

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»

А.Н.Лукин
А.В. Белый

**МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕГУЛИРУЕМЫХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Магнитогорск
2010

Рецензенты:

Заведующий кафедрой ПИ и УСА
Новотроицкого филиала Государственного
университета «Московского института
стали и сплавов», доцент,
кандидат технических наук
С.Н. Басков

Начальник Центральной электротехнической лаборатории ОАО «ММК»,
кандидат технических наук
В.В. Головин

Лукин А.Н., Белый А.В.

Моделирование регулируемых электроприводов переменного тока:
учебное пособие. – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2010. – 67 с.

В учебном пособии изложены принципы моделирования регулируемых электроприводов переменного тока в среде MATLAB SIMULINK. Рассмотрен расчет двигателей переменного тока, основанного на представлении двигателя в виде обобщенной машины. Описаны средства MATLAB SIMULINK, позволяющие осуществлять моделирование при помощи достаточно наглядных функциональных блоков Sim Power Systems. Изложены принципы расчета параметров двигателей переменного тока. Рассмотрены различные варианты построения систем управления электроприводами переменного тока и их расчет, что весьма полезно для студентов, выполняющих дипломное или курсовое проектирование.

Пособие предназначено при изучении курсов «Теория электропривода» и «Преобразовательная техника».

УДК 62.52 (075.8)

© ГОУ ВПО «МГТУ», 2010
© Лукин А.Н., Белый А.В., 2010

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время электропривод переменного тока занимает доминирующее положение во вновь проектируемых машинах и механизмах. Развитие полупроводниковой силовой электроники и микропроцессорной техники позволило реализовать на практике самый экономичный способ регулирования координат электроприводов переменного тока – частотный.

Одной из важнейших задач для студентов, изучающих автоматизированный электропривод, является изучение динамических свойств проектируемых электроприводов с той или иной системой автоматического регулирования. С этой целью необходимо создать работоспособную динамическую модель электропривода. Наиболее удобным для исследования динамики приводов является метод структурного моделирования, который с успехом реализуется рядом программных продуктов, таких, как: MATLAB Simulink, VisSim, Stel-S. Следует отметить, что структурные схемы, составляющие основу структурного моделирования, для электроприводов постоянного тока достаточно полно представлены в методической литературе и, с учетом их относительной простоты, моделирование автоматизированных электроприводов постоянного тока не представляет для студентов сложности. Сведения о методах расчета параметров и составлении структурных схем автоматизированных электроприводов переменного тока разрозненны. К тому же математическое описание электрических машин переменного тока и соответствующих систем управления гораздо сложнее, чем для приводов постоянного тока. Поэтому, при курсовом и дипломном проектировании электроприводов переменного тока на этапе анализа динамических режимов возникают определенные сложности.

Учебное пособие призвано систематизировать расчет и построение структурных схем автоматизированных электроприводов переменного тока с использованием программы MATLAB Simulink. Рассмотрены специфические возможности данной программы для исследования динамики приводов переменного тока. Следует отметить, что читатель данного пособия должен обладать знаниями по курсам «Электрические машины», «Теория автоматического управления», «Моделирование в электроприводе», соответствующим специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов».

1. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электроприводы переменного тока подразделяются на две основные группы: приводы с асинхронным двигателем и приводы с синхронным двигателем. Если не рассматривать специальные электрические машины, то можно отметить много общего между асинхронными и синхронными двигателями. Так, например, конструкция статора синхронного двигателя принципиально не отличается от конструкции статора соответствующего асинхронного двигателя. В любом двигателе при питании статора от трехфазного источника напряжения токи, протекающие в обмотках, создают магнитное поле, вращающееся с так называемой «синхронной» скоростью. Так как синхронная скорость прямо пропорциональна частоте подводимого напряжения, и от синхронной скорости напрямую зависит скорость ротора электродвигателя, то нет принципиальных различий в принципах частотного управления скоростью ротора синхронных и асинхронных двигателей. Кроме того, математическое описание электромагнитных процессов в статоре синхронного и асинхронного двигателей одинаково.

Принципиальные различия между синхронными и асинхронными двигателями заключаются в исполнении ротора. Если в асинхронном двигателе ротор не получает электрического питания, и все электромагнитные процессы в роторе обусловлены лишь трансформаторной связью между обмотками статора и ротора, то ротор синхронного двигателя имеет обмотку возбуждения, питаемую постоянным током. Наличие постоянного тока возбуждения приводит к возникновению собственного поля ротора. Это поле сцепляется с вращающимся полем статора и заставляет ротор вращаться с той же скоростью, что и поле статора. Поэтому скорость синхронного двигателя в установившемся режиме всегда равна синхронной скорости, в то время как асинхронному двигателю для создания собственного момента необходима разница между синхронной скоростью вращения поля и скоростью ротора.

Асинхронные двигатели бывают с короткозамкнутым ротором и с фазным ротором. Короткозамкнутая обмотка ротора представляет собой либо m -фазную обмотку, уложенную в пазы ротора, либо стержни из меди или алюминия с короткозамыкающими кольцами (так называемая «Беличья клетка»). Фазная обмотка ротора – это m -фазная обмотка, уложенная в пазы ротора, концы которой выведены на контактные кольца, к которым можно подключать дополнительные сопротивления.

Синхронные двигатели, в зависимости от их конструктивного исполнения, подразделяются на двигатели с явнополюсным и неявнополюсным роторами. В первом случае полюса ротора изготавливаются отдельно от заготовки ротора. На сердечники из электротехнической стали устанавливаются катушки обмотки возбуждения и затем готовые полю-

са с катушками крепятся на роторе. Во втором случае в листах электротехнической стали, из которых набирается магнитопровод ротора, предусматриваются радиальные вырезы. После сборки ротора на его поверхности образуются продольные пазы, в которые укладываются катушки обмотки возбуждения. В специальные пазы в полюсных наконечниках по длине ротора закладываются стержни демпферной (пусковой) обмотки. Стержни с торцов ротора объединяются короткозамыкающими сегментами, а сегменты отдельных полюсов объединяются перемычками, в результате чего образуется короткозамкнутая обмотка типа беличьей клетки, принципиально такая же, как в роторе асинхронного двигателя. Эта обмотка обеспечивает пуск синхронного двигателя. В процессе пуска он разгоняется как асинхронный, а после выхода на подсинхронную скорость на обмотку ротора подается напряжение возбуждения и двигатель втягивается в синхронизм. На время пуска обмотка возбуждения, во избежание появления большой ЭДС на ее зажимах, замыкается накоротко или на сопротивление. Демпферная обмотка способствует также демпфированию колебаний ротора, возникающих в переходных процессах. В установившемся синхронном режиме, когда скорость поля статора и скорость ротора равны друг другу, ток в демпферной обмотке отсутствует. Демпферная обмотка устанавливается на так называемых «сетевых» синхронных двигателях, пускающихся напрямую от сети. В синхронных двигателях для частотно-регулируемых электроприводов имеется возможность исключить демпферную обмотку.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Самыми распространенными в промышленности являются трехфазные двигатели переменного тока. Поэтому далее будет дано описание трехфазных двигателей.

При описании электромагнитных процессов в двигателях переменного тока, если это не оговорено специально, делаются следующие допущения:

- трехфазная система симметрична, нулевой ток в ней отсутствует, сумма мгновенных значений токов фаз равна нулю
$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0;$$
- каждый протекающий по фазной обмотке ток порождает магнитодвижущую силу, синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора машины;
- сложение магнитодвижущих сил отдельных фазных обмоток порождает общую магнитную индукцию, также синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора;
- характеристика намагничивания машины линейна.

Считая относительную магнитную проводимость магнитопроводов статора и ротора бесконечно большой, можно представить магнитное поле машины в виде главного поля и поля рассеяния. Главное поле соответствует основной гармонической составляющей распределения индукции в зазоре. Ее можно представить в виде двух неподвижных друг относительно друга полей: главного поля статора, образованного токами во всех обмотках фаз статора, и главного поля ротора, которое образуется токами во всех обмотках фаз ротора. В свою очередь, главное поле статора и главное поле ротора можно представить как сумму главных полей, образованных отдельными фазами статора и ротора. Магнитные поля рассеяния также образуются токами фаз статора и ротора, но не участвуют в создании главного поля.

Главное потокосцепление обмотки обусловлено созданным ею главным полем, замыкающимся через зазор и сцепленным с обеими обмотками машины. Потокосцепление рассеяния обмотки обусловлено той частью магнитного поля, которая сцеплена только с данной обмоткой. Сумма главного потокосцепления и потокосцепления рассеяния представляет собой полное потокосцепление обмотки.

Рассмотрим математическое описание асинхронных двигателей.

Обмотки статора и обмотка ротора имеют обычно различное число витков. Это затрудняет одновременное рассмотрение происходящих в них процессов. Поэтому при выполнении расчетов роторная обмотка «приводится» к статору так, чтобы число их витков было одинаково. Операция приведения не должна отражаться на режиме работы статорной обмотки. Для этого необходимо и достаточно, чтобы намагничивающая сила и главный магнитный поток, связывающий статорную и роторную обмотки, в результате выполнения приведения остались неизменными, т.е. чтобы выполнялось равенство

$$i_2' \cdot w_2' = i_2' \cdot w_1 = i_2 \cdot w_2,$$

где i_2 – ток в обмотке ротора; w_1 и w_2 – число витков фазы статора и ротора соответственно (штрихами помечены роторные величины, приведенные к статору через коэффициент трансформации $k_T = w_1/w_2$).

Если обозначить значения активного сопротивления и индуктивности ротора через R_{2p} и L_{2p} , то их приведенные к статору значения определяются как

$$\begin{aligned} R_2' &= k_T^2 \cdot R_{2p}; \\ L_2' &= k_T^2 \cdot L_{2p}. \end{aligned} \tag{2.1}$$

Таким же образом выполняется приведение индуктивного сопротивления ротора.

Приведение абсолютных значений напряжения на роторной обмотке и тока в ней выполняется по выражениям

$$\begin{aligned} U_2' &= k_T \cdot U_{2p}; \\ I_2' &= \frac{I_{2p}}{k_T}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

В каталогах на асинхронные двигатели содержатся параметры ротора, приведенные к статору. Для двигателей с короткозамкнутым ротором в виде беличьей клетки даются приведенные к статору данные эквивалентного фазного ротора.

При рассмотрении асинхронной машины широко используют понятие схемы замещения одной фазы приведенной машины, которая приведена на рис.2.1. Данной структурной схеме соответствует следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 \cdot z_1; \\ \dot{E}_2' = -j\dot{I}_2' \cdot x_2' - \dot{I}_2' \cdot \frac{R_2'}{s}; \\ \dot{I}_0 = \dot{I}_2' + \dot{I}_1. \end{cases} \quad (2.3)$$

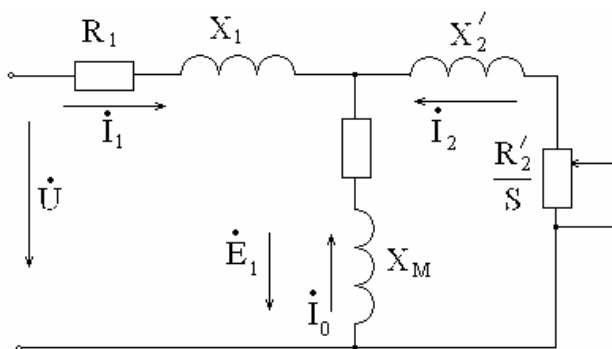


Рис.2.1. Схема замещения приведенной асинхронной машины

Другой способ описания трехфазных систем базируется на представлении о векторах, ориентированных в электрическом пространстве,

т.е. о пространственных (или обобщенных) векторах. В отличие от математического описания асинхронного двигателя в виде схемы замещения для получения векторного описания электромагнитных процессов, в асинхронном двигателе надо рассматривать все три фазы трехфазной машины. В итоге математическое описание асинхронной машины сводится к математическому аппарату так называемой «обобщенной машины».

Схематично асинхронная машина показана на рис.2.2. Она содержит трехфазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку на роторе. Обмотки статора и ротора подключены к симметричным трехфазным источникам напряжения. Математическое описание такой машины базируется на известных законах.

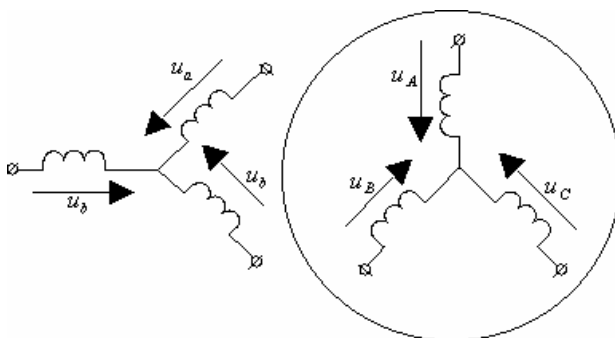


Рис.2.2. Схематичное представление асинхронной машины

Уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора базируются на втором законе Кирхгофа.

$$\begin{array}{ll}
 \text{Для статора} & \text{Для ротора} \\
 \left\{ \begin{array}{l} u_A = R_A i_A + \frac{d\psi_{A\overline{}}}{dt} \\ u_B = R_B i_B + \frac{d\psi_{B\overline{}}}{dt} \\ u_C = R_C i_C + \frac{d\psi_{C\overline{}}}{dt} \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}. \end{array} \right. \quad (2.4)
 \end{array}$$

В уравнениях (2.4) фигурируют мгновенные напряжения, токи и потокоцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметрично, и поэтому

$R_A = R_B = R_C = R_S$ – активное сопротивление статорной обмотки,
 $R_a = R_b = R_c = R_R$ – активные сопротивления роторной обмотки.

Вторым используемым законом является закон Ампера, который связывает потокоцепления обмоток с токами, протекающими по обмоткам:

для статора

$$\begin{cases} \psi_A = L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c, \\ \psi_B = L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c, \\ \psi_C = L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c. \end{cases} \quad (2.5)$$

для ротора

$$\begin{cases} \psi_a = L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c, \\ \psi_b = L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c, \\ \psi_c = L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c. \end{cases} \quad (2.6)$$

Симметричные уравнения для определенных потокоцеплений показывают, что потокоцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках; эти зависимости проявляются через взаимную индукцию. В уравнениях (2.5), (2.6) $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ являются собственными индуктивностями соответствующих обмоток, все остальные – взаимными индуктивностями между соответствующими обмотками.

Третьим законом, лежащим в основе анализа, является второй закон Ньютона – закон равновесия моментов на валу машины.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \quad (2.7)$$

где J (кгм²) – момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенной к валу инерционности рабочего механизма и редуктора;

ω – угловая скорость вала машины;

M_c – момент рабочего механизма, приведенный к валу двигателя, в общем случае он может быть функцией скорости и угла поворота.

Четвертым законом, лежащим в основе анализа машины, является закон, сформулированный Ленцем как правило левой руки. Этот закон связывает векторные величины момента, потокоцепления и тока

$$M = \bar{k}(\bar{\psi} \times \bar{i}). \quad (2.8)$$

Несмотря на полное и строгое математическое описание, использование уравнений (2.4) – (2.7) для исследования машины встречает серьезные трудности.

Перечислим основные:

1. В уравнениях (2.8) фигурируют векторные величины, а в уравнениях (2.5) и (2.6) скалярные.
2. Количество взаимосвязанных уравнений 16, а количество коэффициентов – 44.
3. Коэффициенты взаимоиндукции между обмотками статора и ротора в уравнениях (2.5), (2.6) являются функцией угла поворота ротора относительно статора, т.е. уравнения являются уравнениями с переменными коэффициентами.
4. Уравнение (2.8) является нелинейным, так как в нем перемножаются переменные.

На пути упрощения математического описания асинхронной машины удивительно удачным и изящным оказался метод пространственного вектора, который позволил существенно упростить и сократить вышеприведенную систему уравнений; метод позволяет связать уравнения в единую систему с векторными переменными состояния. Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Это математическое преобразование имеет вид (например, для тока)

$$\bar{i} = \frac{2}{3} (i_A + \bar{a}_B + \bar{a}^2 i_C), \quad (2.9)$$

где $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ – векторы, учитывающие пространственное смещение обмоток, $i_A = I_m \cos(\omega t)$,

$$i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

– трехфазная симметричная система токов статора.

Подставив в уравнение (2.9) значения мгновенных токов, найдем математическое описание пространственного вектора статорного тока.

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} I_m (\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) = I_m e^{j\omega t}. \quad (2.10)$$

На рис. 2.3 представлена геометрическая интерпретация пространственного вектора тока – этот вектор на комплексной плоскости с модулем

I_m , вращается с угловой скоростью ω в положительном направлении.

Проекции вектора $\vec{i}_S$ на фазные оси A, B, C определяют мгновенные токи в фазах. Аналогично пространственными векторами можно представить все напряжения, входящие в уравнения (2.4)–(2.6).

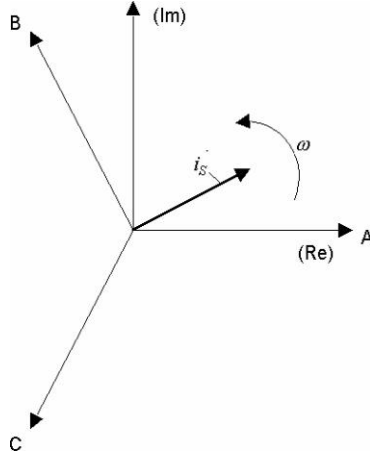


Рис.2.3. Геометрическая интерпретация пространственного вектора тока

Для преобразования уравнений (2.1) в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим их на выражения: первые уравнения на $2/3$, вторые – на $2/3\vec{a}$, третьи – на $2/3\vec{a}^2$, и сложим раздельно для статора и ротора. Тогда получим

$$\begin{cases} \vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt}; \\ \vec{u}_R = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt}; \\ \vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m(\theta) \vec{i}_R; \\ \vec{\psi}_R = L_m(\theta) \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R, \end{cases} \quad (2.11)$$

где L_S , L_R – собственные индуктивности статора и ротора;

$L_m(\theta)$ – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Таким образом, вместо двенадцати уравнений получено лишь четыре уравнения.

Переменные коэффициенты взаимной индукции в уравнениях для потокосцеплений являются результатом того, что уравнения равновесия

ЭДС для статора записаны в неподвижной системе координат, связанной со статором, а уравнения равновесия ЭДС для ротора записаны во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Метод пространственного вектора позволяет записать эти уравнения в единой системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k .

В этом случае уравнения (2.11) преобразуются к виду

$$\begin{cases} \vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_S; \\ \vec{u}_R = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\psi}_R; \\ \vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\psi}_R = L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R, \end{cases} \quad (2.12)$$

где $\omega = p\omega_R$, p – число пар полюсов.

В уравнениях (2.11) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным двигателя либо экспериментально.

Момент в уравнении (2.8) является векторным произведением любой пары векторов. Из уравнения следует, что таких пар может быть шесть $(\vec{i}_R, \vec{i}_S)$; $(\vec{\psi}_S, \vec{\psi}_R)$; $(\vec{i}_S, \vec{\psi}_R)$ и т.д. После выбора той или иной пары уравнения момента приобретают определенность, а количество уравнений в системе (2.12) сокращается до двух. Кроме того, в уравнениях (2.7) и (2.8) векторные величины момента и скорости могут быть заменены их модульными значениями. Это является следствием того, что пространственные векторы токов и потокоцеплений расположены в плоскости, перпендикулярной оси вращения, а векторы момента и угловой скорости совпадают с осью. Обобщенная система уравнений для описания асинхронной машины принимает вид

$$\begin{cases} \vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_S; \\ \vec{u}_R = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\psi}_R; \\ \vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\psi}_R = L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R; \\ M = \frac{3}{2} \text{Mod}(\vec{\psi}_R \times \vec{i}_S). \end{cases} \quad (2.13)$$

Математическая основа преобразования координат поясняется на рис. 2.4.

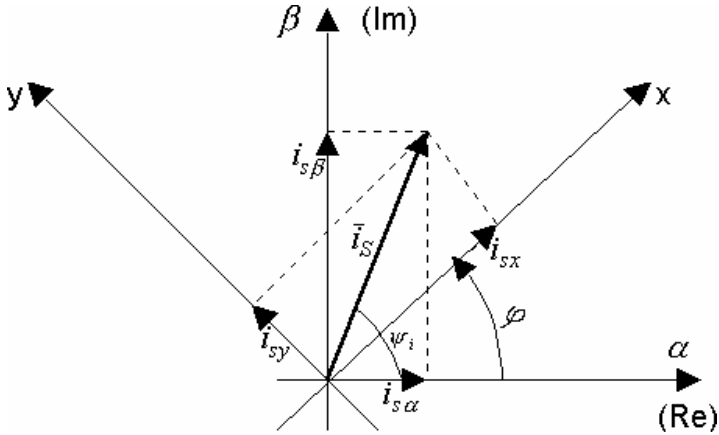


Рис. 2.4. Математическая основа преобразования координат

В неподвижной системе координат (α, β) вектор тока статора (см. рис. 2.4) (напряжения, потокосцепления) может быть представлен в алгебраической и показательной формах

$$\vec{i}_{s.f} = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\psi_i} = i_{s.A\delta} e^{j\varphi},$$

где $\varphi = \omega t$ – мгновенное положение синхронно вращающихся осей.

Аналогично в системе вращающихся с синхронной скоростью координат (x, y) тот же самый вектор может быть представлен в виде

$$\vec{i}_{s.Bp} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\psi_i - \varphi)} = i_{s.H} e^{-j\varphi}.$$

Отсюда легко получить уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращающейся и наоборот.

Переход от неподвижной системы координат к вращающейся:

$$\begin{cases} i_x = i_\alpha \cos(\varphi) + i_\beta \sin(\varphi), \\ i_y = -i_\alpha \sin(\varphi) + i_\beta \cos(\varphi). \end{cases} \quad (2.14)$$

Переход от вращающейся системы координат в неподвижную

$$\begin{cases} i_{\alpha} = i_x \cos(\varphi) - i_y \sin(\varphi), \\ i_{\beta} = i_x \sin(\varphi) + i_y \cos(\varphi). \end{cases} \quad (2.15)$$

На рис. 2.5 приведена модель преобразователя вращающейся системы координат в неподвижную, реализованной по системе уравнений (2.15) в Matlab Simulink. На вход модели поданы проекции пространственного вектора тока на вращающиеся оси (i_x , i_y) и мгновенное значение угла. На выходе токи в неподвижной системе координат.

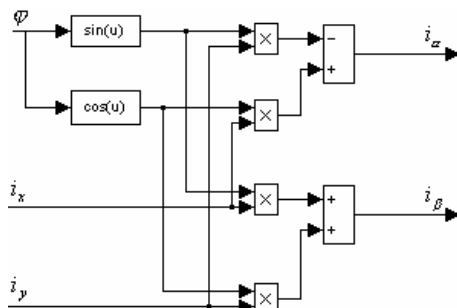


Рис.2.5. Модель преобразователя координат

При построении реальных систем электропривода переменного тока как асинхронного, так и синхронного, практически всегда в систему управления включают преобразователи координат. Это обусловлено тем, что реализация регуляторов возможна лишь во вращающейся системе координат, а реальные токи в обмотках статора – это токи в неподвижной системе координат.

Кроме того, они содержат преобразователи фаз от двух к трем и от трех к двум. Первые преобразовывают токи i_{α} , i_{β} в фазные токи i_A , i_B , i_C в соответствии с выражениями

$$i_A = i_{\alpha}; i_B = -\frac{1}{2}i_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta}; i_C = -\frac{1}{2}i_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta}. \quad (2.16)$$

А вторые преобразовывают фазные токи i_A , i_B , i_C в проекции i_{α} , i_{β} в соответствии с выражениями

$$i_{\alpha} = i_A; i_{\beta} = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (2.17)$$

Схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором получается из обобщенной схемы (см. рис. 2.2), если обмотки ротора замкнуть накоротко. При этом в общих уравнениях следует положить $u_R = 0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{u_S} = R_S \overrightarrow{i_S} + \frac{d\overrightarrow{\psi_S}}{dt} + j\omega_k \overrightarrow{\psi_S}; \\ 0 = R_R \overrightarrow{i_R} + \frac{d\overrightarrow{\psi_R}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \overrightarrow{\psi_R}; \\ \overrightarrow{\psi_S} = L_S \overrightarrow{i_S} + L_m \overrightarrow{i_R}; \\ \overrightarrow{\psi_R} = L_m \overrightarrow{i_S} + L_R \overrightarrow{i_R}; \\ M = \frac{3}{2} \text{Mod}(\overrightarrow{\psi_R} \times \overrightarrow{i_S}); \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - M_C. \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Для динамических систем необходимо учитывать переходные электромагнитные процессы в машине. В этом случае в качестве пары переменных, описывающих машину, целесообразно оставить пространственные векторы тока статора и потокоцепления ротора $(\overrightarrow{i_S}, \overrightarrow{\psi_R})$, тогда уравнения (2.18) после соответствующих преобразований примут вид

$$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{u_S} = (R_S + k_R^2 R_R) \overrightarrow{i_S} + L_{1\delta} \frac{d\overrightarrow{i_S}}{dt} + j\omega_k L_{1\delta} \overrightarrow{i_S} - \frac{k_R}{T_R} \overrightarrow{\psi_R} + jk_R p_{II} \omega \overrightarrow{\psi_R}; \\ 0 = -k_R R_R \overrightarrow{i_S} + \frac{1}{T_R} \overrightarrow{\psi_R} + \frac{d\overrightarrow{\psi_R}}{dt} + j(\omega_k - p_{II} \omega) \overrightarrow{\psi_R}; \\ M = \frac{3}{2} p \text{Mod}(\overrightarrow{\psi_R} \times \overrightarrow{i_S}); \\ M = J \frac{d\omega}{dt} \quad M - M_C, \end{array} \right. \quad (2.19)$$

где $k_R = \frac{L_m}{L_R}$ – коэффициент ротора;

$L_{1\delta} = L_S - \frac{L_m^2}{L_R}$ – переходная индуктивность;

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \text{ – постоянная времени ротора.}$$

Для синтеза и анализа электропривода выбор системы координат является решающим. Это обстоятельство особенно проявляется при анализе электропривода в системе Math Lab, так как при решении задач в этом пакете существуют ограничения, которые можно обойти только при правильном выборе системы координат.

Исследуем асинхронную машину в неподвижной системе координат при построении электропривода на базе этой машины. Заметим, что для представления пространственных векторов используется комплексная плоскость.

В неподвижной системе координат ($\omega_k = 0$) вещественная ось обозначается α , а мнимая через β . Пространственные векторы в этом случае раскладываются по осям: $\dot{u}_S = u_{S\alpha} + ju_{S\beta}$, $\dot{i}_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$, $\dot{\psi}_S = \psi_{S\alpha} + j\psi_{S\beta}$. Подставив эти значения в уравнения (2.19) и приняв отдельно вещественные и мнимые части, получим

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{S\alpha} = R i_{S\alpha} + L_{1\delta} \frac{di_{S\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - j k_R p_{II} \omega \psi_{R\beta}; \\ u_{S\beta} = R i_{S\alpha} + L_{1\delta} \frac{di_{S\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} + k_R p_{II} \omega \psi_{R\alpha}; \\ 0 = -k_R R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} + p_{II} \omega \psi_{R\beta}; \\ 0 = -k_R R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} - p_{II} \omega \psi_{R\alpha}; \\ M = \frac{3}{2} p_n (k_R \psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\ M = J \frac{d\omega}{dt} \quad M - M_C, \end{array} \right. \quad (2.20)$$

где $R = R_S + k_R R_R$.

Система уравнений (2.20) в операторной форме примет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{S\alpha} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{S\alpha} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - j k_R p_{II} \omega \psi_{R\beta}; \\ u_{S\beta} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{S\beta} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} + k_R p_{II} \omega \psi_{R\alpha}; \\ 0 = -k_R R_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{R\alpha} + p_{II} \omega \psi_{R\beta}; \\ 0 = -k_R R_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{R\beta} - p_{II} \omega \psi_{R\alpha}; \\ M = \frac{3}{2} p_n (k_R \psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\ J \omega p = M - M_C, \end{array} \right. \quad (2.21)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор;

$T_{1\delta} = \frac{L_{1\delta}}{R}$ – эквивалентная постоянная времени статора.

Коэффициенты, входящие в уравнения (2.21), могут быть рассчитаны следующим образом:

Индуктивность ротора

$$L_R = \frac{X_2^1 + X_\mu}{2\pi f_c}.$$

Взаимная индуктивность статора и ротора

$$L_m = \frac{X_\mu}{2\pi f_c}.$$

Коэффициент ротора

$$k_R = \frac{L_m}{L_R}.$$

Индуктивность статора

$$L_S = \frac{X_1 + X_\mu}{2\pi f_c}.$$

Переходная индуктивность

$$L_{1\delta} = L_S - \frac{L_m^2}{L_R}.$$

Эквивалентное сопротивление статорной цепи

$$R = R_S + k_R R_R.$$

Эквивалентная постоянная времени статора

$$T_{1\delta} = \frac{L_{1\delta}}{R}.$$

Постоянная времени ротора

$$T_R = \frac{L_R}{R_R}.$$

Способы управления асинхронными двигателями подразделяются на скалярные и векторные.

В электроприводах со скалярным управлением для регулирования или стабилизации скорости используются различные соотношения между частотой и напряжением. Выбор этого соотношения зависит от момента нагрузки и определяется из условий сохранения перегрузочной способности

$$\lambda = \frac{M_{\max}}{M_f} = \text{const}, \quad (2.22)$$

где $M_{\max}$ – максимальный момент асинхронного двигателя.

Закон изменения напряжения и частоты, удовлетворяющий требованию (2.22) при допущении $R_S = 0$, установлен М.П. Костенко.

Этот закон имеет вид

$$\frac{U_S}{U_{\text{ном}}} = \frac{f_0}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M_H}{M_{\text{НОМ}}}},$$

где $U_{\text{НОМ}}$, $f_{\text{НОМ}}$, $M_{\text{НОМ}}$ – номинальные значения, приводимые в паспортных данных машины.

Если закон изменения момента заранее известен, то можно определить требуемое соотношение напряжения и частоты подводимого к двигателю напряжения.

Векторный принцип управления чаще всего реализуется следующим образом. Предположим, что при управлении двигателем доступны

для измерения текущие значения модуля, угловой скорости и фазы вектора потокосцепления ротора. Тогда ось x синхронно вращающейся системы координат x, y представляется возможным совместить с мгновенным направлением этого вектора

$$\vec{\psi}_R = \psi_{R\max} e^{j\omega_0 t}.$$

При этом $\psi_{RX^1} = \psi_{R\max}$, $\psi_{RY^1} = 0$, вектор тока статора становится ориентированным относительно ψ_R углом сдвига φ

$$\vec{i}_S = i_{S\max} e^{j\omega_0 t + \varphi}.$$

Его проекция на ось x^1 i_{SX^1} является мгновенным значением намагничивающего тока машины, а проекция на ось y^1 представляет собой активный ток статора (рис.2.6).

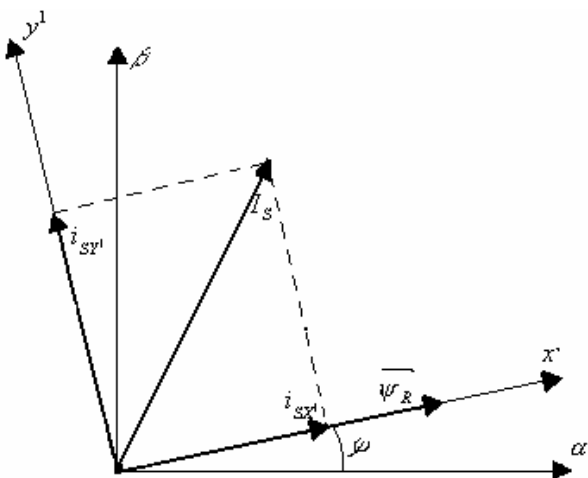


Рис.2.6. Принцип ориентации по полю двигателя

Основой для вычисления текущих переменных служат уравнения механической характеристики в осях x^1, y^1 ($\omega_k = \omega_0$), ориентированных по полю двигателя, в которых $\psi_{RX^1} = \psi_{R\max}$; $\psi_{RY^1} = 0$. Из уравнения (2.19) получается

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{SX^1} = R i_{SX^1} + L_{1\delta} \frac{di_{SX^1}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{RX^1} - \omega_0 L_{1\delta} i_{SY^1}; \\ u_{SY^1} = R i_{SY^1} + L_{1\delta} \frac{di_{SY^1}}{dt} + \omega_0 L_{1\delta} i_{SX^1} + k_R p_{II} \omega \psi_{RX^1}; \\ 0 = -k_R R i_{SX^1} + \frac{1}{T_R} \psi_{RX^1} + \frac{d\psi_{RX^1}}{dt}; \\ 0 = -k_R R i_{SY^1} + (\omega_0 - p_{II} \omega) \psi_{RX^1}; \\ M = \frac{3}{2} p_n k_R \psi_{RX^1} i_{SY^1}; \\ M = J \frac{d\omega}{dt} \quad M - M_C. \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Из четвертого уравнения системы (2.23) можно определить синхронную скорость

$$\omega_0 = \frac{k_R R i_{SY^1}}{\psi_{RX^1}} + p_{II} \omega.$$

Для удобства составления структурной схемы двигателя запишем систему уравнений в операторной форме:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{SX^1} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{SX^1} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{RX^1} - \omega_0 L_{1\delta} i_{SY^1}; \\ u_{SY^1} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{SY^1} + \omega_0 L_{1\delta} i_{SX^1} + k_R p_{II} \omega \psi_{RX^1}; \\ 0 = -k_R R i_{SX^1} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{RX^1}; \\ M = \frac{3}{2} p_n k_R \psi_{RX^1} i_{SY^1}; \\ J \omega p = M - M_C. \end{array} \right.$$

Модель асинхронного двигателя в MATLAB Simulink при ориентации по потокосцеплению ротора приведена на рис. 2.7.

В структурной схеме (рис.2.7) просматриваются нелинейные перекрестные связи между токами i_{SX^1} и i_{SY^1} . Произведения синхронной скорости и тока статора i_{SX^1} оказывают влияние на ток статора i_{SY^1} и наоборот. При построении замкнутого асинхронного электропривода перекрестными обратными связями иногда пренебрегают. Это упрощает модель двигателя и приводит ее к полной аналогии модели двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя при ориентации по полю представлена на рис 2.8.

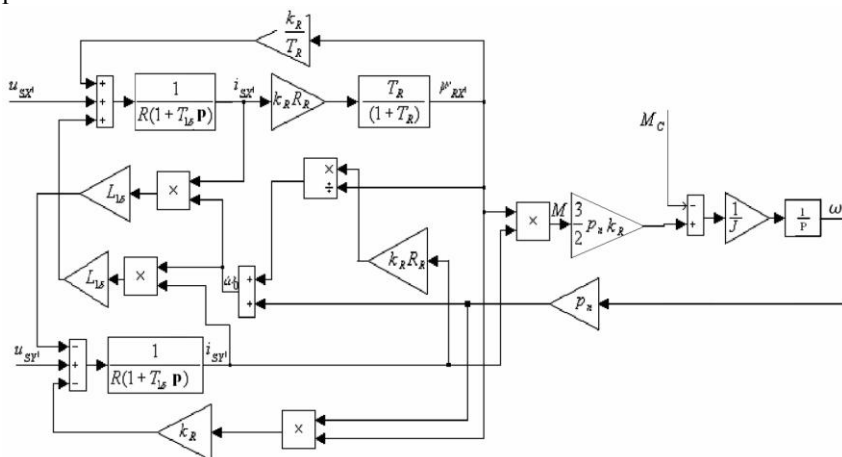


Рис. 2.7. Модель асинхронного двигателя при ориентации по потоко-
цеплению ротора

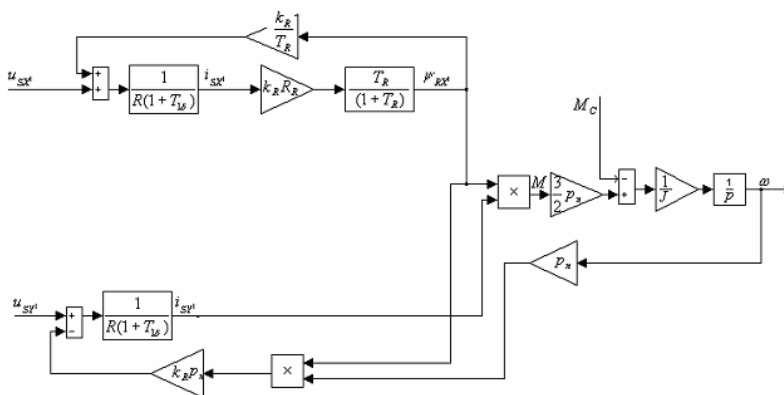


Рис. 2.8. Упрощенная модель асинхронного двигателя

Полученная структурная схема (см. рис. 2.7) наглядно представляет динамические особенности асинхронного электропривода с частотным управлением при ориентировании по полю двигателя. Изменением i_{sx}^1 можно регулировать потокосцепление ротора, но при существенных проявлениях электромагнитной инерции, характеризуемой большой постоянной времени ротора. При постоянном потоке электромагнитная инерция обусловлена только изменением потока рассеяния статора (малая постоянная времени $T_{1\sigma}$).

Отсюда следует, что, если при управлении асинхронным двигателем оперировать не с реальными переменными машины, а с преобразованными к координатным осям, ориентированным по полю, можно отдельно управлять магнитным потоком и моментом двигателя, имея дело не с переменными синусоидальными величинами, а с постоянными их преобразованными значениями. Это позволяет строить систему управления асинхронным двигателем аналогично системе управления двигателем постоянного тока.

Синхронный двигатель принято описывать в системе координат $d-q$, вращающихся с синхронной скоростью поля статора. В отличие от асинхронного двигателя, обмотка ротора которого обтекается трехфазным переменным током с угловой частотой, равной ω_r , в обмотке возбуждения синхронной машины протекает постоянный ток i_f . Напряжение на обмотке возбуждения u_f , ток в ней i_f и потокосцепление ротора Ψ_f могут быть представлены пространственными векторами, неподвижными относительно ротора и вращающимися вместе с ним, а следовательно, вместе с системой координат $d-q$. В этом смысле они не отличаются от пространственных векторов, образованных в результате рассмотрения трехфазной системы статорных напряжений, токов и потокосцеплений. Поэтому, направив ось вещественных d по оси обмотки возбуждения, т.е. по вектору потокосцепления ротора и совпадающим с ним по направлению векторам напряжения и тока возбуждения, роторные величины, связанные между собой равенством $U_f = R_f \cdot i_f + p \cdot \Psi_f$, можно рассматривать как проекции пространственных векторов на ось координат d .

Для рассмотрения связи между токами и потокосцеплениями удобно воспользоваться моделью двигателя, представленной на рис. 2.9.

В модели (рис.2.9) трехфазная обмотка статора заменена двумя неподвижными и относительно вращающейся системы координат $d-q$ обмотками, которые характеризуются активным сопротивлением R_1 и индуктивностями L_{1d} и L_{1q} . Оси этих обмоток направлены по осям координат d и q . К ним приложены напряжения постоянного тока по прямой и квадратурной осям u_{1d} и u_{1q} , в результате чего по обмоткам протекают токи i_{1d} и i_{1q} . К обмотке ротора с сопротивлением R_f и индуктивностью L_f

приложено напряжение возбуждения u_f , ток в ней обозначен как i_f . Из рис. 2.9 видно, что при принятом направлении осей координат потокосцепление статора по оси d определяется токами i_{1d} и I_f , а по оси q – только током i_{1q} .

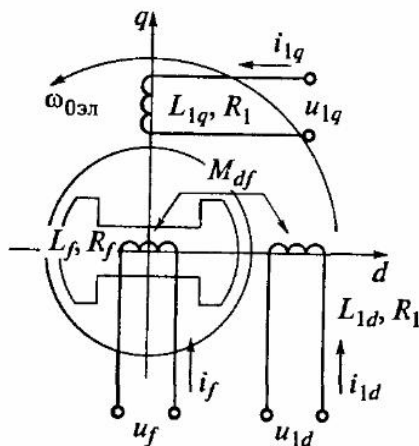


Рис.2.9. Модель синхронного двигателя во вращающейся системе координат

С учетом сказанного математическая модель электромагнитных процессов в синхронном двигателе без демпферной обмотки может быть представлена в виде системы уравнений для проекций обобщенных векторов на оси вращающейся системы координат.

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= R_1 i_{1d} + p\Psi_{1d} - \omega_0 \Psi_{1q}; \\
 u_{1q} &= R_1 i_{1q} + p\Psi_{1q} + \omega_0 \Psi_{1d}; \\
 u_f &= R_f i_f + p\Psi_f; \\
 \Psi_{1d} &= L_{1d} i_{1d} + M_{fd} i_f; \\
 \Psi_{1q} &= L_{1q} i_{1q}; \\
 \Psi_f &= L_{fd} i_f + M_{fd} i_{1d}.
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

Часто при записи уравнений, описывающих электромагнитные процессы в обмотках электрических машин переменного тока, вместо индексов «1» для статора или «2» для ротора используют индексы «s» и «r» соответственно.

Наличие демпферной обмотки существенно усложняет математическое описание двигателя, так как к уже рассмотренной магнитной связи между статорной обмоткой и обмоткой возбуждения добавляются магнитные связи этих обмоток с демпферной обмоткой. Аналогично тому, как это было сделано с обмоткой статора при описании синхронного двигателя во вращающейся системе координат, демпферную обмотку можно тоже представить в виде двух обмоток, оси которых направлены по осям d и q . При этом должны быть учтены взаимные магнитные связи между статорной обмоткой по оси d , демпферной обмоткой по оси q и обмоткой возбуждения, а также между статорной и демпферной обмотками по оси q . Наличие демпферной обмотки не влияет на уравнения равновесия напряжений (2.24), которые могут быть без изменения использованы при описании синхронного двигателя с демпферной обмоткой. К ним должны быть добавлены уравнения равновесия напряжений для демпферной обмотки и выражения для потокоцепления всех пяти фигурирующих в модели обмоток. Эти уравнения могут быть записаны в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_D + p\psi_D; \\
 0 &= R_Q + p\psi_Q; \\
 \psi_{sd} &= L_{sd}I_{sd} + M_{df}I_f + M_{dD}I_D; \\
 \psi_{sq} &= L_{sq}I_{sq} + M_{qQ}I_Q; \\
 \psi_f &= L_fI_f + M_{fd}I_{sd} + M_{fD}I_D; \\
 \psi_D &= L_DI_D + M_{Dd}I_{sd} + M_{Df}I_f; \\
 \psi_Q &= L_QI_Q + M_{Qq}I_{sq},
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

где $R_D = R_Q$ – активное сопротивление демпферной обмотки;

ψ_D, ψ_Q, I_D, I_Q – потокоцепления и токи демпферной обмотки соответственно;

M_{dD}, M_{Dd} – коэффициенты взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси d ;

M_{qQ}, M_{Qq} – коэффициенты взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси q ;

M_{fD}, M_{Df} – коэффициент взаимной индукции между демпферной обмоткой по оси d и обмоткой возбуждения.

L_D, L_Q – индуктивности демпферной обмотки по осям d и q .

При построении математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами примем следующие допущения:

- отсутствует насыщение магнитной цепи, потери в стали, эффект вытеснения тока;
- обмотки статора симметричны;
- индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве.

Уравнения синхронной машины с постоянными магнитами также рассмотрим в ортогональной синхронной системе координат (d, q) , ось d которой ориентирована по магнитной оси ротора.

В этом случае они принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \omega + R_s I_d; \\ U_q &= \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \omega + R_s I_q; \\ \psi_d &= L_d I_d + \psi_f; \\ \psi_q &= L_q I_q; \\ M &= \frac{3}{2} z_p (\psi_d I_q - \psi_q I_d). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Математическое описание синхронной машины с постоянными магнитами на роторе наиболее простое. Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе представлена на рис.2.10.

Анализируя структурную схему рис. 2.10 можно заметить много общего со структурной схемой асинхронного двигателя. Так же, как и в структурной схеме асинхронного двигателя, имеются нелинейные перекрестные связи, которыми либо пренебрегают, либо компенсируют в системе регулирования.

Для того чтобы обеспечить независимое управление потокосцеплением ротора и электромагнитным моментом (скоростью) двигателя, необходимо во вращающейся системе координат исключить взаимное влияние проекций вектора тока статора I_{sd} и I_{sq} , характеризуемое в структурной схеме наличием перекрестных связей по этим проекциям. Эта задача обычно решается специальным блоком компенсации (БК), где компенсация перекрестных связей выполняется уже в системе управления путем введения таких же перекрестных связей, как в структуре двигателя, но взятых с обратными знаками. Это справедливо как для синхронных, так и для асинхронных электроприводов.

Сказанное поясняет рис.2.11, на котором в качестве примера воспроизведена часть структурной схемы двигателя (рис.2.10) и структурная схема блока компенсации. В блоке компенсации вместо частоты питающего напряжения ω_0 обычно используется пропорциональная ей скорость двигателя $Z_p \omega$. Проекции потокоцепления Ψ'_d, Ψ'_q , используемые в блоке компенсации, вычисляются по модели двигателя.

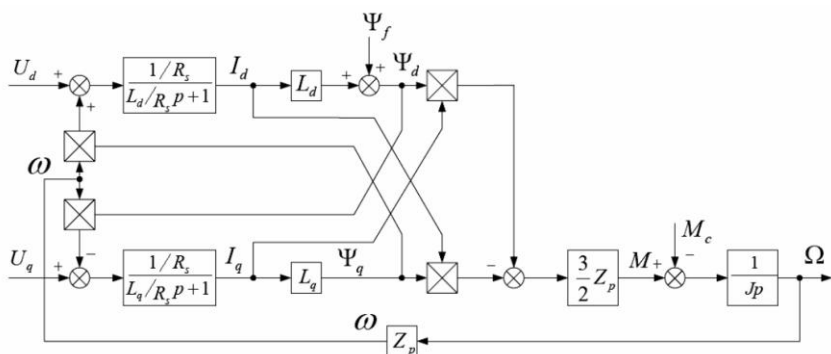


Рис.2.10. Структурная схема синхронной машины с постоянными магнитами на роторе

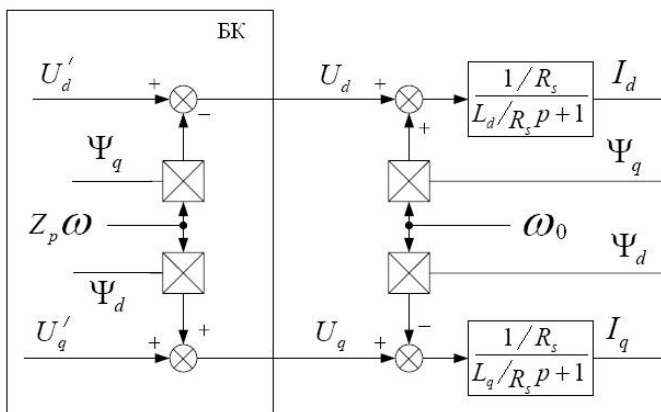


Рис.2.11. Структурная схема блока компенсации

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С РАЗЛИЧНЫМИ СИСТЕМАМИ УПРАВЛЕНИЯ

Регулируемый электропривод переменного тока с высокими статическими и динамическими показателями – это частотно-регулируемый привод. Он строится на базе двигателей переменного тока с различными преобразователями частоты.

Среди них: непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) с естественной и принудительной коммутацией, двухзвенные преобразователи частоты (ПЧ) с управляемым выпрямителем и автономным инвертором напряжения (тока), двухзвенные ПЧ на основе неуправляемого выпрямителя и автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), двухзвенные ПЧ с рекуперативным ШИМ-выпрямителем (активным фильтром) и автономным ШИМ-инвертором.

Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией (циклоконвертеры) представляют собой комплекс быстродействующих реверсивных тиристорных преобразователей (ТП), выполненных по различным схемам: нулевым или мостовым, мало- или многоимпульсным, встречно-параллельным или перекрестным, с совместным или раздельным управлением. Пример выполнения силовой схемы тиристорного НПЧ представлен на рис.3.1.

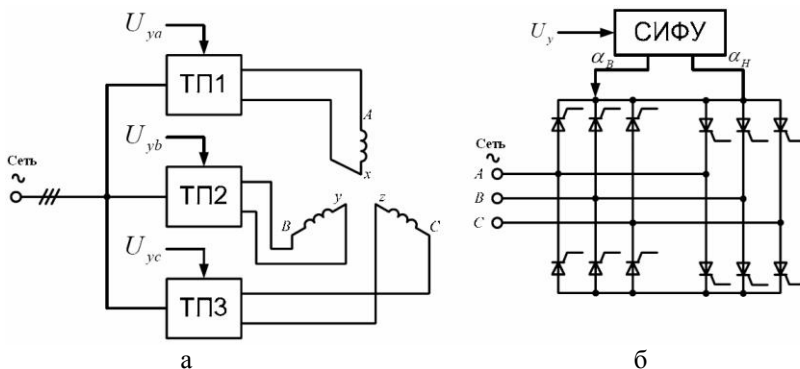


Рис.3.1. НПЧ с естественной коммутацией: а – структурная схема силовой части НПЧ; б – структурная схема мостового ТП

Основные достоинства НПЧ с естественной коммутацией:

- относительно высокий КПД, достигаемый благодаря однократному преобразованию электрической энергии:

- возможность двухстороннего обмена между питающей сетью и двигателем, что обеспечивает как двигательные, так и тормозные режимы ЭП с рекуперацией энергии в сеть;
- использование устройств с естественной коммутацией (тиристоров), более надежных, экономичных и обладающих большей перегрузочной способностью в сравнении с устройствами принудительной коммутации;
- возможность получения сколь угодно низких частот выходного напряжения преобразователя и обеспечения равномерного вращения двигателя на малых скоростях; практически неограниченная мощность НПЧ;
- возможность конструирования НПЧ по блочно-модульному принципу, обеспечивающему удобство эксплуатации и резервирования.

Основные недостатки данных НПЧ:

- ограничение максимальных значений выходной частоты на уровне порядка $1/3 \dots 2/3$ от частоты питающей сети;
- наличие субгармоник и постоянных составляющих выходного напряжения и тока при неблагоприятных соотношениях частот на входе и выходе ПЧ;
- низкий коэффициент мощности, несинусоидальность и модуляция входных токов ПЧ. Невысокие показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью;
- сложность (многоэлементность) силовых цепей и цепей управления, что оправдывается лишь на больших мощностях.

Такие НПЧ преимущественно применяются в тихоходных синхронных и асинхронных электроприводах средней и большой мощности.

Непосредственные преобразователи частоты с принудительной коммутацией (матричные) реализуются на полностью управляемых ключах – транзисторах или запираемых тиристорах. Они в значительной степени лишены указанных недостатков НПЧ с естественной коммутацией. Управление осуществляется на основе ШИМ.

Основными звеньями двухзвенных ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока являются выпрямитель с фильтром и инвертор.

Достоинства двухзвенных ПЧ со звеном постоянного тока:

- возможность получения на выходе ПЧ широкого диапазона частот, независимого от частоты питающей сети и полностью покрывающего потребности приводов различного назначения, в том числе высокоскоростных, среднескоростных и тихоходных, прецизионных приводов с широким и сверхшироким диапазоном регулирования скорости;

- возможность использования относительно простых силовых схем и систем управления ПЧ для приводов с невысокими требованиями в части диапазона регулирования, быстродействия и других показателей;
- возможность наращивания сложности силовой части и системы управления ПЧ соразмерно уровню повышения требований к приводу без чрезмерной избыточности системы;
- возможность реализации в сравнительно малоэлементной структуре ПЧ разнообразных алгоритмов управления, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к ЭП различного назначения;
- легкость трансформации ПЧ для работы в установках с питанием электрооборудования от автономных источников либо локальной сети постоянного тока.

Основные недостатки двухзвенных ПЧ со звеном постоянного тока:

- двукратное преобразование энергии, что увеличивает потери энергии, ухудшает массогабаритные показатели преобразователя;
- наличие в звене постоянного тока силового фильтра, содержащего батарею конденсаторов значительной емкости (в схемах с АИН) либо реактор со значительной индуктивностью (в схемах с АИТ) приводит к ухудшению массогабаритных показателей, а наличие электролитических конденсаторов – к снижению надежности.

Широкое применение нашли следующие виды ПЧ:

- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения (АИН) (рис.3.2);
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока (АИТ) (рис.3.3);
- двухзвенный ПЧ с неуправляемым выпрямителем и автономным инвертором с ШИМ-управлением (рис.3.4);
- двухзвенные ПЧ с рекуперативным (активным) выпрямителем и автономным инвертором с ШИМ-управлением.

Преобразователь частоты включает в себя автономный инвертор напряжения (АИН) с системой управления инвертора (СУИ) и управляемый выпрямитель (УВ). На выходе выпрямителя предусмотрен *LC*-фильтр, предназначенный для сглаживания выпрямленного напряжения U_d . В тормозном резисторе R_T , который включается тормозным прерывателем K_T при переходе двигателя в тормозной режим, рассеивается энергия торможения. В промышленных установках управляемый выпрямитель питается от сети переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Управляющим воздействием для него является сигнал задания напряжения на входе системы управления выпрямителем (СУВ).

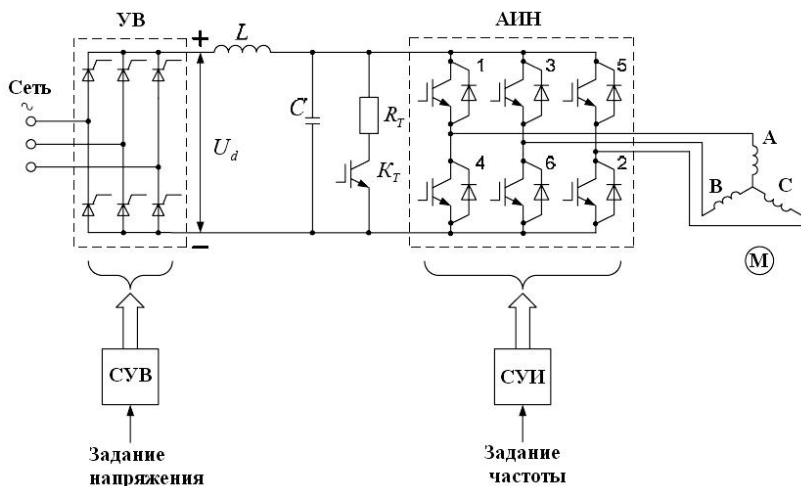


Рис. 3.2. Структура преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения и управляемым выпрямителем

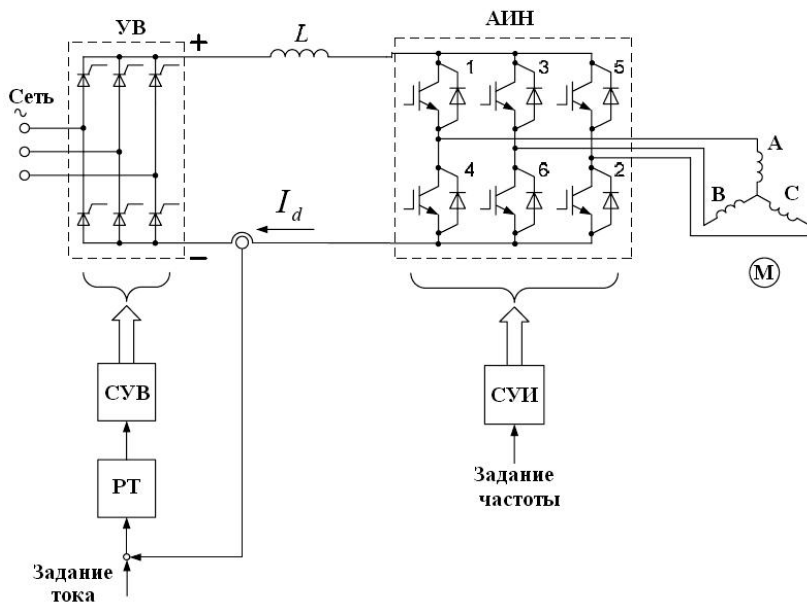


Рис.3.3. Структура преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока

На рис.3.3 изображена структура двухзвенного преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока (АИТ). Принципиальное отличие его от ПЧ с АИН состоит в том, что инвертор получает питание от источника тока, а не от источника напряжения. В качестве такого источника используется управляемый выпрямитель (УВ) с системой управления выпрямителем (СУВ), которому придаются свойства источника тока путем создания контура регулирования выпрямленного тока I_d с помощью регулятора тока РТ. Выходной ток АИТ формируется из I_d путем переключения ключей инвертора. Частота выходного тока АИТ задается на входе его системы управления (СУИ). Дроссель L сглаживает пульсации выпрямленного тока. Режим частотного управления скоростью асинхронного двигателя при питании его от АИТ называют термином частотно-токовое управление.

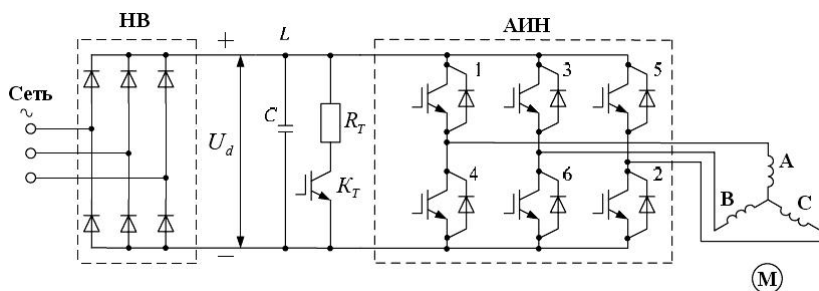


Рис.3.4. Структура силовой части преобразователя частоты с ШИМ

Наиболее распространенным в настоящее время типом ПЧ с ШИМ является преобразователь с неуправляемым выпрямителем в звене постоянного тока и автономным инвертором напряжения. Схема силовой части такого ПЧ изображена на рис.3.4. На инвертор возложена функция регулирования не только частоты, но и амплитуды основной гармоники выходного напряжения ПЧ при постоянстве напряжения в звене постоянного тока. Переход к широтно-импульсному способу формирования выходного напряжения существенно изменил свойства ПЧ:

- форма выходного тока существенно приблизилась к синусоидальной, улучшилась равномерность вращения, расширился диапазон регулирования скорости (ограничения по диапазону регулирования скорости со стороны способа формирования напряжения очень малы);
- значительно повысилось быстродействие электропривода, так как силовой фильтр фактически исключен из каналов регулирования выходного напряжения ПЧ;
- существенно улучшился коэффициент мощности ПЧ как потребителя энергии.

Однако в этих видах ПЧ остался нерешенным вопрос рекуперации энергии в сеть и недостаточно полно проработаны вопросы качества энергопотребления и электромагнитной совместимости. Внешние рекуператоры, подключаемые к звену постоянного тока в качестве дополнительных устройств и осуществляющие отвод энергии в сеть при превышении напряжения звена определенного порога, в полной мере не решают вопросы качества отводимой энергии.

Принцип формирования ШИМ показан на примере процессов, происходящих в одной фазе инвертора (рис.3.5) в предположении, что точкой нулевого потенциала является средняя точка звена постоянного напряжения. На рисунке приняты следующие обозначения: U^* – сигнал управления инвертором (в данном случае – синусоидальный); $U_{оп}$ – опорное напряжение; f_1^* , f_2^* – сигналы управления верхним и нижним ключом фазы инвертора. Если амплитуда U^* не превышает значения $U_{опт}$, то первая гармоника напряжения на выходе инвертора в определенном масштабе повторяет управляющий сигнал.

Изменение его частоты приводит к изменению частоты на выходе инвертора. Изменение амплитуды управляющего сигнала при неизменной частоте будет приводить к изменению соотношения длительностей положительных и отрицательных импульсов напряжения на выходе, т.е. к изменению амплитуды его первой гармоники. При высокой частоте ШИМ и активно-индуктивной нагрузке, какой является обмотка статора, ток нагрузки оказывается практически синусоидальным.

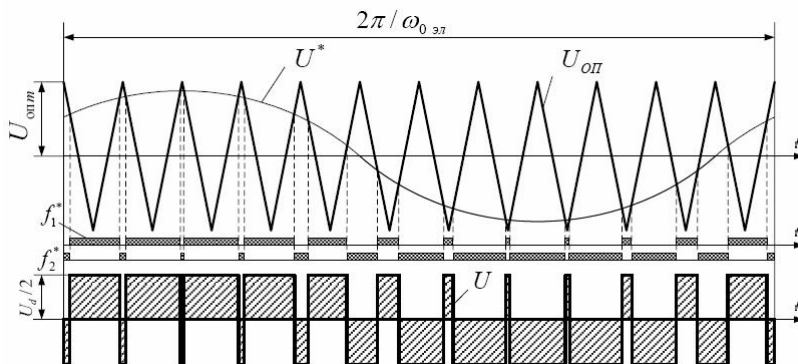
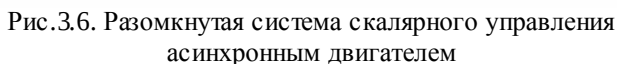


Рис.3.5. Принцип широтно-импульсной модуляции на примере однофазного инвертора

Однако надо учитывать и ряд отрицательных эффектов, связанных с повышением частоты ШИМ, а именно наличие электромагнитных помех, воздействующих на другие электротехнические и радиотехнические

Каким бы не был преобразователь частоты, его главная задача изменять частоту и амплитуду подводимого к двигателю напряжения. В первом приближении особенности формы подводимого напряжения при моделировании регулируемых приводов переменного тока не рассматриваются.

Обеспечение требуемых законов частотного регулирования в этих электроприводах осуществляется с помощью задатчиков интенсивности SI и функциональных преобразователей UF (рис.3.6).



Разомкнутые системы частотного управления асинхронными двигателями обеспечивают удовлетворительные свойства электроприводов, работающих продолжительное время с постоянной скоростью. Однако эти электроприводы не могут обеспечить работу с большими ускорениями из-за опасности возможной работы АД при значительных скольжениях, превышающих критические значения.

Кроме того, при работе АД на пониженных скоростях, т.е. с пониженными частотами, на электромагнитные процессы в АД оказывает существенное влияние сопротивление обмотки статора двигателя.

Известно, что при номинальной частоте $f = 50$ Гц индуктивное сопротивление контура намагничивания X_μ существенно (примерно на порядок) превышает активное сопротивление обмотки статора R_s . Поэтому влиянием R_s на электромеханические характеристики можно пренебречь. С целью поддержания $\Phi = \text{const}$ и $M_{кр} = \text{const}$ в большинстве частотных электроприводов обеспечивается закон регулирования $U/f = \text{const}$.

В случае работы АД с пониженными частотами напряжения $f_1 = (0,1-0,2) f_n$ величина сопротивления R_s становится соизмеримой с реактивными сопротивлениями машины, поэтому необходимо учитывать влияние этого сопротивления, так как падение напряжения на сопротивлении R_s существенно снижает величину напряжения, прикладываемого к контуру намагничивания. В этом случае поток двигателя уменьшается и соответственно уменьшается максимальный момент $M_{кр}$.

В этой связи для того, чтобы регулировать скорость двигателя, сохраняя максимальный момент двигателя постоянным, необходимо величину напряжения U уменьшить в меньшей степени, чем уменьшается частота

$$U_1 = U_{1H} \cdot f_1^* + I_{1H} \cdot R_1(1 - f_1^*), \quad (3.1)$$

т.е. необходимо осуществлять регулирование с IR -компенсацией.

Поэтому закон управления при регулировании частоты должен отличаться от заданного $U^*/f^* = \text{const}$, чтобы скомпенсировать влияние сопротивления обмотки при малых частотах. При пониженных частотах доля активного сопротивления статора R_s по отношению к остальным эквивалентным сопротивлениям АД возрастает. При этом происходит снижение потока и абсолютного критического скольжения. Как следствие этого, по мере снижения частоты падают максимальный поток и жесткость механических характеристик при регулировании по закону $\gamma = \alpha$. При частотах, близких к нулю, работа АД оказывается вообще невозможной.

Например, в преобразователях частоты SIMOVERT MASTER DRIVES, разработанных фирмой SIEMENS, приняты задатчик интенсивности и функциональный преобразователь со следующими законами изменения выходного напряжения и частоты (рис.3.7).

В связи с применением задающего устройства и функционального преобразователя, на первом этапе пуска обеспечивается форсировка напряжения, т.е. устанавливается начальное напряжение $U_{нач}$, позволяющее

компенсировать влияние сопротивления обмотки статора R . За время $t_{\text{нач}}$ выходная частота возрастает до $f_{\text{нач}}$, соответствующей начальному напряжению для принятого закона регулирования $U = F(f)$. Величина этой форсировки зависит как от величины сопротивления R_s , так и от величины нагрузки M_c , что учитывается в промышленных преобразователях частоты.

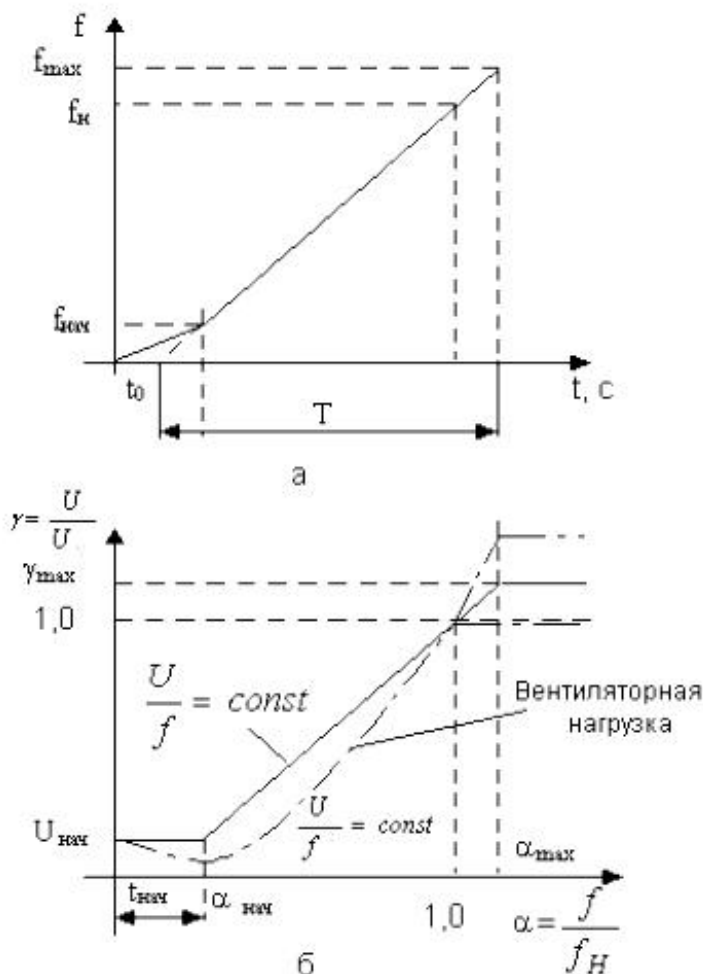


Рис. 3.7. Характеристики: а – задатчика интенсивности SI; б – функционального преобразователя

На втором этапе обеспечивается разгон привода по выбранному закону регулирования. На первом этапе пуск может происходить при скольжении $S=1$ (при заторможенной машине), что позволяет снизить ударные моменты и токи в начале разгона за счет предварительного изменения потокосцепления машины. При достижении номинальной частоты выходное напряжение ПЧ также достигает номинального значения. В некоторых случаях требуется обеспечить толчковый режим работы электродвигателя либо в начале пуска обеспечить первоначальную номинальную скорость с частотой $f_{\text{нач}}$. Для ограничения возникающих при этом колебаний токов и моментов в преобразователях ряда фирм (например, фирма SIEMENS) предусматривается установка блока перемножения на выходе функционального преобразователя с плавно меняющимся во времени коэффициентом усиления блока УТ (см. рис.3.6) от 0 до 1. Такое решение позволяет обеспечивать плавное нарастание напряжения до начального значения, что приводит к плавному нарастанию потокосцепления двигателя, а значит, к мягкому пуску асинхронного двигателя с наименьшими колебаниями скорости.

Если требуется увеличить скорость до максимального значения $f = f_{\text{max}}$, определяемого принятым диапазоном регулирования за счет ослабления магнитного потока АД, напряжение при этом должно оставаться постоянным при уменьшении момента двигателя, т.е. регулирование частоты вращения АД осуществляется при постоянстве мощности асинхронной машины.

Так как при моделировании разомкнутых систем управляющими сигналами являются амплитуда и частота подводимого к статору напряжения, то целесообразно использовать вариант структурной схемы асинхронного двигателя, когда в качестве опорного используется вектор напряжения статора U_s , который совмещается с осью x . В этом случае скорость осей $x-y$ равна синхронной $\omega_k = \omega_s$ и

$$\left. \begin{aligned} U_{sx} &= U_s; \\ U_{sy} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

В этом случае все уравнения составляются в координатных осях, вращающихся с синхронной скоростью $\omega_k = \omega_s$. Дифференциальные уравнения контуров машины при этом приобретают вид

$$\left. \begin{aligned} U_s &= U_{sx} = p\psi_{sx} - \omega_s \psi_{sy} + r_s i_{sx}; \\ 0 &= U_{sy} = p\psi_{sy} + \omega_s \psi_{sx} + r_s i_{sy}; \\ 0 &= U_{rx} = p\psi_{rx} - (\omega_s - \omega) \psi_{ry} + r_r i_{rx}; \\ 0 &= U_{ry} = p\psi_{ry} + (\omega_s - \omega) \psi_{rx} + r_r i_{ry}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Из уравнений (3.3) можно записать операторные соотношения для потокосцеплений контуров АД следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{sx} &= \frac{1}{p}(U_s + \omega_s \psi_{sy} - r_s i_{sx}); \\ \psi_{sy} &= \frac{1}{p}(-\omega_s \psi_{sx} + r_s i_{sy}); \\ \psi_{rx} &= \frac{1}{p}[(\omega_s - \omega) \psi_{ry} - r_r i_{rx}]; \\ \psi_{ry} &= \frac{1}{p}[-(\omega_s - \omega) \psi_{rx} - r_r i_{ry}]. \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

Из уравнений (3.4) для потокосцеплений контуров машины записываются выражения для токов как функции потокосцеплений в виде

$$\left. \begin{aligned} i_{sx} &= \frac{\psi_{sx}}{L'_s} - \frac{M_{sr}}{L'_s L_r} \psi_{rx}; \\ i_{sy} &= \frac{\psi_{sy}}{L'_s} - \frac{M_{sr}}{L'_s L_r} \psi_{ry}; \\ i_{rx} &= \frac{\psi_{rx}}{L'_r} - \frac{M_{sr}}{L_s L'_r} \psi_{sx}; \\ i_{ry} &= \frac{\psi_{ry}}{L'_r} - \frac{M_{sr}}{L_s L'_r} \psi_{sy}, \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

где $L'_{sx} = \frac{L_s L_r - M_{sr}^2}{L_r};$

$$L'_r = \frac{L_s L_r - M_{sr}^2}{L_s}.$$

Электромагнитный момент АД определяется уравнением

$$m_\psi = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}), \quad (3.6)$$

а уравнение движения определяется соотношением

$$\omega = \frac{p_n}{J_p} (m_\psi - m_c). \quad (3.7)$$

Операторным и алгебраическим уравнениям (3.3)–(3.7) соответствует структурная схема АД, приведенная на рис. 3.8. Следует отметить, что данная структурная схема приведена в абсолютных единицах, синхронная скорость и скорость ротора – в эл. рад/с.

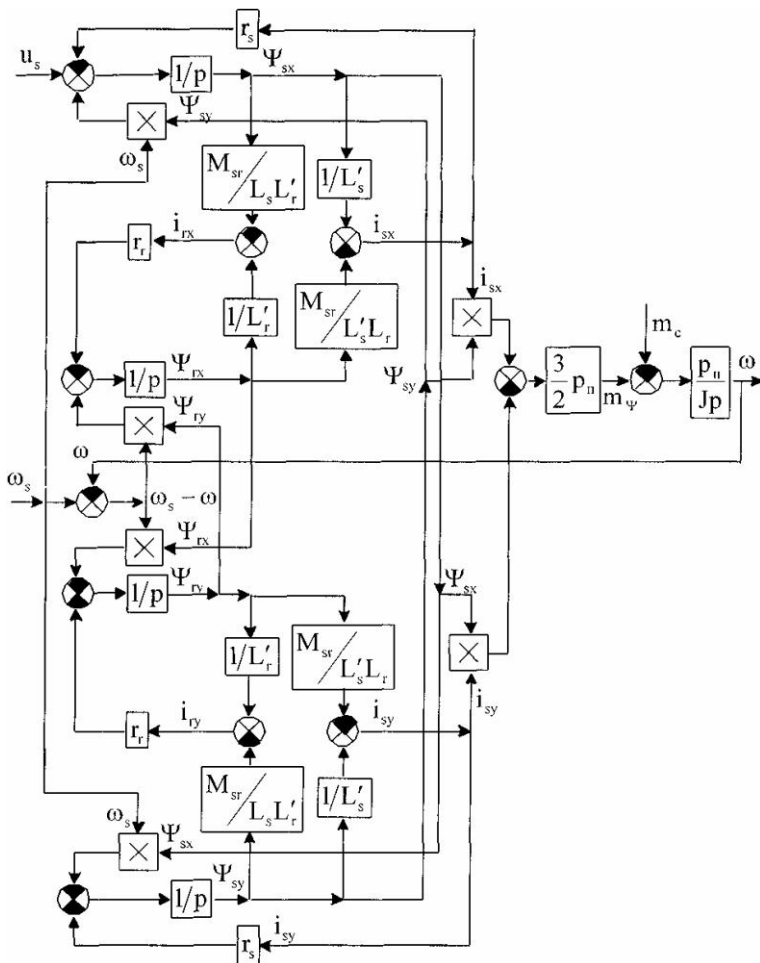


Рис.3.8. Структурная схема асинхронного двигателя с опорным вектором напряжения статора совмещенного с осью X

Как было указано выше, рассмотренная структурная схема имеет два управляющих воздействия – напряжение статора и синхронную угло-

вую скорость (частоту), определяемые преобразователем частоты. Поэтому она может быть использована при анализе различных частотно-управляемых асинхронных электроприводов на ЦВМ, когда система регулирования построена без использования теории обобщенной двухфазной электрической машины.

Схема позволяет также моделировать любой заданный закон регулирования напряжения и частоты. В структурной схеме (рис.3.8) имеются все электрические координаты АД для возможного построения и анализа практически любых систем управления асинхронных электроприводов.

Структурная схема (см. рис 3.8), дополненная соответствующими функциональными преобразователями и датчиками интенсивности (см.рис 3.7), позволяет моделировать асинхронный привод с разомкнутой скалярной системой управления. Такая структурная схема приведена на рис.3.9.

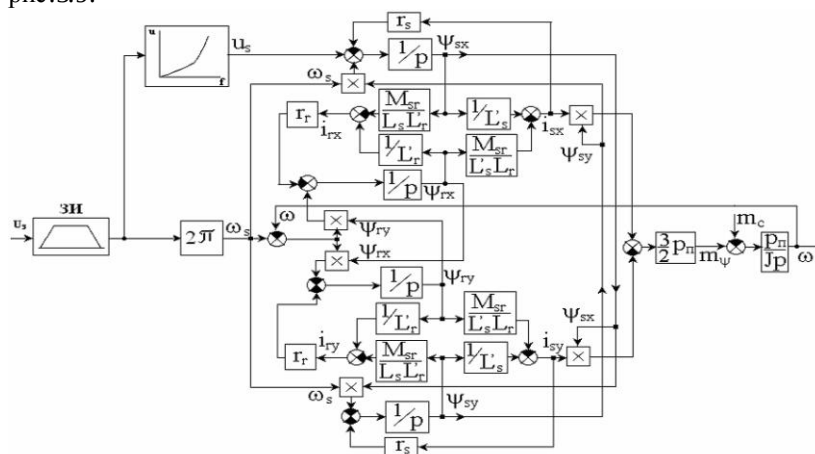


Рис.3.9. Структурная схема асинхронного привода с разомкнутой скалярной системой управления

При построении асинхронного привода с векторной системой управления в подавляющем большинстве случаев используют ортогональную систему координат, ориентированную по вектору потокосцепления ротора (так называемая ориентация по полю). В отечественной литературе принято обозначать оси, связанные со скоростью ротора, $d-q$, а оси, вращающиеся со скоростью поля статора (и ротора), $x-y$. Однако при построении систем векторного управления, ориентированных по полю ротора, иностранные источники связывают оси $d-q$ со скоростью вращения не самого ротора, а его поля. Если для синхронного двигателя в этом нет никакого противоречия, так как в статических режимах скоро-

сти ротора и поля равны, то для асинхронного двигателя это требует дополнительных пояснений, приведенных здесь. В этом случае скорости вращения осей x – y и d – q равны синхронной скорости, так как поля ротора и статора неподвижны друг относительно друга.

В осях d – q система уравнений асинхронного двигателя (2.23) в операторной форме может быть записана в следующем виде

$$\begin{cases} u_{sd} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{sd} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rd} - \omega_0 L_{1\delta} i_{sq}; \\ u_{sq} = R(1 + T_{1\delta} p) i_{sq} + \omega_0 L_{1\delta} i_{sd} + k_R p \omega \psi_{Rd}; \\ 0 = -k_R R i_{sd} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{Rd}; \\ M = \frac{3}{2} p_n k_R \psi_{Rd} i_{sq}; \\ J \omega p = M - M_C. \end{cases} \quad (3.8)$$

Структурная схема, составленная по уравнениям (3.8), полностью аналогична схеме на рис.2.7.

На рис.3.10 показана упрощенная функциональная схема, поясняющая принцип векторного управления с прямой ориентацией по полю. Асинхронный двигатель (М) получает питание от преобразователя частоты (ПЧ). Система регулирования содержит контуры регулирования проекций тока статора на вращающиеся оси d – q с регуляторами токов РТ_d и РТ_q. Контур регулирования тока по оси q (активный ток) регулирует момент двигателя, а контур регулирования тока по оси d (реактивный ток) регулирует поток асинхронного двигателя. Контур регулирования активного тока подчинен контуру регулирования скорости, который содержит в своем составе соответствующий регулятор РС. Контур регулирования реактивного тока подчинен контуру регулирования потока с регулятором РП. Расчет составляющих токов статора I_{sd} и I_{sq} производится в соответствии с фазным преобразованием координат из трехфазной системы в двухфазную. Как правило преобразование производится в два этапа: сначала из трехфазной системы осуществляется преобразование к осям α – β , связанным с неподвижным статором, а затем – к осям d – q . В модели двигателя производится расчет потокосцепления ротора, момента двигателя и угла поворота координатных осей. Следует отметить, что для реализации такой системы управления необходима компенсация перекрестных связей, которые присутствуют в структурной схеме асинхронного двигателя. С этой целью обычно применяется методика, показанная на

рис. 2.11. Функциональная схема рис. 3.10 содержит модель, которая вычисляет: потокосцепление ротора $\hat{\Psi}_r$, Момент двигателя $\hat{M}_\theta$, угол поворота координатных осей $\hat{\theta}_c$.

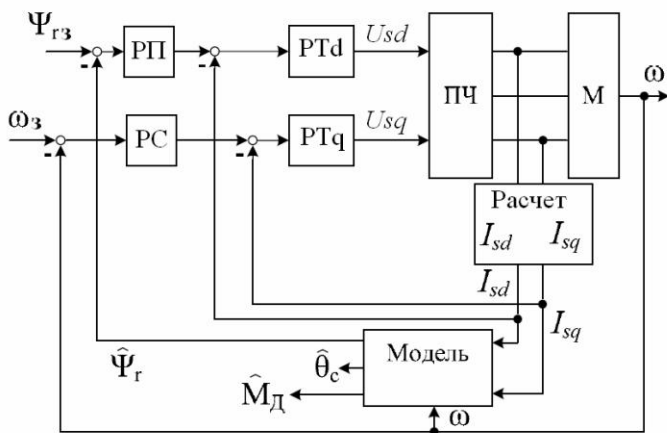


Рис. 3.10. Упрощенная функциональная схема асинхронного привода с векторной системой управления, ориентированной по полю

Для системы векторного управления, ориентированной по полю, модель рис.3.10 может быть представлена следующим образом (рис.3.11).

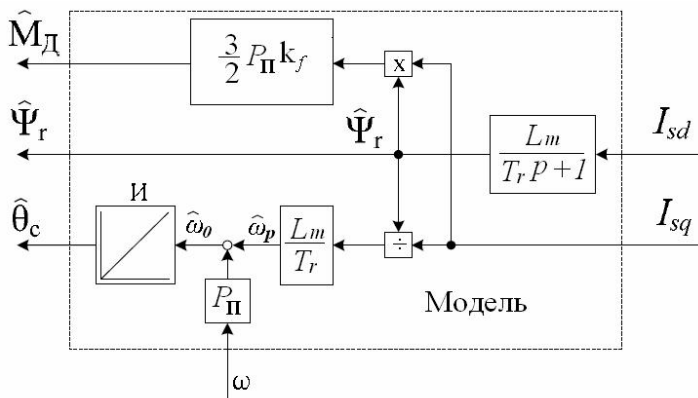


Рис. 3.11. Структурная схема модели для вычисления координат электропривода

Для моделирования асинхронного электропривода с системой подчиненного векторного регулирования преобразователь частоты может быть представлен апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_{nc}(p) = \frac{k_{nc}}{T_n p + 1}, \quad (3.9)$$

где k_{nc} — коэффициент передачи преобразователя частоты по амплитуде напряжения; T_n — малая постоянная времени преобразователя частоты, равная для ШИМ-преобразователей периоду модуляции.

Как уже отмечалось выше, для построения контуров регулирования проекций тока статора в соответствии с принципами подчиненного регулирования, система автоматического управления должна содержать в своем составе блок компенсации перекрестных связей, которые присутствуют в структурной схеме асинхронного двигателя (см. рис.2.7).

Структурная схема асинхронного электропривода с контурами тока статора по осям d и q и воздействиями, компенсирующими влияние перекрестных связей, может быть представлена в следующем виде (рис.3.12).

В структурной схеме рис.3.12 передаточные функции регуляторов тока $W_{pm} d$ и $W_{pm} q$ соответствуют, как правило, настройке контуров на стандартный переходный процесс, соответствующий фильтру Баттерворта второго порядка

$$W(p)_{pm} = W(p)_{pmq} = \frac{T_{is} p + 1}{(2T_n k_{nc} k_{om} \frac{1}{R}) p}. \quad (3.10)$$

Структурная схема рис.3.12, дополненная регуляторами скорости и потокосцепления, является окончательной схемой асинхронного электропривода с векторной системой управления. Наличие блока компенсации перекрестных связей позволяет упростить структурную схему асинхронного привода путем пренебрежения взаимным влиянием контуров друг на друга (такое упрощение показано на рис 2.8).

Настройка контуров скорости и потокосцепления производится в соответствии с принципами подчиненного регулирования. Стандартной является настройка регулятора скорости на симметричный оптимум.

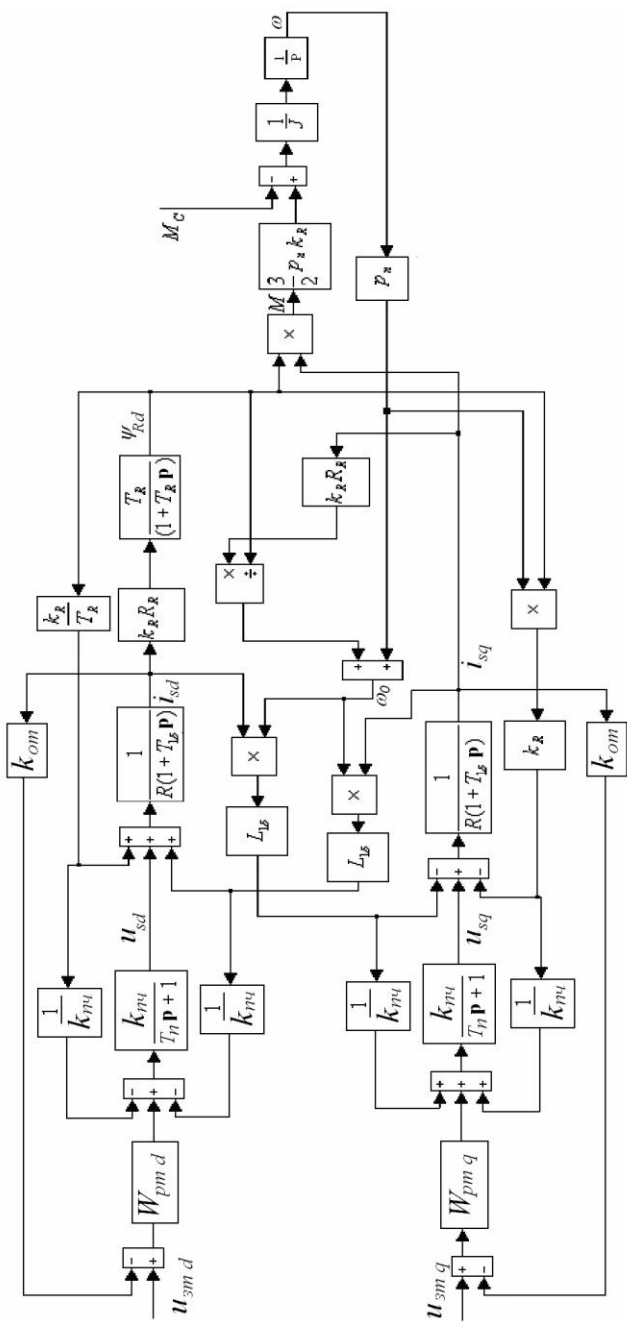


Рис.3.12. Структурная схема асинхронного привода с векторной системой управления с контурами тока статора по осям d и q

На рис.3.13 изображена структурная схема контура скорости.

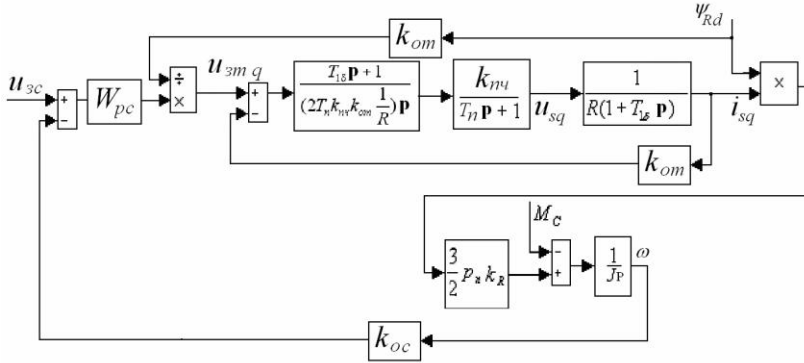


Рис.3.13. Структурная схема контура скорости

Контур скорости на структурной схеме рис 3.13 подчинен контур активного тока статора по оси q . Передаточная функция регулятора скорости для контура, настроенного по симметричному оптимуму

$$W(p)_{pc} = \frac{J \cdot k_{om} (8T_n p + 1)}{48T_n^2 p_n k_R k_{oc} p}. \quad (3.11)$$

Блок деления может быть включен для осуществления структурной линеаризации контура скорости, обеспечивающей постоянство его коэффициента передачи при изменении потокосцепления.

В большинстве случаев асинхронный привод работает только в первой зоне регулирования скорости при соблюдении закона $\Psi_R = \text{const}$. В этом случае формирователь задания по реактивной составляющей тока вырождается в задатчик сигнала постоянного уровня, как правило, соответствующего номинальному уровню потокосцепления ротора.

Иногда контур реактивного тока дополняют внешним контуром регулирования потокосцепления (рис.3.14). В этом случае передаточная функция регулятора потокосцепления

$$W_{p\psi}(p) = \frac{k_{om}(T_R p + 1)}{4 \cdot k_{ov} T_n k_R R_R T_R p}. \quad (3.12)$$

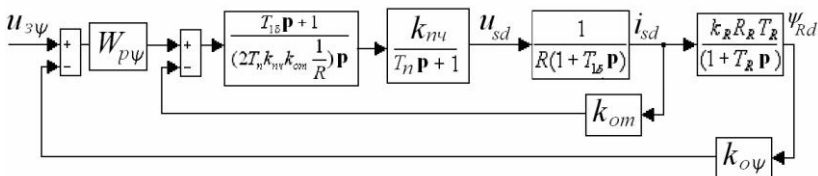


Рис. 3.14. Структурная схема контура потокосцепления ротора

Потокосцепление может быть вычислено по модели рис. 3.11.

Моделирование синхронных частотно-управляемых электроприводов целесообразно рассмотреть на примере самого простого синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе. Данные электроприводы находят все большее применение как в режиме поддержания скорости, так в сервоприводе. Синтез системы управления для таких электроприводов аналогичен синтезу систем управления асинхронными двигателями, и для управления такими двигателями могут быть использованы те же частотные преобразователи, что и для асинхронных двигателей.

Система уравнений (без учета уравнения движения) для синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе в системе координат $d - q$ может быть записана на основании уравнений (2.26) в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s i_d (1 + T_d p) + p\psi_f - L_q i_q \omega; \\ U_q &= R_s I_q (1 + T_q p) + \omega (L_d i_d + \psi_f); \\ M &= \frac{3}{2} p_n (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q), \end{aligned} \quad (3.13)$$

где $T_d = \frac{L_d}{R_s}$ – постоянная времени статорной цепи по оси d ;

$T_q = \frac{L_q}{R_s}$ – постоянная времени статорной цепи по оси q .

Если считать потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами неизменным, то слагаемое в первом уравнении системы (3.13) $p\psi_f = 0$.

В случае неявнополюсного ротора, когда $L_d = L_q$ и, следовательно, $T_d = T_q = T$, упрощается уравнение для момента синхронного привода. В этом случае система уравнений (3.13) может быть записана в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s i_d (1 + Tp) - L_q i_q \omega; \\ U_q &= R_s i_q (1 + Tp) + \omega (L_d i_d + \psi_f); \\ M &= \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Уравнение для момента синхронного двигателя в системе (3.14) может быть получено и для явно полюсного синхронного двигателя, если синтезировать систему векторного управления, ориентированную по полю, и заложить в ней закон управления $i_d = 0$. Естественно, что в системе управления должна быть заложена компенсация перекрестных связей. В этом случае управление моментом синхронного двигателя полностью аналогично однозонному управлению моментом двигателя постоянного тока.

Структурная схема синхронного электропривода с магнитами на роторе и векторной системой управления представлена на рис. 3.15. Синтез регуляторов и компенсация перекрестных связей выполнены в соответствии с рассмотренными выше принципами для асинхронного электропривода. По данной структурной схеме может быть составлена модель для расчета внутренних переменных электропривода аналогичная модели, приведенной на рис. 3.11.

Структуры векторного управления как для асинхронного, так и для синхронного электроприводов, построенные по принципу подчиненного регулирования координат, позволяют эффективно ограничивать токи по осям d и q путем ограничения задания на соответствующий ток. Это является несомненным достоинством таких систем управления.

В настоящее время все большее распространение получает так называемый «вентильный» электропривод на базе синхронного двигателя, в том числе и двигателя с постоянными магнитами на роторе. Неотъемлемой частью этого электропривода является датчик положения ротора, сигнал которого определяет сигналы задания на проекции векторов тока статора на вращающиеся оси координат. В соответствии с принципами построения системы управления вентильным электроприводом на основе синхронной электрической машины с постоянными магнитами на роторе, напряжение статора по продольной оси должно изменяться по закону (при неявнополюсном двигателе)

$$U_d = \frac{p_n T}{T p + 1} \omega (-U_q + C \omega), \quad (3.15)$$

где T – постоянная времени статорной цепи;

C – коэффициент пропорциональности.

Структурная схема, соответствующая выражению (3.15) представлена на рис. 3.16.

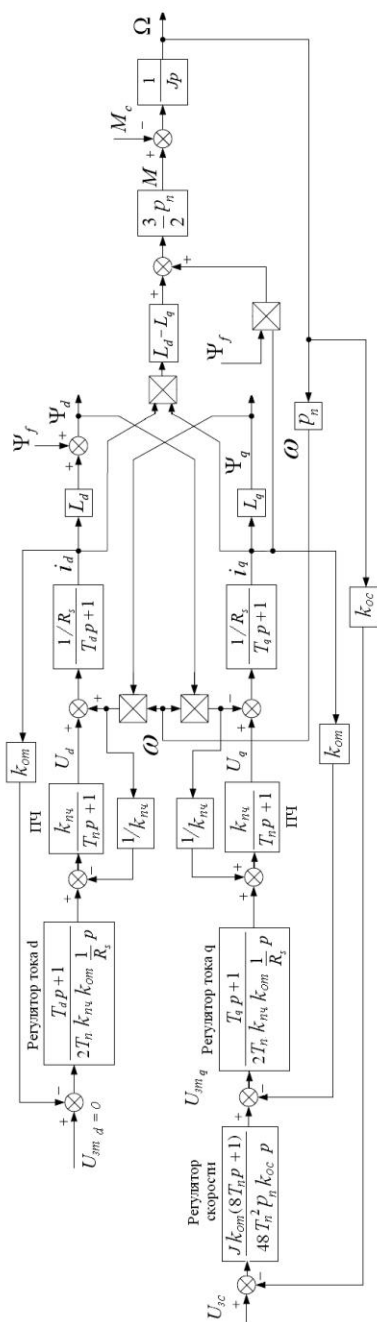


Рис.3.15. Структурная схема электропривода с синхронным электродвигателем с постоянными магнитами на роторе и векторной системой управления

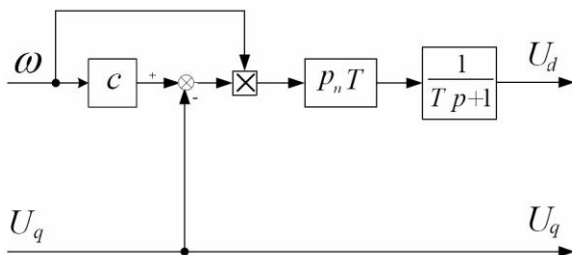


Рис.3.16. Структурная схема коррекции напряжения по продольной оси в вентильном электроприводе на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами

Значимую часть синхронных электроприводов составляют так называемые сетевые синхронные двигатели.

Рассматривается обычный СД с возбуждением по продольной оси и демпферной обмоткой на роторе (двумя эквивалентными демпферными контурами), питающийся от сети, – сетевой синхронный двигатель.

Базой для анализа СД как объекта регулирования, его динамических и статических режимов, построения и анализа систем автоматического регулирования возбуждения (АРВ), являются аналитическая теория синхронной машины и элементы теории обобщенной электрической машины.

В общем виде дифференциальные уравнения для напряжений обобщенной машины в осях d – q записываются в абсолютных единицах в виде системы.

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= p\Psi_{sd} - \omega\Psi_{sq} + r_s i_{sd}; \\ U_{sq} &= p\Psi_{sq} + \omega\Psi_{sd} + r_s i_{sq}; \\ U_{rd} &= p\Psi_{rd} + r_{rd} i_{rd}; \\ U_{rq} &= p\Psi_{rq} + r_{rq} i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Применительно для рассматриваемого СД, на основании этих соотношений, записываются следующие уравнения для напряжений контуров машины в общепринятых обозначениях :

$$\left. \begin{aligned} U_d &= p\Psi_d - \omega\Psi_q + r_s i_d; \\ U_q &= p\Psi_q + \omega\Psi_d + r_s i_q; \\ U_f &= p\Psi_f + r_f i_f; \\ 0 &= p\Psi_{\sigma d} + r_{\sigma d} i_{\sigma d}; \\ 0 &= p\Psi_{\sigma q} + r_{\sigma q} i_{\sigma q}, \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

где U_d, U_q – составляющие напряжений статора по осям d – q ;
 i_d, i_q – составляющие токов статора по осям d – q ;
 Ψ_d, Ψ_q – составляющие потокосцеплений статора;
 U_f, i_f – напряжение и ток возбуждения;
 Ψ_f – потокосцепление возбуждения;
 $\Psi_{\Delta d}, \Psi_{\Delta q}$ – потокосцепления эквивалентных демпферных контуров;
 $i_{\Delta d}, i_{\Delta q}$ – сопротивления эквивалентных демпферных контуров;
 $r_{\Delta d}, r_{\Delta q}$ – сопротивления эквивалентных демпферных контуров.

Для сетевого СД используется понятие скольжение

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}. \quad (3.18)$$

При учете (3.18) дифференциальные уравнения для напряжений статора записываются в виде

$$\begin{aligned} U_d &= p \Psi_d - \omega_s (1 - s) \Psi_q + r_s i_d, \\ U_q &= p \Psi_q + \omega_s (1 - s) \Psi_d + r_s i_q. \end{aligned} \quad (3.19)$$

В относительных единицах системы уравнения контуров СД записываются в виде

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{p}{\Omega s} \Psi_d - (1 - s) \Psi_q + r_s i_d; \\ U_q &= \frac{p}{\Omega s} \Psi_q + (1 - s) \Psi_d + r_s i_q; \\ U_f &= \frac{p}{\Omega s} \Psi_f + r_f i_f; \\ 0 &= \frac{p}{\Omega s} \Psi_{\Delta d} + r_{\Delta d} i_{\Delta d}; \\ 0 &= \frac{p}{\Omega s} \Psi_{\Delta q} + r_{\Delta q} i_{\Delta q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

Уравнение движения для сетевого двигателя обычно записывается в следующем виде:

$$J \frac{\Omega s}{p_n} p s = m_c - m_{\psi} \quad (3.21)$$

Уравнение движения в относительных единицах

$$ps = \frac{1}{T_j} (m_c - m_\psi), \quad (3.22)$$

где $T_j = \frac{J\Omega_s}{M_\phi p_n}$ – инерционная постоянная, с.

Определяющей величиной для СД является внутренний угол или угол нагрузки Θ , эл. рад, – угол между осью d и вектором напряжения статора Us , который определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} d\Theta &= (\omega_s - \omega)dt; \\ \frac{d\Theta}{dt} &= \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \omega_s = s\Omega_s; \quad (\omega_s = \Omega_s), \\ \text{т.е.} \quad \frac{d\Theta}{dt} &= \Omega_s s = \frac{1}{T_0} s, \end{aligned} \quad (3.23)$$

где T_0 – базовое время.

Таким образом, процессы в СД описываются дифференциальными уравнениями Парка–Горева пятого порядка в реальном времени, система которых на основании соотношений (3.20), (3.22) и (3.23) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Theta}{dt} &= \frac{1}{T_0} s; \\ \frac{ds}{dt} &= \frac{1}{T_j} (m_c - m_\psi); \\ \frac{d\Psi_d}{\Omega_s dt} &= U_d - r_s i_d + \Psi_q (1-s); \\ \frac{d\Psi_q}{\Omega_s dt} &= U_q - r_s i_q - \Psi_d (1-s); \\ \frac{d\Psi_s}{\Omega_s dt} &= U_f - r_f i_f; \\ \frac{d\Psi_{\partial d}}{\Omega_s dt} &= -r_{\partial d} i_{\partial d}; \\ \frac{d\Psi_{\partial q}}{\Omega_s dt} &= -r_{\partial q} i_{\partial q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Электромагнитный момент синхронной машины в относительных единицах определяется соотношением

$$m_\psi = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d. \quad (3.25)$$

Дифференциальные уравнения (3.24) дополняются алгебраическими уравнениями для потокоцеплений

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= i_d x_d + i_f x_{fd} + i_{\Delta d} x_{\Delta d}; \\ \Psi_f &= i_d x_d + i_f x_f + i_{\Delta d} x_{fd}; \\ \Psi_{\Delta d} &= i_d x_d + i_f x_{fd} + i_{\Delta d} x_{\Delta d}; \\ \Psi_q &= i_q x_q + i_{\Delta q} x_{\Delta q}; \\ \Psi_{\Delta q} &= i_q x_q + i_{\Delta q} x_{\Delta q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

где x_d, x_q – синхронные индуктивные сопротивления по осям d – q ;
 x_{ad}, x_{aq} – сопротивления взаимоиндукции по осям d – q ;
 x_f – индуктивное сопротивление обмотки возбуждения;
 $x_{\Delta d}, x_{\Delta q}$ – индуктивное сопротивление демпферных контуров по осям d – q .

Полные индуктивные сопротивления контуров синхронной машины определяются суммой соответствующих взаимных индуктивностей и индуктивных сопротивлений рассеяния.

$$\left. \begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_\sigma; \\ x_f &= x_{ad} + x_{\sigma f}; \\ x_{\Delta d} &= x_{ad} + x_{\sigma \Delta d}; \\ x_q &= x_{aq} + x_\sigma; \\ x_{\Delta d} &= x_{aq} + x_{\sigma \Delta q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

Для анализа СД методами математического моделирования на ЦВМ целесообразно систему (3.27) для потокоцеплений разрешить относительно токов, т.е.

$$\left. \begin{aligned} i_d &= (1/\Delta d) (a_1 \Psi_d + a_4 \Psi_f + a_5 \Psi_{\Delta d}); \\ i_f &= (1/\Delta d) (a_4 \Psi_d + a_2 \Psi_f + a_6 \Psi_{\Delta d}); \\ i_{\Delta d} &= (1/\Delta d) (a_5 \Psi_d + a_6 \Psi_f + a_3 \Psi_{\Delta d}); \\ i_q &= (1/\Delta d) (x_{\Delta d} \Psi_q - x_{ad} \Psi_{\Delta q}); \\ i_{\Delta q} &= (1/\Delta d) (x_q \Psi_{\Delta q} - x_{ad} \Psi_q), \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

где $\Delta d = x_d x_f x_{\Delta d} + 2x_{ad}^2 - x_{ad}^2 (x_d + x_f + x_{\Delta d});$
 $a_1 = x_f x_{\Delta d} - x_{ad}^2;$
 $a_2 = x_d x_{\Delta d} - x_{ad}^2;$

$$\begin{aligned}
a_3 &= x_f x_d - x_{ad}^2; \\
a_4 &= x_{ad}^2 - x_{ad} x_{\varepsilon d}; \\
a_5 &= x_{ad}^2 - x_f x_{ad}; \\
a_6 &= x_{ad}^2 - x_{ad} x_d; \\
\Delta q &= x_q x_{\varepsilon q} - x_{aq}^2.
\end{aligned}$$

На рис. 3.17 представлена векторная диаграмма составляющих токов и напряжений СД, которые связаны между собой соотношениями преобразования координат

$$\left. \begin{aligned} U_q &= U_s \cos \Theta, \\ -U_d &= U_s \sin \Theta. \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

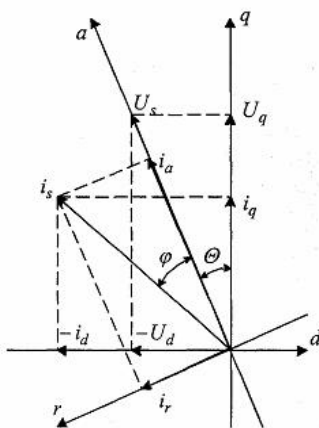


Рис. 3.17. Векторная диаграмма составляющих токов и напряжений СД

$$\left. \begin{aligned} -i_d &= i_a \sin \Theta + i_r \cos \Theta; \\ i_q &= i_a \cos \Theta - i_r \sin \Theta; \\ i_a &= i_q \cos \Theta - i_d \sin \Theta; \\ i_r &= -i_d \cos \Theta - i_q \sin \Theta. \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

Соотношения (3.24)–(3.30) полностью описывают рабочие режимы СД и могут использоваться для анализа их динамических свойств на ЭВМ.

При необходимости учёта насыщения магнитной системы синхронной машины целесообразно выделить результирующее потокоцепление в зазоре по продольной оси.

$$\Psi_{\delta d} = \Psi_d - i_d x_{\sigma} = x_{ad}(i_d + i_f + i_{\delta d}). \quad (3.31)$$

Тогда токи продольных контуров машины могут быть представлены следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= (1/x_{ad})(\Psi_{\delta d} - i_f - i_{\delta d}); \\ i_f &= (1/x_{\sigma f})(\Psi_f - \Psi_{\delta d}); \\ i_{\delta d} &= (1/x_{\sigma \delta d})(-\Psi_{\delta d} + \Psi_{\delta d}). \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

На практике широко используются упрощённые уравнения Парка–Горева, порядок которых по сравнению с исходными понижен на два при следующих допущениях:

$$\left. \begin{aligned} r_s &= 0, \\ U_s &= \text{const.} \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

В этом случае решения нелинейных дифференциальных уравнений для потокосцеплений статора записываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= U_s \cos \Theta, \\ \Psi_q &= U_s \sin \Theta. \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Однако и при таких допущениях СД описывается нелинейными дифференциальными уравнениями пятой степени, которые не могут быть использованы для общего аналитического анализа динамических режимов синхронной машины и аналитического синтеза систем АРВ.

Упрощённые уравнения также целесообразно использовать для анализа динамических свойств СД и СД с АРВ методами математического моделирования на ЭВМ.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЗИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ МАТЛАВ

Одним из наиболее удобных и наглядных методов моделирования различных электроприводов является, реализуемый в MATLAB, метод, использующий физические модели отдельных составляющих привода. В настоящее время, подавляющее большинство регулируемых электроприводов являются приводами переменного тока, значительную долю которых составляют асинхронные электроприводы с автономным инвертором напряжения.

Рассмотрим физическую модель инвертора напряжения с ШИМ-модуляцией.

Как известно, трехфазный инвертор напряжения представляет собой трехфазную мостовую схему, содержащую управляемые ключи, чаще всего IGBT-транзисторы (биполярные транзисторы с изолированным затвором) и диоды. Типовая силовая схема инвертора напряжения приведена на рис.4.1. Трехфазная мостовая схема содержит три плеча. Первое плечо содержит силовые транзисторы Q1, Q2; второе плечо – транзисторы Q3, Q4; третье плечо – транзисторы Q5, Q6.

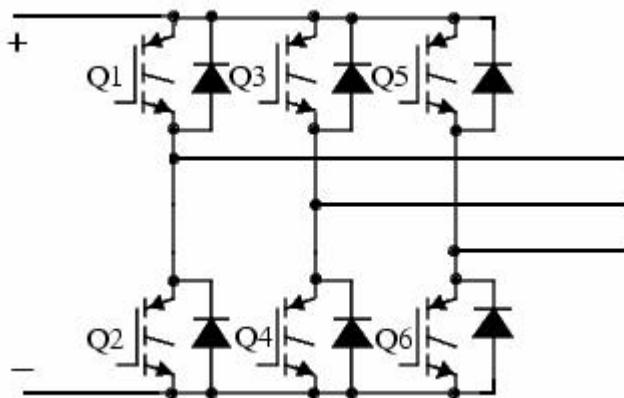


Рис.4.1. Силовая схема трехфазного мостового инвертора

На рис.4.2 представлен так называемый «Универсальный мост» (Universal Bridge) из библиотеки блоков MATLAB-SIMULINK-POWER ELECTRONICS, который может быть использован для моделирования инвертора напряжения.

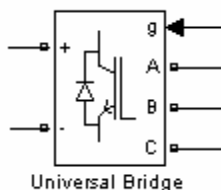


Рис.4.2. Физическая модель электрической мостовой схемы с IGBT-транзисторами

На рис.4.2 показаны входы «+», «-» – входы постоянного напряжения; вход g – вход сигналов управления силовыми ключами Q1–Q6; выходы A, B, C – выходы переменного тока.

На рис.4.3 показано окно параметров блока «Универсальный мост».

Parameters

Number of bridge arms: 3

Snubber resistance R_s (Ohms)
1e5

Snubber capacitance C_s (F)
1e6

Power Electronic device IGBT / Diodes

R_{on} (Ohms)
1e-3

Forward voltages [Device $V_{f(V)}$, Diode $V_{fd(V)}$]
[0 0]

[T_f (s) , T_t (s)]
[1e-6 , 2e-6]

Measurements

Рис.4.3. Окно параметров блока «Универсальный мост»

Для получения трехфазного мостового инвертора на IGBT-транзисторах необходимо обязательно выбрать следующие пункты в окне параметров (см. рис.4.3):

- **«Number of bridge arms»**(«число плечей моста») – 3;
- **«Power Electronic device»**(«Устройства силовой электроники») – IGBT/Diodes.

Так же требуется задаться сопротивлением и емкостью снаббера и при необходимости параметрами силового ключа.

Для питания инвертора напряжения целесообразно использовать трехфазный выпрямитель, подключенный к сети переменного тока. Для моделирования выпрямителя можно использовать точно такой же универсальный мост, выбрав в окне параметров в качестве устройств силовой электроники вместо IGBT–транзисторов диоды. При моделировании автономного инвертора напряжения с целью упрощения силовой схемы воспользуемся для питания инвертора источником постоянного напряжения из библиотеки блоков MATLAB–SIMULINK– Electrical Sources (рис.4.4).

Для управления силовыми ключами инвертора напряжения в MATLAB используется PWM –генератор из библиотеки блоков MATLAB–SIMULINK– Control Blocks (рис.4.5), реализующий принцип так называемой синусоидальной центрированной (симметричной) широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

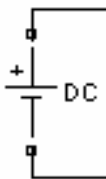


Рис.4.4. Источник постоянного напряжения

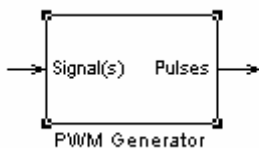


Рис.4.5. Генератор импульсов управления силовыми ключами инвертора

Суть такой ШИМ состоит в сравнении опорного треугольного сигнала несущей частоты с управляющими синусоидальными сигналами, сдвинутыми друг относительно друга на 120 электрических градусов. Каждая из трех управляющих синусоид управляет своим плечом инвертора. Если управляющий синусоидальный сигнал превышает опорный треугольный, то на один из силовых ключей плеча инвертора подается отпирающий импульс, а на другой силовой ключ – запирающий сигнал, т.е. верхний и нижний ключи в плече инвертора всегда коммутируются в противофазе. На рис.4.6 приведены диаграммы формирования управляющих импульсов для инвертора напряжения с синусоидальной ШИМ, которая реализуется в PWM-генераторе.

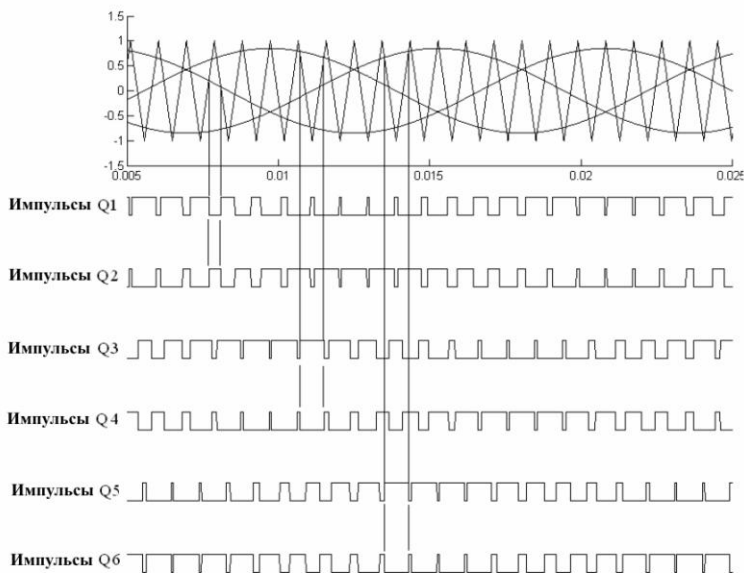


Рис.4.6. Формирование управляющих импульсов при синусоидальной ШИМ

На рис.4.6 обозначения силовых ключей соответствуют схеме на рис.4.1. Блок PWM-генератора MATLAB вырабатывает опорный треугольный сигнал с амплитудным значением, равным единице. Управляющие синусоидальные сигналы могут вырабатываться как внутри данного блока, так и задаваться извне. Очевидно, что в случае внешнего задания управляющих синусоид, их амплитуда не должна превышать единичного значения.

На рис.4.7,а приведено окно управления PWM-генератора с внешним заданием управляющих синусоид, а на рис.4.7,б с внутренним заданием. Вид задания управляющих синусоид определяется выбором пункта «**Internal generation of modulating signal**» («Внутренняя генерация сигнала модуляции»).

Parameters

Generator Mode: 3-arm bridge (6 pulses)

Carrier frequency (Hz): 1080

☐ Internal generation of modulating signal(s)

а

Parameters

Generator Mode: 3-arm bridge (6 pulses)

Carrier frequency (Hz): 1080

☒ Internal generation of modulating signal(s)

Modulation index ($0 < m < 1$): 0.4

Frequency of output voltage (Hz): 60

Phase of output voltage (degrees): 0

б

Рис.4.7. Окно параметров блока PWM-генератора

Основным параметром в обоих случаях является частота опорного треугольного сигнала (несущая частота) – Carrier Frequency. В случае внутреннего задания управляющих синусоид необходимо задать:

- «**Modulation index**» («коэффициент модуляции»);
- «**Frequency of output voltage**» («частота выходного напряжения»);
- «**Phase of output voltage**» («фаза выходного напряжения»).

Наибольший интерес для моделирования регулируемых электроприводов с инвертором представляет внешнее задание управляющих сигналов от автоматической системы управления. Поэтому рассмотрим вариант формирования управляющих трехфазных синусоидальных сигналов с переменными частотой и амплитудой.

Структурная схема для реализации трехфазных синусоидальных сигналов с регулируемыми частотой и амплитудой, построенная в среде MATLAB-SIMULINK, представлена на рис.4.8. В данной структурной схеме на вход 1(In1) поступает сигнал, равный требуемой угловой частоте выходного напряжения инвертора. На вход 2 (In2) подается сигнал, равный амплитуде входной управляющей синусоиды, который должен лежать в пределах от 0 до 1. Выходной сигнал1 (Out1) представляет собой собранный в одну шину сигнал трех управляющих синусоид. Этот сигнал может быть подан в качестве управляющего на PWM-генератор.

Управляющий блок рис.4.8 работает следующим образом. Сигнал заданной угловой частоты интегрируется соответствующими интегрирующими блоками. В результате получается угол φ , к которому добавляется начальная фаза, таким образом, что бы три синусоиды были сдвинуты друг относительно друга на 120 электрических градусов (это соответствует 2,093 радианам). Для полученного угла берется синус, который перемножается с сигналом, задающим требуемую амплитуду.

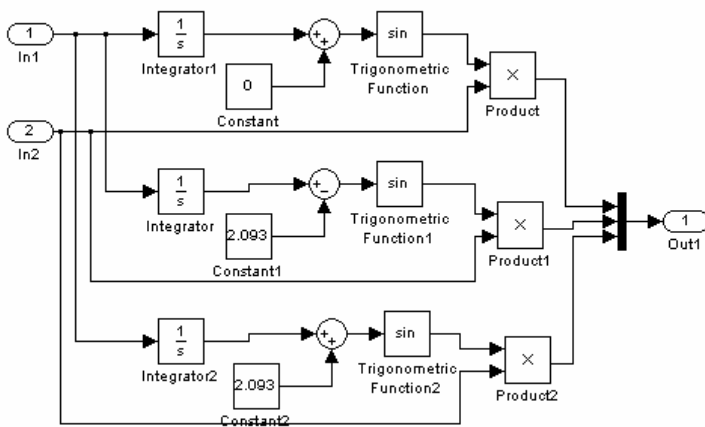
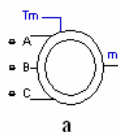


Рис.4.8. Структурная схема для получения управляющего сигнала PWM-генератора

К выходу инвертора напряжения может быть присоединена любая нагрузка. Различные виды нагрузок имеются в блоках физических моделей MATLAB-SIMULINK, в их числе присутствуют и модели различных электрических машин.

Рассмотрим модель трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором из библиотеки MATLAB–SIMULINK–Machines. Имеется возможность выбрать электрическую машину, параметры которой представлены как в единицах СИ (**SI units**), так и в относительных единицах (**pu units**). Один и тот же функциональный блок, моделирующий асинхронный двигатель, позволяет исследовать как двигатели с фазным, так и с короткозамкнутым ротором. Выбор того или иного вида двигателя осуществляется в окне параметров указанного функционального блока.

На рис.4.9,а приведен вид блока, моделирующего асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка». На рис.4.9,б представлено окно параметров данного блока.



Parameters

Preset model: 17: 20 HP (15Kw) 400 V 50Hz 1460 RPM

Mechanical input: Torque Tm

☒ Show detailed parameters

Rotor type: Squirrel-cage

Reference frame: Rotor

Nominal power, voltage (line-line), and frequency [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:
[1.5e+004 400 50]

Stator resistance and inductance[Rs(ohm) Lls(H)]:
[0.2147 0.000991]

Rotor resistance and inductance [Rr(ohm) Llr(H)]:
[0.2205 0.000991]

Mutual inductance Lm (H):
0.06419

Inertia, friction factor and pairs of poles [J(kg.m^2) F(N.m.s) p()]:
[0.102 0.009541 2]

Initial conditions
[1,0 0,0,0 0,0,0]

☐ Simulate saturation

б

Рис.4.9. Вид и окно параметров функционального блока, моделирующего асинхронный двигатель

Пункт окна параметров (рис.4.9,б) **Preset model** (предустановленная модель) содержит готовые наборы параметров схемы замещения конкретных асинхронных двигателей.

Пункт **Mechanical input** (механический вход) определяет, что будет являться возмущающим воздействием – момент или скорость.

Пункт **Rotor type** (тип ротора) задает тип ротора асинхронного двигателя. Либо это **Squirrel-cage** («беличья клетка») либо **Wound** (фазный).

Пункт **Reference frame** задает систему координат двухфазной обобщенной машины, к которой приводится трехфазная электрическая машина. Возможны системы координат, связанные:

- с ротором (**Rotor**);
- неподвижные или $\alpha - \beta$ (**Stationary**);
- вращающиеся синхронно с полем двигателя (**Synchronous**).

Следующие пункты окна параметров задают параметры схемы замещения двухфазной машины, такие, как:

- номинальные мощность, напряжение (линейное) и частота двигателя;
- сопротивление и индуктивность статора и ротора;
- взаимная индуктивность статора и ротора;
- момент инерции, коэффициент вязкого трения и число пар полюсов двигателя.

Имеется возможность задать начальные условия (**Initial conditions**) и учесть насыщение магнитной системы двигателя (**Simulate saturation**).

Следует отметить, что выход m (см. рис.4.9,а) позволяет наблюдать изменение во времени всех координат асинхронного двигателя. Для этого целесообразно использовать функциональный блок **Machines Measurement Demux** (демультиплексор переменных двигателя) из библиотеки блоков MATLAB-SIMULINK-Machines. Вход этого блока подключается к выходу m блока асинхронной электрической машины.

Таким образом, простейшая разомкнутая скалярная система управления асинхронным двигателем, составленная из функциональных блоков, может быть представлена в виде рис.4.10.

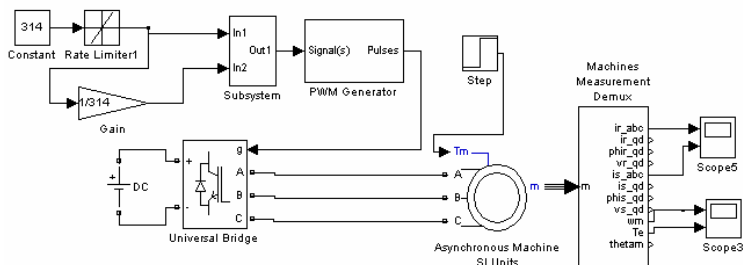


Рис.4.10. Модель простейшей разомкнутой системы управления асинхронным двигателем

В данном примере схемы реализованы пуск от задатчика интенсивности до номинальной скорости и наброс нагрузки. Закон частотного управления $U/f = \text{const}$. В роли задатчика интенсивности выступает функциональный блок **Rate Limiter** (ограничитель темпа). Подсистема **Subsystem** содержит структуру, приведенную на рис.4.8. Наброс нагрузки (статического момента) задается функциональным блоком **Step**. Из рис. 4.10 видно, что блок **Machines Measurement Demux** позволяет контролировать токи и потокосцепления статора и ротора как в трехфазной системе координат, так и в двухфазной системе $d-q$.

Переходные процессы скорости и момента двигателя при пуске от задатчика интенсивности представлены на рис.4.11.

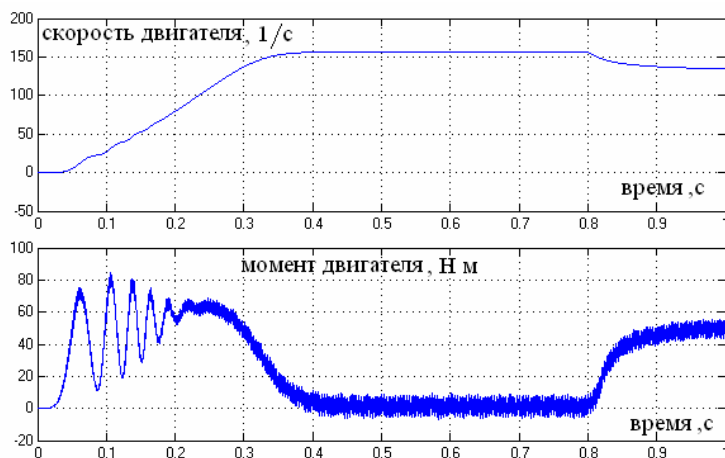


Рис.4.11. Переходные процессы скорости и момента асинхронного двигателя при пуске от задатчика интенсивности и набросе нагрузки

Переходные процессы токов статора и ротора в трехфазной системе приведены на рис.4.12.

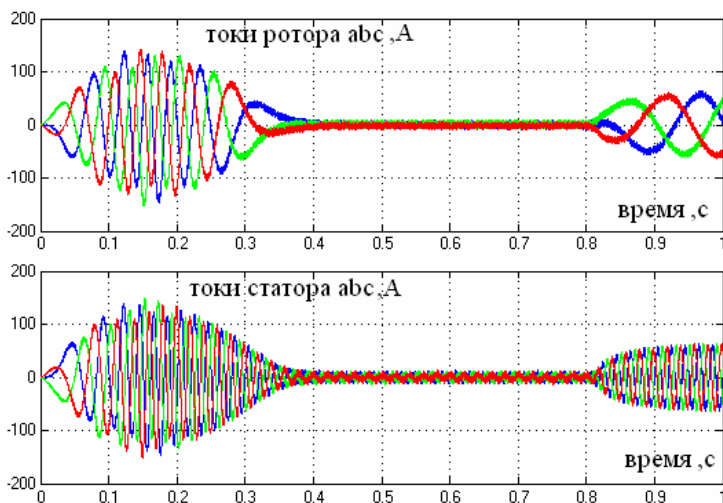


Рис.4.12. Переходные процессы токов статора и ротора асинхронного двигателя при пуске от задатчика интенсивности и набросе нагрузки

$$\sqrt{2/}$$

$$I_{1\beta} = \sqrt{2} \cdot (1/2 \cdot I_{1A} + I_{1B}),$$

где I_{1A}, I_{1B} – токи статора фаз А и В соответственно.

Модуль вектора тока статора может быть найден по выражению

$$I_1 = \sqrt{I_{1\alpha}^2 + I_{1\beta}^2} . \quad (4.2)$$

Структурная схема, реализующая выражения (4.1) и (4.2), представлена на рис.4.14.

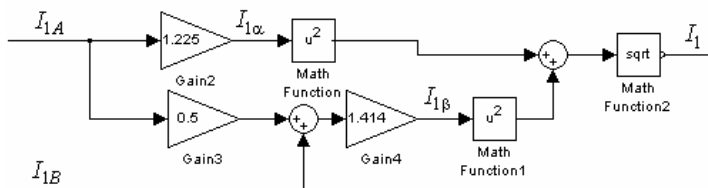


Рис.4.14. Структурная схема в среде MATLAB для формирования сигнала по току статора

Реализация всех регуляторов может быть выполнена стандартными методами с использованием стандартных функциональных блоков SIMULINK.

5. ВЫЧИСЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПО КАТАЛОЖНЫМ ДАННЫМ ДВИГАТЕЛЯ

В современных справочниках по электрическим машинам, как правило не приводятся обмоточные данные двигателей, необходимые для моделирования того или иного электропривода. Поэтому задача определения параметров схемы замещения электродвигателя переменного тока является весьма важной. В литературе [3,4] приводится следующая методика определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя по паспортным данным.

Определяется номинальное скольжение двигателя

$$s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} , \quad (5.1)$$

где n_0 – синхронная скорость (скорость вращения магнитного поля);

n_n – номинальная скорость вращения двигателя.

Находится критическое скольжение

$$s_k = (m_k + \sqrt{m_k^2 - 1})s_n, \quad (5.2)$$

где $m_k = \frac{M_k}{M_n}$ – отношение момента короткого замыкания двигателя к его номинальному моменту.

Далее определяется конструктивный коэффициент

$$C_1 = 1 + \frac{L_{1s}}{L_m}. \quad (5.3)$$

Первоначально конструктивный коэффициент задается в диапазоне $C_1 = 1,02\text{--}1,05$ для предварительного расчета параметров схемы замещения (рис.5.1). После расчета индуктивностей, входящих в уравнение (5.3), необходимо сравнить полученное значение с первоначально выбранным и уточнить расчет. Обычно за две, три итерации удастся достичь совпадения принятого и рассчитанного конструктивных коэффициентов.

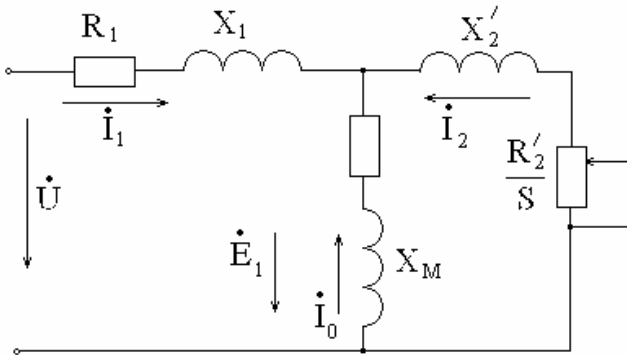


Рис.5.1. Схема замещения асинхронного двигателя

Определяется коэффициент вязкого трения

$$B_m = \frac{\Delta P_m}{(2\pi n_n / 60)^2}. \quad (5.4)$$

В уравнении (5.4) механические потери ΔP_m определяются из уравнения

$$\Delta P_m = \sqrt{3} I_n U_n \cos(\varphi_n) \eta - P_n. \quad (5.5)$$

Сопротивление статора определится по формуле

$$R_s = \frac{3}{2} \frac{(U_n / \sqrt{3})^2 (1 - s_n)}{C_1 (1 + \frac{C_1}{s_k}) M_k (P_n + \Delta P_m)} . \quad (5.6)$$

Сопротивление ротора может быть найдено по выражению

$$R_r = \frac{1}{3} \frac{(P_n + \Delta P_m)}{(1 - s_n) i_k^2 I_n^2} , \quad (5.7)$$

где $i_k = \frac{I_k}{I_n}$ – отношение тока короткого замыкания к номинальному

току.

Определяется индуктивность статора и ротора

$$L_s \cong L_r = \frac{1}{2\pi f_n} \frac{U_n / \sqrt{3}}{I_n (\sqrt{1 - (\cos(\varphi))^2} - \cos(\varphi) \frac{s_n}{s_k})} . \quad (5.8)$$

Индуктивность рассеяния статора и ротора определится по выражению

$$L_{1s} \cong L_{1r} = \frac{1}{4\pi f_n} \sqrt{((U_n / \sqrt{3}) / (i_k I_n))^2 - (R_s + R_r)^2} . \quad (5.9)$$

Взаимоиндукция

$$L_m = L_s - L_{1s} . \quad (5.10)$$

В качестве примера в табл. 5.1 приведены паспортные данные электродвигателей серии RA, выпускаемых Ярославским электромеханическим заводом.

Таблица 5.1

Паспортные данные асинхронных двигателей серии RA

Тип двигателя	$P_{\text{н}}$ кВт	Мас- са, кг	$n_{\text{н}}$, об/м	η , %	$\cos\varphi$	$I_{\text{н}}$, А	$I_{\text{к}}/I_{\text{н}}$	$M_{\text{к}}/M_{\text{н}}$	$\frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}}$	J, кг м ²
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
RA71A2	0,37	5	2800	71	0,81	1,5	5	2,3	2,4	0,0004
RA71B2	0,55	6	2850	74	0,84	1,8	6,5	2,3	2,4	0,0005
RA71A4	0,25	5	1325	62	0,78	1	3,2	1,7	1,7	0,0006
RA71B4	0,37	6	1375	66	0,76	1	3,7	2	2	0,0008
RA71A6	0,18	6	835	48	0,69	1	2,3	2,5	2	0,0006
RA71B6	0,25	6	860	56	0,72	1	3	2,2	2	0,0009
RA80A2	0,75	9	2820	74	0,83	2	5,3	2,5	2,7	0,0008
RA80B2	1,1	11	2800	77	0,86	2	5,2	2,6	2,8	0,0012
RA80A4	0,55	8	1400	71	0,80	1	5	2,3	2,8	0,0018
RA80B4	0,75	10	1400	71	0,80	2	5	2,5	2,8	0,0023
RA80A6	0,37	8	910	62	0,72	1	3,3	2	2,5	0,0027
RA80B6	0,55	11	915	63	0,72	1	3,3	2	2,5	0,0030
RA90S2	1,5	13	2835	79	0,87	3	6,5	2,8	3	0,0010
RA90L2	2,2	15	2820	82	0,87	4	6,5	2,9	3,4	0,0015
RA90S4	1,1	13,5	1420	77	0,80	3	5,5	2,3	2,6	0,0034
RA90L6	1,1	15	925	72	0,72	2	4	2,2	3	0,0052
RA100L2	3,0	20	2895	83	0,86	6	7	2,4	2,6	0,0038

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 259 с.
2. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: ГОУ ВПО «ИГЭУ им. В.И.Ленина», 2008. – 298 с.
3. Мощинский Ю.А., Беспалов В.Я., Кирякин А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным. – М., 2008.
4. Герман–Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учеб. пособие. – СПб.: Корона-принт, 2001. – 320 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Сравнительная характеристика двигателей переменного тока.....	4
2. Математическое описание двигателей переменного тока	5
3. Моделирование частотно-регулируемого электропривода с различными системами управления	27
4. Моделирование асинхронного электропривода на базе автономного инвертора напряжения с использованием физических моделей MATLAB	53
5. Вычисление параметров схемы замещения по каталожным данным двигателя	63
Библиографический список	67