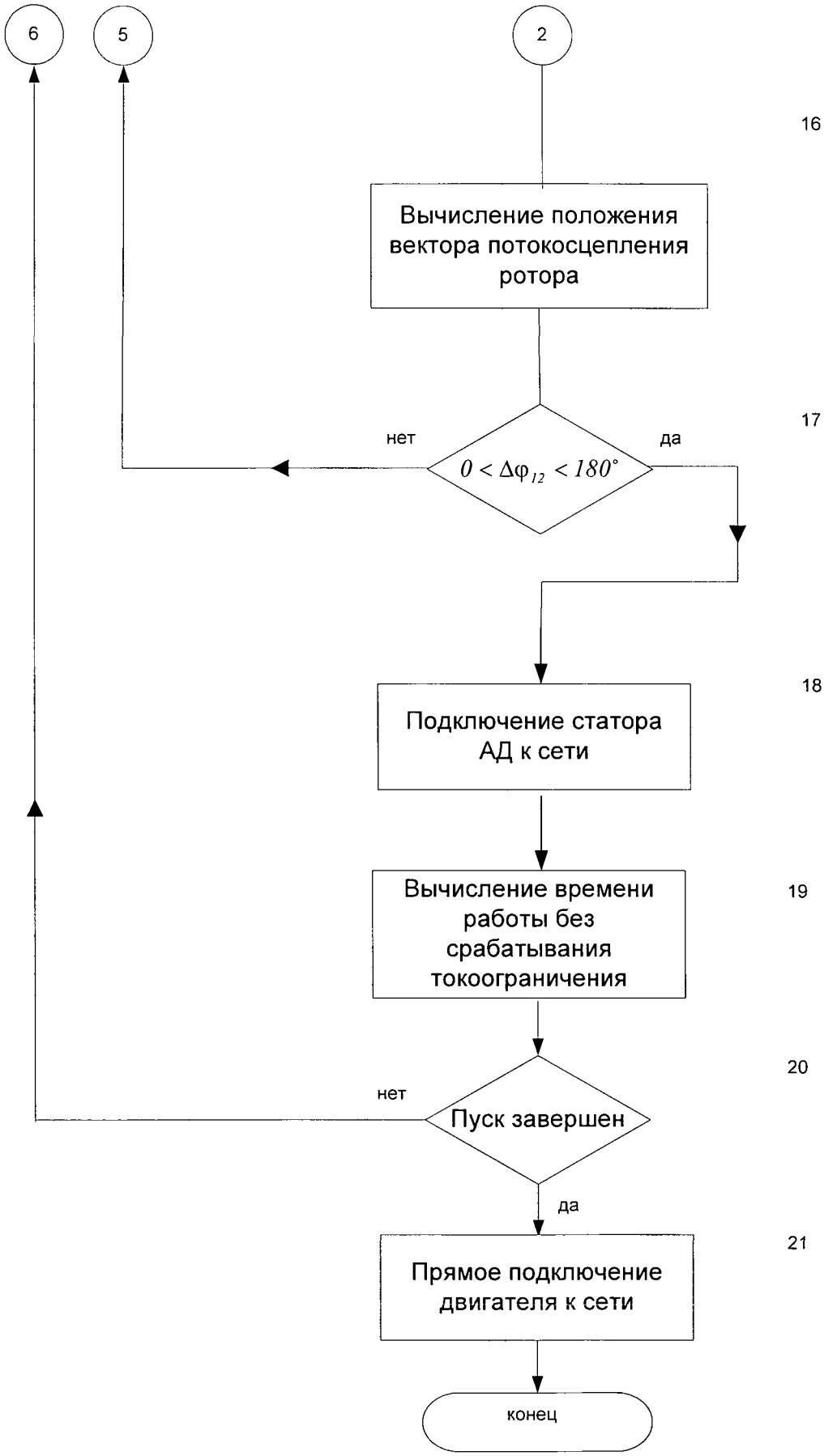


Рис. 4.18. Упрощенный алгоритм работы системы управления пуском асинхронного двигателя (конец)

В блоках 1 и 2 устанавливается значение тока ограничения и задается темп разгона АД. Затем опрашивается кнопка «ПУСК» (блок 3), после чего подается управляющий импульс на подключение статора АД к сети (блок 5) и запускается таймер, который синхронизирует систему управления (блок 4) с питающей сетью. В блоках 6-9 определяются мгновенные значения фазных токов асинхронного двигателя. В блоках 10-12 сравниваются амплитудные значения фазных токов и с установленной величиной тока ограничения в блоке 1. Если величина по модулю хотя бы одного из фазных токов превышает ограничение, то подается запрещающий сигнал на подключения статора асинхронного двигателя к сети (блок 7). В блоках 13-14 определяются мгновенные значения фазных напряжений на статоре асинхронного двигателя. По полученным данным определяется положение вектора потокосцепления статора и ротора (блоки 15, 16). В блоке 17 сравнивается взаимное положение двух векторов потокосцеплений, и если угол между векторами не находится в пределах $0 < \Delta\varphi_{12} < 180^{\circ}$, то статор АД отключается от сети (блок 7), если условие в блоке 17 выполняется и ранее было выполнено отключение статора, то статор АД вновь подключается к сети (блок 18). В блоке 19 происходит вычисление времени работы системы без срабатывания токоограничения. Если срабатывания не было в течение 5 периодов напряжения питающей сети, то процесс пуска считается законченным (блок 20) и производится прямое подключение статора к сети (блок 21). Дополнительно возможно шунтирование устройства комбинированного пуска с помощью внешнего контактора.

4.4. Результаты экспериментальных исследований

Для сравнения результатов экспериментальных исследований с результатами моделирования, на лабораторной установке исследовался режим пуска со статическим моментом нагрузки равным нулю, при ограничении пускового тока на уровне 2.5 от номинального. Для обеспечения суммарного момента инерции $J_{\Sigma} = 0.13$ кг·м^2 к валу асинхронного двигателя (собственный

момент инерции которого равен 0.013 кг·м^2) присоединена нагрузочная машина (двигатель постоянного тока с независимым возбуждением ПБС-32) с моментом инерции 0.024 кг·м^2 и промежуточный стальной маховик с моментом инерции 0.093 кг·м^2.

В лабораторной установке для осциллографирования доступны сигналы мгновенных значений фазных напряжений и токов двигателя, а так же угловой скорости. Для получения аналогового сигнала угловой скорости к микроконтроллеру подключен импульсный датчик типа BE175A5 (1024 импульса на оборот), вычисленное микроконтроллером значение угловой скорости через встроенный 12-и разрядный ЦАП подается на один из выводов контроллера. Через второй канал ЦАП в аналоговую форму преобразуется угол между векторами потокосцеплений ротора и статора $\Delta\varphi_{12}$, вычисленный микроконтроллером при отработке алгоритма векторно-импульсного управления. Этот сигнал так же может осциллографироваться.

Осциллограмма угловой скорости АД при комбинированном пуске показана на рис. 4.19.

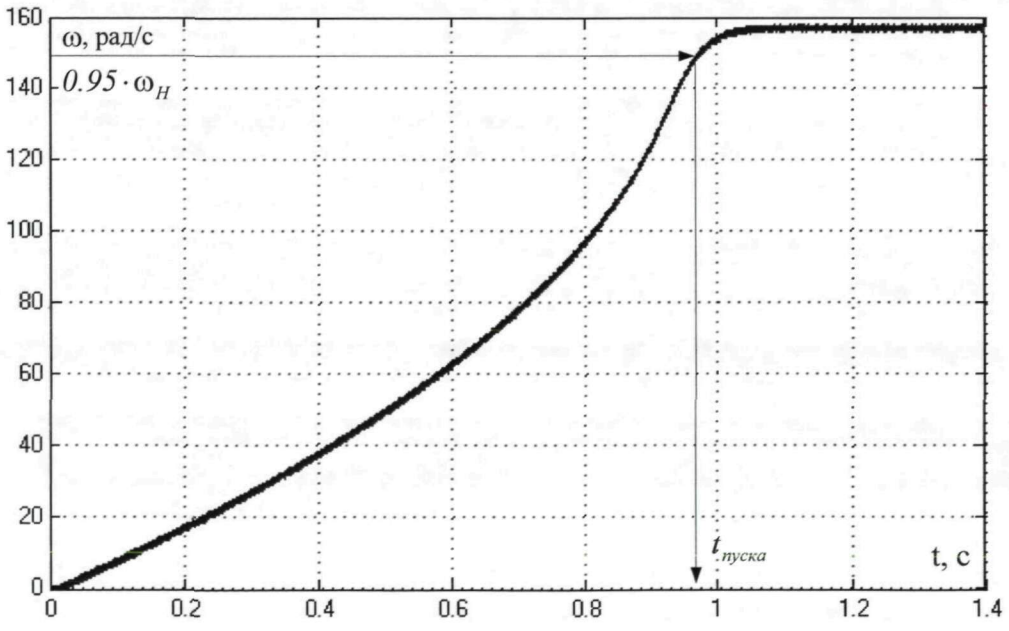


Рис. 4.19. Осциллограмма угловой скорости АД

Время пуска, измеренное по той же методике, что и при теоретических исследованиях (время разгона до $0.95\cdot\omega_H$), составляет $t_{пуска}$ = 0.95 с (при моде-

лировании с аналогичными условиями время пуска 0.97 с). Близкое время пуска (расхождение с результатами моделирования составляет 2.1%), а также общий характер изменения скорости позволяют сделать вывод о равенстве среднего электромагнитного момента за время пуска при моделировании и в результате экспериментальных исследований.

На рис. 4.20 приведены осциллограммы фазных токов статора, а на рис. 4.21 – график изменения угла между векторами потокосцеплений ротора и статора $\Delta\varphi_{12}$.

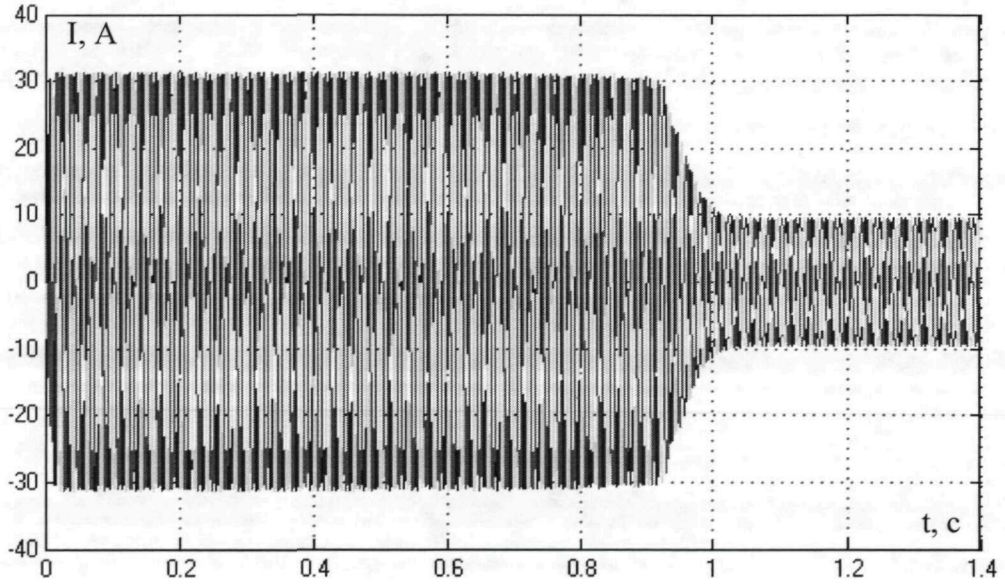


Рис. 4.20. Осциллограмма фазных токов АД

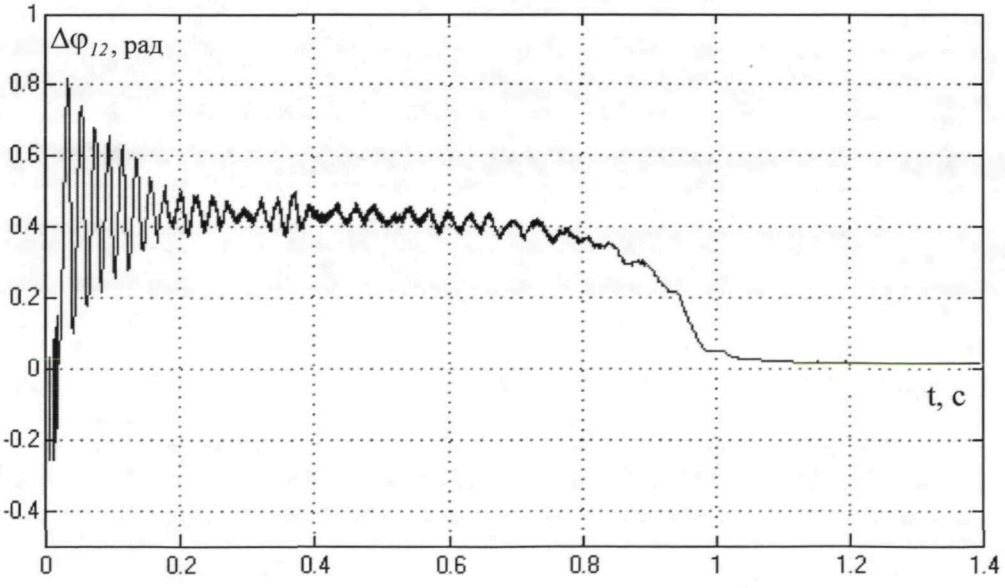


Рис. 4.21. График изменения угла между векторами потокосцеплений

Как видно из осциллограммы токов, функция токоограничения в лабораторной установке выполняется и амплитудное значение пускового тока не превышает 30 А, что соответствует заданной кратности пускового тока 2,5. Из графика изменения угла между векторами потокосцеплений ротора и статора следует, что диапазон изменения угла значительно меньше, чем при прямом пуске. Среднее значение $\Delta\varphi_{12}$ составляет примерно 0,42 рад (48°), что обеспечивает положительное значение электромагнитного момента в течение всего времени пуска. В целом результаты экспериментальных исследований совпадают с результатами моделирования, что позволяет говорить о достоверности результатов моделирования и выводов, сделанных на их основе.

Выводы по главе

1. Рассмотрены два варианта силовых схем, обеспечивающих возможность комбинированного пуска АД с векторно-импульсным управлением на начальном этапе и переходом к широтно-импульсному регулированию напряжения в дальнейшем. Для лабораторной установки выбран вариант на основе способа коммутации трехфазной нагрузки переменного тока силовым транзистором, включенным на стороне постоянного тока трехфазного диодного моста. Подобная схема позволяет минимизировать количество дорогостоящих силовых ключей и обеспечить простоту их последовательного включения в высоковольтных схемах.

2. Для любого варианта силовой схемы величина напряжения в момент коммутации может значительно превышать амплитуду линейного напряжения, что может привести к выходу транзистора из строя. Единственным возможным вариантом защиты транзистора является применение специальных защитных цепей (так называемых «снабберных цепей»).

3. Основным недостатком снабберных RC-цепей является то, что они принимают запас энергии, накопленный в индуктивности схемы, при запирании транзистора. При последующем отпирании конденсатор разряжается через силовую цепь транзистора и энергия, накопленная в нем при коммутации,

преобразуется в тепловую энергию, выделяющуюся на транзисторе и резисторе снабберной цепи. Вследствие этого увеличиваются потери энергии на силовом транзисторе, что приводит к увеличению габаритов радиатора и ухудшению энергетических характеристик устройства плавного пуска. Кроме того, габариты защитной цепи при векторно-импульсном управлении могут превышать габариты самого устройства плавного пуска.

4. Для уменьшения потерь в защитных цепях и уменьшения их габаритов можно применить метод, который заключается в том, что процесс выключения транзистора начинается с резистором минимальной величины в цепи затвора. В результате обеспечиваются высокая скорость запирания и малые потери. После того, как величина напряжения на коллекторе транзистора превысит определенное значение (обычно чуть большее, чем напряжение шины постоянного тока), сопротивление в цепи затвора резко увеличивается, что приводит к уменьшению скорости запирания и пика напряжения. Для применения данного метода в устройстве комбинированного пуска была разработана специальная схема драйвера IGBT-транзистора.

5. Для реализации предложенного алгоритма управления необходимо использовать микропроцессорную систему управления. В результате анализа характеристик современных специализированных микроконтроллеров был выбран 32-х разрядный микроконтроллер семейства LPC2100 фирмы NXP LPC2148 с архитектурой процессора ARM7 TDMI.

6. Результаты экспериментальных исследований на лабораторной установке совпадают с результатами теоретических исследований, что позволяет говорить о достоверности результатов моделирования и выводов, сделанных на их основе, а так же о работоспособности разработанных алгоритмов и принципов управления.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Отрицательные значения электромагнитного момента асинхронного двигателя вызваны отставанием вектора потокосцепления ротора относительно вектора потокосцепления статора на угол свыше 180°, то есть электромагнитный момент положителен, если вектор потокосцепления статора опережает вектор потокосцепления ротора ($\Delta\varphi_{12} > 0$). При этом максимальное значение момента (пропорциональное мнимой части векторного произведения $\overline{\Psi}_1 \cdot \overline{\Psi}_2^*$) будет достигаться, если вектор $\overline{\Psi}_1$ опережает вектор $\overline{\Psi}_2$ на 90° (то есть $\Delta\varphi_{12} = 90^\circ$).

2. На угол поворота вектора потокосцепления статора влияют обобщенные вектора $\bar{u}_1$ и $\bar{i}_1$. Положения вектора потокосцепления и обобщенного вектора напряжения совпадает только в установившемся режиме. В начальный же момент времени, вследствие значительной величины пускового тока, положение вектора потокосцепления статора значительно отличается от положения обобщенного вектора напряжения. Для определения положения вектора потокосцепления статора при пуске необходимо использовать дифференциальные уравнения обобщенной машины. Наиболее просто величину угла поворота потокосцепления статора можно получить из уравнений, записанных в неподвижных осях α-β. Для корректного определения положения вектора потокосцепления статора при векторно-импульсном управлении в расчетах необходимо учитывать не мгновенные значения фазных напряжений двигателя, которые при отключении становятся равными нулю, а мгновенные значения фазных напряжений питающей сети.

3. Применение векторно-импульсного способа пуска может быть целесообразно для асинхронных электроприводов с большим моментом инерции и низким значением пускового момента, близким к моменту холостого хода. К таким механизмам относятся крупные центробежные и осевые вентиляторы и компрессоры с безредукторным приводом. Но в любом случае применение векторно-импульсного способа имеет смысл

только на начальной стадии пуска, когда вектор потокосцепления статора совершает колебания вокруг оси. После того как вектора потокосцеплений начинают вращаться синхронно должен использоваться либо прямой пуск, либо если требуется ограничение пускового тока или темпа разгона – пуск от регулятора напряжения.

4. При реализации векторно-импульсного управления определение положения вектора потокосцепления ротора требуется только в те моменты времени, когда статор отключен от напряжения питающей сети. В этом случае положение векторов потокосцеплений ротора и статора совпадает. Следовательно, положение вектора потокосцепления ротора определяется по той же методике, что и положение вектора потокосцепления статора, однако напряжения $u_{1\alpha}$ и $u_{1\beta}$ следует вычислять по реальным значениям фазных напряжений двигателя (а не сети), которые необходимо измерять с помощью датчиков напряжения.

5. Для реализации комбинированного пуска с токоограничением наиболее приемлемым вариантом будет ограничение тока силового ключа в каждом такте, когда подключение статора к сети будет происходить по такому же алгоритму, как и в предыдущей системе, а отключение – при превышении заданной величины фазного тока. Для того чтобы повысить среднее значение момента при одновременном ограничении тока статора, необходимо обеспечить импульсное подключение статора в течение всего времени, когда создаются электромагнитные условия для получения положительного электромагнитного момента.

6. При одинаковой кратности пускового тока, комбинированный пуск обеспечивает большее значение электромагнитного момента, чем пуск с помощью ТРН. При кратности пускового тока 2.5 в комбинированной системе средний электромагнитный момент будет в 1,83 раза больше, при кратности 3,5 в 2,06 раза. При больших значениях кратности пускового тока характеристики систем сближаются, что объясняется приближением к условиям прямого пуска и в одной и в другой системе. Однако наибольший

практический интерес представляет именно работа систем при кратности пускового тока 2,5 – 3,5 и в этих условиях система комбинированного пуска обладает явным преимуществом.

7. Способ комбинированного пуска позволяет реализовать замкнутую систему управления с обратной связью по скорости (от аналогового или импульсного датчика скорости или при вычислении скорости вращения по математической модели), обеспечивающую линейный график разгона с постоянным (регулируемым) ускорением, что требуется для электроприводов некоторых технологических агрегатов. При этом основным параметром системы, на который будет воздействовать регулятор, будет величина ограничения тока.

8. При пуске с ограничением пускового тока, независимо от способа пуска пиковые значения активной и реактивной мощности значительно снижаются, что обусловлено меньшими значениями пусковых токов. В целом комбинированный пуск характеризуется меньшими величинами активной, а особенно реактивной мощности по сравнению с тиристорным регулятором напряжения, что говорит о лучшем качестве потребления электроэнергии при комбинированном пуске. Наименьшую величину потерь при пуске обеспечивает комбинированный способ (по сравнению с прямым пуском на 4% меньше), а наибольшую – пуск с помощью тиристорного регулятора напряжения (на 41% больше чем при прямом пуске).

9. Амплитуда основных гармоник тока при комбинированном пуске значительно меньше, а значение коэффициента несинусоидальности практически в течение всего времени пуска находится в районе 0,1. Для тиристорного регулятора напряжения коэффициент несинусоидальности при пуске изменяется от 0,18 до 0,25.

10.Рассмотрены два варианта силовых схем, обеспечивающих возможность комбинированного пуска АД с векторно-импульсным управлением на начальном этапе и переходом к широтно-импульсному регулированию напряжения в дальнейшем. Для любого варианта силовой схемы величина

напряжения в момент коммутации может значительно превышать амплитуду линейного напряжения, что может привести к выходу транзистора из строя. Единственным возможным вариантом защиты транзистора является применение специальных защитных цепей (так называемых «снабберных цепей»).

11.Для уменьшения потерь в защитных цепях и уменьшения их габаритов можно применить метод, заключающийся в управлении скоростью запирания IGBT-транзистора в функции величины напряжения на коллекторе. Для применения данного метода в устройстве комбинированного пуска была разработана специальная схема драйвера IGBT-транзистора.

12. Результаты экспериментальных исследований на лабораторной установке совпадают с результатами теоретических исследований, что позволяет говорить о достоверности результатов моделирования и выводов, сделанных на их основе, а так же о работоспособности разработанных алгоритмов и принципов управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев В.И. Теория электропривода [Текст]: учебник для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.
2. Москаленко, В.В. Электрический привод [Текст]: Учебное пособие для вузов / В.В. Москаленко. - 2-е изд. - М.: Академия, 2007. – 368 с. - ISBN 978-5-7695-2998-6.
3. Шамис М., Альтшуллер М., Ушаков И. Двигатели среднего напряжения (3–10 кВ) особенности автоматизированного электропривода // Новости электротехники, 2004, №2
4. Панкратов В.В. Тенденции развития общепромышленных электроприводов переменного тока на основе современных устройств силовой электроники // Силовая интеллектуальная электроника. Специализированный информационно-аналитический журнал, 2005, №2. - с. 27-31.
5. Ильинский Ф. Н. Основы электропривода [Текст]: Учебное пособие для вузов / Н.Ф. Ильинский. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Издательство МЭИ, 2003. – 224 с. - ISBN 5-7046-0874-4.
6. Колпаков А. Н. Перспективы развития электропривода // Силовая электроника, 2004, №1.
7. Лазарев Г.Б. Опыт и перспективы применения частотно-регулируемых асинхронных электроприводов в электроэнергетике России // Новости приводной техники, 2003, №2
8. Ткачук А., Кривовяз В. Тиристорный преобразователь для плавного пуска высоковольтных асинхронных двигателей // Силовая электроника, 2007, №1
9. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод [Текст]: Учебное пособие для студентов вузов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; Под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с. - ISBN 5-7695-1704-2.

10. Андрющенко О.А., Капинос Л.П. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.

11. Петров Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных электродвигателей. - М.: Энергоатомиздат, 1981. - 184 с.

12. Горев А.А. Переходные процессы синхронной машины. – Л.: Госэнергоиздат, 1950.

13. Сипайлов Г.С., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. - М.: Высшая школа,1980. -176 с

14. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. –Л.: Энергия., 1980. – 234 с.

15. Петров Л.П., Ладензон В.А., Подзолов Р.Г., Яковлев А.В. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением. - М.: Энергия, 1977. - 200 с.

16. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. -М.: Высшая школа, 1975. - 319 с.

17. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин [Текст]: Учебное пособие для вузов / И. П. Копылов. - М.: Высшая школа, 2001. – 328 с. - ISBN 5-06-003861-0.

18. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст]: Учебное пособие для студентов вузов / Г. Г. Соколовский. - М.: Издательский центр «Академия», 2006. - 267 с. - ISBN: 5-7695-2306-9.

19. Усольцев А.А. Общая электротехника: Учебное пособие. - СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. - 301 с.

20. Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motor. – LN: BPRA073, Texas Instruments, 1998.

21. Денисов К., Ермилов А., Карпенко Д. Способы управления машинами переменного тока и их практическая реализация на базе компонентов фирмы Analog Devices. – Chip News, 1997, №7-8.

22. Виноградов А.Б. Опыт разработки цифровых систем векторного управления асинхронным электроприводом // Труды III международной (XIV всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу "АЭП-2001" / Под ред. С.В. Хватова. - Нижний Новгород: "Вектор-ТиС", 2001, стр. 59-60.
23. Krause, P.C., O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery, IEEE Press, 2002.
24. Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995, Section8.4.1.
25. Копылов И. П., Клоков Б. К.Справочник по электрическим машинам [Текст]. В 2 томах. Т. 1. / И. П. Копылов, Б. К. Клоков.- М.: Энергоатомиздат, 1988. - 456 с. - ISBN 5-283-00500-3.
26. Соловьев Д. Б. Математическое моделирование синхронного двигателя карьерного экскаватора// LIBRARY.FENTU.RU: Научная библиотека ДВГТУ им. В.В. Куйбышева, 2004. URL: http://library.fentu.ru/index.php?option=com_reader&cat=fentu_vologdin_2005_ov&Itemid=21&numPdf=1&dwl=1 (дата обращения: 14.03.2010)
27. Гончаров А.С., Поваляев В.А. Анализ современного состояния в области создания электроприводов с бездатчиковым управлением и методов построения САР в условиях ограниченной информации о векторе состояния // Электротехнические комплексы и системы управления, 2008, №2008
28. Электропривод переменного тока [Текст]: пат. 1603515 СССР: МПК[7] H02P1/50 / Овчинников И.Е.; заявитель и патентообладатель Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения и Ереванский политехнический институт им. К. Маркса. - №4359155/24-07; заяв.07.01.08; опублик. 30.10.90, Бюл. №40

29. Овчинников И.Е., Тер-Газарян Г.Н., Давидян Ж.Д., Рябов В.Н. Способ импульсного пуска синхронных машин // Электротехника, 1987, №3, с. 33-36.

30. Устройство для асинхронного пуска синхронного электродвигателя [Текст]: пат. 1707721 СССР: МПК[7] H02P1/50 /Низимов В.Б.; заявитель и патентообладатель Днепродзержинский индустриальный институт им. М.И. Арсеничева. - №4783561/07; заяв.17.01.90; опублик. 23.01.92. Бюл.№3

31. Григорьев А.В., Глеклер Е.А. Математическпя и компьютерная модель синхронного генератора в среде Simulink // Эксплуатация морского транспорта, 2006, №2, с. 70-73.

32. Масленников В., Мартыненко В. Силовые блоки на основе мощных диодов и тиристоров Часть 1. Выпрямители. Ключи переменного тока // Компоненты и технологии, 2005, №5, с. 12 – 18.

33. Колпаков А. Топология частотных преобразователей средней и большой мощности // Компоненты и технологии, 2002, №2, с. 51 – 57.

34. Басков С.Н., Усатый Д.Ю., Радионов А.А. Пуск асинхронного двигателя в электроприводах с повышенным пусковым моментом // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2004. № 2. - с. 47-49.

35. Басков С.Н., Усатый Д.Ю., Радионов А.А. Пусковое устройство для асинхронного электродвигателя с реализацией векторно-импульсного принципа управления // Труды IV Международой (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу "Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития". Часть 1. - Магнитогорск, 2004. - с. 343 - 346.

36. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи. – М.: Додэка, 2004. - 196 с. - ISBN - 5-94120-010-2.

37. Yi Zhang, Saed Sobhani, Rahul ChokhawalaSnubber Considerations for IGBT Applications International Rectifier Applications Engineering 233 Kansas St., El Segundo, CA, 90245 USA.

38.Шишкин С. Силовые конденсаторы шины питания // Силовая электроника, 2006, №4, с. 21 – 26.

39. Колпаков А.И. Расчет конденсаторов шины питания мощных преобразовательных устройств // Компоненты и технологии, 2004, №2, с. 11 – 17.

40.Шишкин С.А. Силовые конденсаторы Epcos AG для IGBT-инверторов мощных преобразователей систем электроснабжения // Силовая электроника, 2005, №3, с. 22 – 29.

41.International rectifier application note AN-983 «IGBT characteristics and applications» by S. Clemente, A. Dubhashi, B. Pelly.

42. D.Heath, P.Wood. Overshoot voltage reduction using IGBT modules with special drivers. International Rectifier Design Tip DT-99-1.

43. Schröder, D.: „Emerging Power Electronic Devices, Physical Modelling and CAE“ PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. K1-1 – K1-33.

44. Teigelkötter, J.: "Schaltverhalten und Schutzbeschaltungen von Hochleistungshalbleitern" Dt. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1996, VDI-Verlag, 1996.

45.Radim Visinka, Leos Chalupa, Ivan Skalka. Системы управления электродвигателями на микроконтроллерах фирмы Motorola // ChipNews, 1999, №1, с. 34 – 39.

46.Шевченко В. Использование контроллеров компании International Rectifier семейства IRMCF3xx в бытовой технике // CHIP NEWS УКРАИНА, 2007, №8, с. 43 – 48.

47. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // CHIPNEWS, 1999, № 1. – с. 2 – 9.

48.Тревор Мартин. Микроконтроллеры ARM7 семейств LPC2300/2400 [Текст]: Вводный курс разработчика / Тревор Мартин; пер. с англ. Евстифеева А. В. - М. : Додэка-XXI, 2010. - 336 с. - ISBN 978-5-94120-241-6.

49. Редькин П.П. Микроконтроллеры ARM7 семейства LPC2000 [Текст]: Руководство пользователя / П.П. Редькин. - М. : Додэка-XXI, 2007. - 558 с. - ISBN 978-5-94120-111-2.

50. Волошин С., Шурин Н. Привод просто, как «раз, два, три» Часть 3. Модули управления вентильными двигателями без датчиков положения ротора // Компоненты и технологии, 2005, №3, с. 33 – 39.

51. Робканов Д.В., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Прямое управление моментом в асинхронном электроприводе шнека дозатора // Известия Томского политехнического университета Т. 308, 2005, № 3, с. 45- 52.