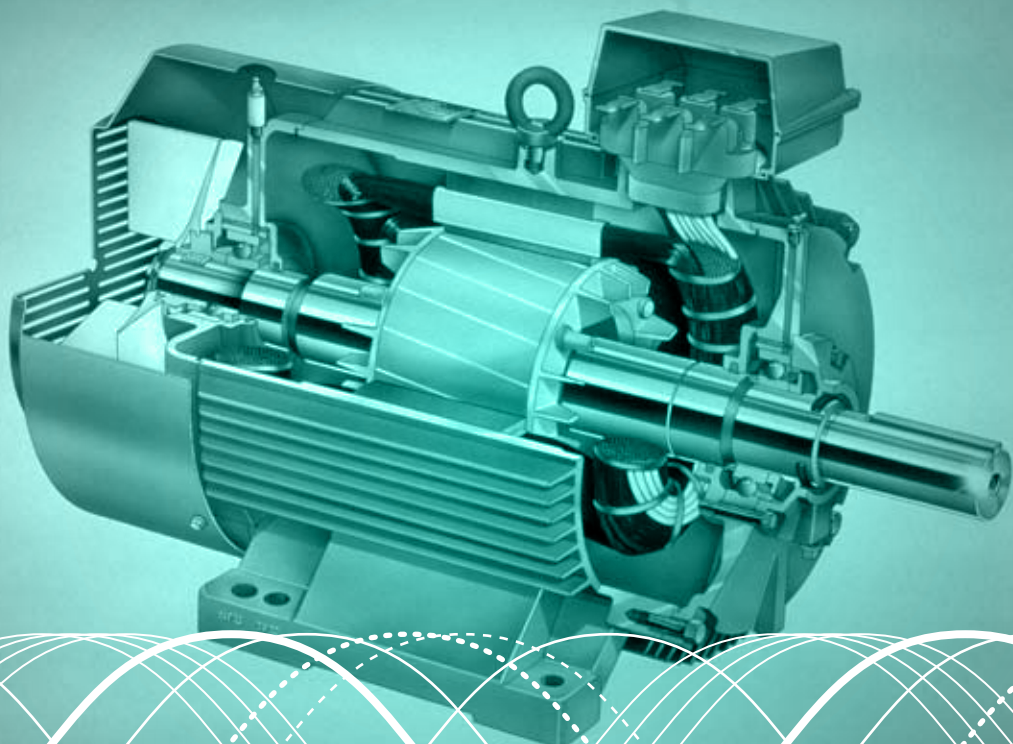
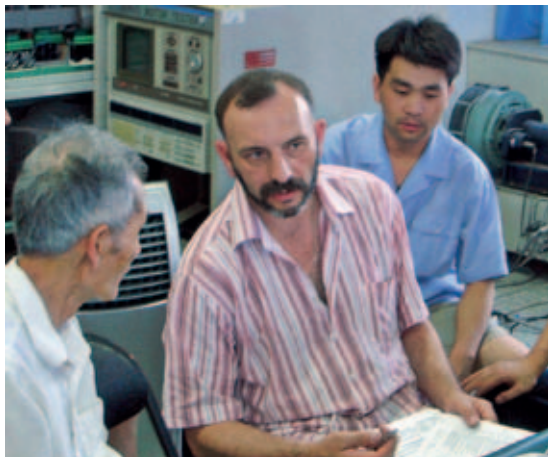


Калачев Ю. Н.

Векторное регулирование

(заметки практика)





Разработка электроприводов (любых)

Kalachev_i@mail.ru

Я, Калачев Юрий Николаевич, работаю в области электропривода с 1987 года.

Именно тогда, в МВТУ им. Баумана, я начал проектирование векторных систем управления электродвигателями переменного тока – и заболел этим на всю жизнь. Работал с тех пор в различных организациях, государственных и негосударственных, занимал разные должности, от инженера 2-ой категории до генерального директора.

Электроприводы и преобразователи, разработанные с моим участием, превратились во многие тысячи серийных изделий, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью.

Сочинение, представляемое на суд читателю, не предназначено для продажи.

Выражаю благодарность компании «ЭФО» за помощь в его издании.

Калачев Ю. Н.

Векторное регулирование

(заметки практика)

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Предисловие	7
2. Системы координат	9
2.1. Неподвижная трехфазная система координат и понятие обобщенного вектора	9
2.2. Неподвижная Декартова система координат	10
2.3. Неподвижная полярная система координат	12
2.4. Вращающаяся Декартова система координат XU	13
2.4.1. Геометрический вывод формул преобразований Парка.	13
2.4.2. Вывод формул преобразований Парка на комплексной плоскости	14
2.4.3. Смысл системы координат XU	15
3. Векторное управление асинхронным электродвигателем	17
3.1. История вопроса, отличие векторного регулирования от скалярного	17
3.2. Схема замещения асинхронного двигателя	18
3.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя	19
3.3.1. Треугольник токов	21
3.3.2. Треугольник потокосцепления статора	21
3.3.3. Треугольник потокосцепления ротора	21
3.3.4. Связь между треугольником токов и треугольниками потоков	21
3.4. Момент асинхронного двигателя	22
3.5. Уравнения динамического равновесия	22
3.6. Преобразование уравнений равновесия в систему координат XU	23
3.6.1. Преобразование уравнений равновесия статора	23
3.6.2. Преобразование уравнений равновесия ротора	25
3.7. Общая идея построения системы регулирования скорости	25
3.8. Закон регулирования	27
3.9. Построение системы регулирования в координатах dq , при $\psi_R = const$	28

3.9.1. Уравнения равновесия АД в системе dq	28
3.9.2. Связь между моментом и скоростью скольжения	29
3.9.3. Связь между моментом и проекцией тока статора на ось d	30
3.9.4. Связь между моментом и проекцией тока статора на ось q	31
3.9.5. Выбор потока ротора	32
3.9.6. Оптимизация потока ротора	35
3.9.7. Перекрестные связи	35
3.9.8. Ограничение момента	38
3.9.9. Непосредственная и косвенная ориентация по полю	39
3.9.10. Структурная схема системы регулирования скорости.	40
4. Векторное управление синхронным электродвигателем с постоянными магнитами	42
4.1. Векторная диаграмма и момент синхронного двигателя с постоянными магнитами	43
4.2. Векторная диаграмма синхронного двигателя с неявнополюсным ротором	45
4.3. Уравнения равновесия статора синхронного двигателя.	45
4.4. Основная идея построения системы регулирования скорости синхронного двигателя с неявнополюсным ротором	46
4.5. Перекрестные связи.	47
4.6. Ограничение момента.	48
4.7. Структурная схема системы регулирования скорости СД.	51
5. Широтно-импульсная модуляция	53
5.1. ШИМ-модуляция и трехфазный ШИМ-инвертор	53
5.2. Синусоидальная ШИМ.	54
5.3. Векторная ШИМ.	56
5.3.1. Базовые векторы и принцип векторной ШИМ.	56
5.3.2. Алгоритм векторной ШИМ (SVPWM).	61
6. Послесловие.	63

– Я знаю, что ничего не знаю.
– Ой!.. А я и этого не знаю...

1. Предисловие

Метод управления электродвигателем переменного тока, называемый «векторное управление», появился в конце 70-х – начале 80-х годов прошлого века.

Теоретические принципы метода были практически одновременно разработаны в Японии, России и Германии.

В широком смысле векторным регулированием можно назвать все способы управления двигателем переменного тока, использующие для описания происходящих в двигателе процессов векторную математику.

Можно привести и другое, более узкое определение метода: векторным управлением называется управление моментом, скоростью или положением, основанное на уравнениях динамики двигателя и взаимосвязанном изменении мгновенной фазы и амплитуды тока, или напряжения статора, при котором по требуемому закону изменяется мгновенная величина и пространственное положение магнитного поля в двигателе.

Приведу здесь еще и следующее определение метода, данное одним уважаемым мною коллегой: векторное управление это «формирование взаимного положения векторных переменных в пространстве состояний на основе уравнений динамики».

Оно покороче, но все равно для человека, начинающего изучать вопрос, сложновато сказано. Пугает...

К сожалению, русскоязычной литературы по векторному регулированию в электроприводах переменного тока очень мало. А те книги, которые есть, в основном написаны также достаточно сложно.

Данное сочинение не претендует на фундаментальность. Это заметки практика, разрабатывающего системы векторного управления уже более 25 лет.

Моя публикация адресована, людям, которые хотят разобраться в теории векторного управления двигателями переменного тока с целью решения стоящих перед ними практических задач.

С помощью данной публикации я хочу максимально просто, иногда даже намеренно упрощенно объяснить инженеру-электротехнику или программисту суть метода векторного регулирования, дать ему инструмент для практического проектирования и дальнейшего самостоя-

тельного развития в этом направлении.

Мне хотелось, чтобы после знакомства с написанным материалом читатель сказал бы:

«Векторное регулирование ...?»

Да это же – элементарно!».

2. Системы координат

Токи, потоки, напряжения двигателя переменного тока могут быть представлены как векторы в некоторой системе координат. В зависимости от используемой системы координат соотношения, описывающие процессы, происходящие в двигателе, будут иметь различный вид. Ниже рассмотрим системы координат, используемые при векторном регулировании.

2.1. Неподвижная трехфазная система координат и понятие обобщенного вектора

Система имеет три оси, расположенные на плоскости под углом в 120 градусов. Эти оси пересекаются в начале координат (рис. 1).

Данная система позволяет отобразить процессы, происходящие в двигателе, на плоскость при представлении токов, напряжений и потокоцеплений в виде вращающихся векторов.

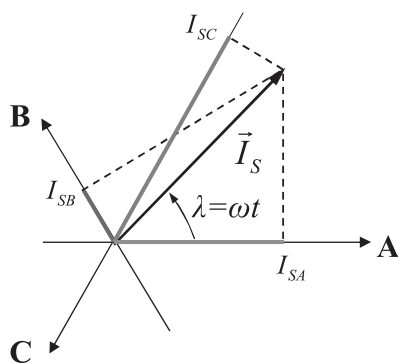


Рис. 1

Например, трехфазный ток в обмотках статора двигателя можно представить в виде вектора I_S , имеющего следующие свойства:

- амплитуда вектора равна амплитуде тока в фазе (I_S);
- начало вектора совпадает с началом координат;
- вектор вращается на плоскости вокруг начала координат с угловой скоростью, соответствующей частоте переменного тока ($\omega = 2\pi f$).

При вращении такого вектора с частотой ω его проекции на соответствующие оси будут меняться по синусоидальному закону, при этом между синусоидами в каждой фазе будет сохраняться сдвиг в 120 градусов.

$$I_A = I_S \sin \lambda = I_S \sin \omega t$$

$$I_B = I_S \sin(\lambda - 120^\circ) = I_S \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$I_C = I_S \sin(\lambda - 240^\circ) = I_S \sin(\omega t - 240^\circ)$$

Кроме того, для значений проекций вектора на оси системы координат будет всегда выполняться условие симметрии трехфазной системы:

$$I_A + I_B + I_C = 0$$

Таким образом, три связанные скалярные величины фазных токов характеризуются в данной системе координат **обобщенным вектором** тока. Аналогично, в виде обобщенных векторов, в данной системе координат могут быть представлены фазные напряжения и потокоцепления асинхронного двигателя.

Во время работы двигателя создается вращающееся магнитное поле, то есть реально, физически существует вращающийся магнитный поток. Его можно разделить на составляющие, сцепленные со статором и ротором, поток намагничивания и потоки рассеяния, замыкающиеся только через статор или ротор.

Можно считать, что неподвижная трехфазная система координат ориентирована по статору, а ее оси совпадают с электрическими осями соответствующих обмоток двигателя.

2.2. Неподвижная Декартова система координат

Система имеет две перпендикулярные оси α и β (рис. 2). Удобно выбирать оси так, чтобы одна из них совпадала с одной из трехфазных осей. Начало координат совпадает с началом координат описанной выше трехфазной системы.

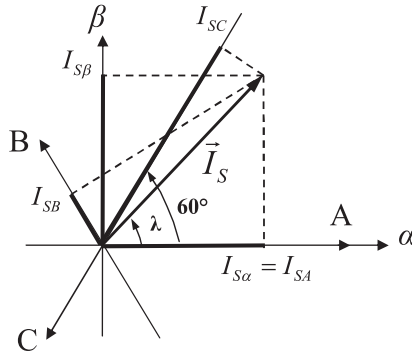


Рис. 2

Переход из трехфазной системы в Декартову (двухфазную) часто называют переходом от реальной трехфазной машины к абстрактной, обобщенной двухфазной.

Получим формулы перехода из трехфазной системы в Декартову. В зарубежной литературе этот переход называют преобразованием Кларка.

Глядя на рис. 2 и воспользовавшись соотношениями прямоугольных треугольников, а также формулой для косинуса разности углов, запишем:

$$\begin{cases} -I_{SC} = I_S \cos(60^\circ - \lambda) = I_S \left(\frac{1}{2} \cos \lambda + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \lambda \right) \\ I_{SB} = I_S \cos(120^\circ - \lambda) = I_S \left(-\frac{1}{2} \cos \lambda + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \lambda \right) \end{cases}$$

Выразив из суммы этих уравнений I_S , получим $I_S = \frac{I_{SB} - I_{SC}}{\sqrt{3} \sin \lambda}$

С другой стороны, (рис. 2) $I_{S\beta} = I_S \sin \lambda$

Следовательно, можно записать $I_{S\beta} = \frac{I_{SB} - I_{SC}}{\sqrt{3}}$

Таким образом, формулы координатных преобразований при переходе из трехфазной системы в двухфазную выглядят так:

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = I_{SA} \\ I_{S\beta} = \frac{I_{SB} - I_{SC}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (1)$$

Или (учитывая, что $I_{SA} + I_{SB} + I_{SC} = 0$) так:

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = I_{SA} \\ I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{SA} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{SB} \end{cases} \quad (2)$$

Формулы обратного преобразования координат из системы $\alpha\beta$ в систему ABC, получающиеся из соотношений (2) и условия симметрии трехфазной системы ($I_{SA} + I_{SB} + I_{SC} = 0$), приведены ниже:

$$\begin{cases} I_{SA} = I_{S\alpha} \\ I_{SB} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{S\beta} - \frac{1}{2} I_{S\alpha} \\ I_{SC} = -\frac{1}{2} I_{S\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{S\beta} \end{cases} \quad (3)$$

Иногда удобно описывать вектора в системе $\alpha\beta$, пользуясь математическим аппаратом комплексной плоскости. При этом ось β считают мнимой, а ось α – вещественной.

2.3. Неподвижная полярная система координат

В данной системе координат вектор характеризуется модулем и углом, отсчитываемым от оси системы координат (рис. 3). Ось этой системы удобно совместить с осью α уже рассмотренной неподвижной двухфазной системы координат $\alpha\beta$.

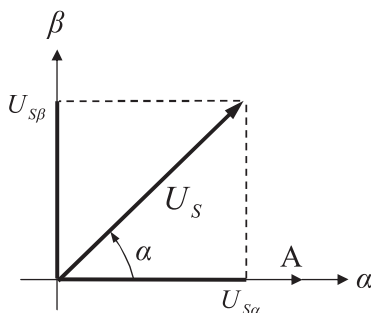


Рис. 3

Переход из системы $\alpha\beta$ в полярную систему координат $A\alpha$ осуществляется по очевидным формулам:

$$U_s = \sqrt{U_{s\beta}^2 + U_{s\alpha}^2}$$

$$\alpha = \arctg \frac{U_{s\beta}}{U_{s\alpha}}$$

2.4. Вращающаяся Декартова система координат XU

Система имеет две перпендикулярные оси X и U (рис. 4).

Начало координат совпадает с началом координат описанной выше трехфазной (или двухфазной) неподвижной системы. Оси системы XU вращаются с произвольной скоростью ω_K вокруг начала координат.

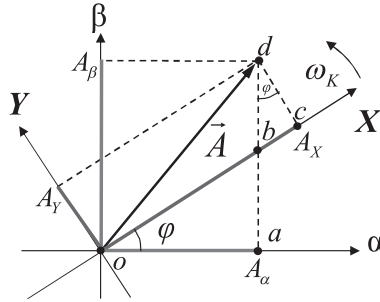


Рис. 4

Найдем формулы преобразования координат, с помощью которых можно осуществлять переход между неподвижной системой $\alpha\beta$ и вращающейся системой XU . В зарубежной литературе этот переход называют преобразованиями Парка (это фамилия такая у дяденьки – прим. авт.).

2.4.1. Геометрический вывод формул преобразований Парка

Треугольники aoB и cdB (рис. 4) подобны, следовательно, можно записать

$$\begin{cases} |bc| = |bd| \sin \varphi \\ A_Y = |bd| \cos \varphi \end{cases} \quad \text{отсюда} \quad |bc| = A_Y \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi}$$

Из рис. 4 следует, что $A_X = |ob| + |bc| = A_\alpha \frac{1}{\cos \varphi} + A_Y \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi}$

Выразив из этого выражения A_α , получим формулу

$$A_{\alpha} = A_X \cos \varphi - A_Y \sin \varphi$$

Данное соотношение подставим в формулу

$$A_Y^2 + A_X^2 = A_{\alpha}^2 + A_{\beta}^2$$

и с помощью некоторых преобразований, выразив из нее A_{β} , получим

$$A_{\beta} = A_X \sin \varphi + A_Y \cos \varphi$$

Таким образом, обратное преобразование Парка, формулы перехода из системы XY в систему $\alpha\beta$, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} A_{\alpha} = A_X \cos \varphi - A_Y \sin \varphi \\ A_{\beta} = A_X \sin \varphi + A_Y \cos \varphi \end{cases} \quad (4)$$

Решив эти уравнения относительно A_X и A_Y , получим прямое преобразование Парка – формулы перехода из системы $\alpha\beta$ в систему XY :

$$\begin{cases} A_X = A_{\beta} \sin \varphi + A_{\alpha} \cos \varphi \\ A_Y = A_{\beta} \cos \varphi - A_{\alpha} \sin \varphi \end{cases} \quad (5)$$

2.4.2. Вывод формул преобразований Парка на комплексной плоскости

Получить формулы преобразований Парка можно существенно проще, если воспользоваться законами комплексной плоскости, считая оси систем координат β и Y мнимыми, а оси α и X вещественными (рис. 5).

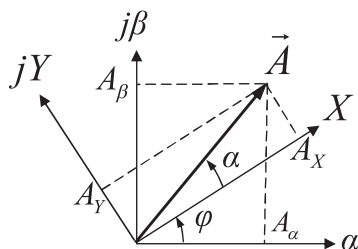


Рис. 5

Пусть:

$A_{\alpha\beta}$ – комплексное число, соответствующее вектору A в системе $\alpha\beta$;

A_{XY} – комплексное число, соответствующее вектору A в системе XY .

Тогда, используя показательную форму представления чисел на комплексной плоскости, (рис. 5), можно записать

$$A_{\alpha\beta} = Ae^{j(\alpha+\varphi)} = Ae^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} = A_{XY}e^{j\varphi}$$

Это, собственно, и есть обратное преобразование Парка – формула перевода вектора из вращающейся системы в неподвижную.

Прямое преобразование получается из обратного

$$A_{XY} = \frac{A_{\alpha\beta}}{e^{j\varphi}} = A_{\alpha\beta}e^{-j\varphi}$$

После того как мы получили формулы преобразований в показательной форме, можно, используя формулу Эйлера, перейти к проекциям вектора на мнимую и вещественные оси.

Для прямого преобразования Парка, учитывая, что

$$e^{-j\varphi} = \cos\varphi - j\sin\varphi, \text{ можно записать}$$

$$\begin{aligned} A_{XY} &= A_{\alpha\beta}e^{-j\varphi} = (A_{\alpha} + jA_{\beta})(\cos\varphi - j\sin\varphi) = \\ &= (A_{\alpha}\cos\varphi + A_{\beta}\sin\varphi) + j(A_{\beta}\cos\varphi - A_{\alpha}\sin\varphi) = A_X + jA_Y \end{aligned}$$

Отсюда

$$\begin{cases} A_X = A_{\beta}\sin\varphi + A_{\alpha}\cos\varphi \\ A_Y = A_{\beta}\cos\varphi - A_{\alpha}\sin\varphi \end{cases}$$

Для обратного преобразования Парка, учитывая, что

$e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\sin\varphi$, можно проделать такую же процедуру и убедиться в том, что

$$\begin{cases} A_{\alpha} = A_X\cos\varphi - A_Y\sin\varphi \\ A_{\beta} = A_X\sin\varphi + A_Y\cos\varphi \end{cases}$$

2.4.3. Смысл системы координат XY

Вращающаяся система координат, на первый взгляд, кажется достаточно искусственной, но именно в ней строятся современные системы векторного регулирования.

Система регулирования строится в системе координат, вращающейся вместе с управляемым вектором.

Дело в том, что в такой системе дифференциальные уравнения, описывающие двигатель, принимают простейший вид.

Кроме того, поскольку управляемый вектор не вращается относительно данной системы координат, его амплитуда и фаза определяются двумя скалярными величинами проекций на оси координат этой системы. Следовательно управление вектором, в данном случае, можно свести к управлению величиной и знаком его проекций.

Вращение системы учитывают с помощью рассмотренных выше формул координатных преобразований, измеряя или вычисляя угол ее поворота относительно неподвижной системы координат.

3. Векторное управление асинхронным электродвигателем

3.1. История вопроса, отличие векторного регулирования от скалярного

Асинхронный электродвигатель был изобретен в 1889 году М. О. Доливо-Добровольским, работавшим в Германии в электротехнической компании Т. Эдисона (с 1887 года фирма AEG – *прим. авт.*).

Несмотря на солидный возраст двигателя, его конструкция до сих пор существенно не изменилась. Двигатель имеет высокий КПД, прост, дешев и надежен, используется уже более 100 лет и является самым распространенным и массовым во всех отраслях промышленности.

Устройство и принцип работы асинхронного двигателя описаны в неисчислимом количестве книг и учебников, поэтому на этих вопросах останавливаться не будем.

Изначально двигатель был сконструирован как неуправляемый по скорости.

Принципы скалярного управления асинхронным двигателем были сформулированы русским академиком М. П. Костенко в 1925 году. Он впервые описал способ связанного изменения амплитуды и частоты напряжения статора в зависимости от требуемого момента (скалярное управление напряжением).

В 1963 году В. Н. Бродовский сформулировал принцип частотно-токового управления (скалярное управление током). В этом способе было предложено управлять моментом двигателя, связанно изменяя амплитуду и частоту тока статора.

При этих скалярных видах регулирования управление моментом двигателя осуществляется с помощью изменения амплитуды и частоты вектора напряжения или тока статора двигателя.

Математической основой скалярного регулирования являются уравнения, описывающие установившиеся режимы работы двигателя, то есть режимы, в которых скорость и момент нагрузки двигателя остаются неизменными. Естественно, что в динамических режимах при изменении скорости или нагрузки корректность математической

модели скалярного управления нарушается. Это приводит к достаточно медленной реакции скалярных систем управления на быстрые воздействия. Именно это и является их основным недостатком. Например, в скоростном контуре при скалярном регулировании резкое изменение нагрузки приводит к забросам или провалам скорости.

Дальнейшим шагом в развитии теории и практики управления двигателем явилось векторное управление.

Его математическая основа – дифференциальные уравнения, описывающие электрическую машину одинаково корректно и в динамике, и в статике.

Момент при векторном управлении получают с помощью управления амплитудой и мгновенной фазой вектора тока статора или вектора статорного напряжения.

В силу адекватности управления в динамике векторное управление, в отличие от скалярного, дает возможность строить высокودинамичные и прецизионные электроприводы переменного тока, обеспечивающие наивысшую точность и скорость регулирования.

Прежде чем перейти к вопросам построения векторной системы управления, рассмотрим модели асинхронного двигателя: схему замещения, векторную диаграмму и описывающие его уравнения.

3.2. Схема замещения асинхронного двигателя

Обычно двигатели проектируются так, что потерями намагничивания, по сравнению с активными потерями в обмотках статора, можно пренебречь. В этом случае в качестве модели для иллюстрации процессов, происходящих в двигателе, может быть использована Т-образная схема замещения (рис. 6).

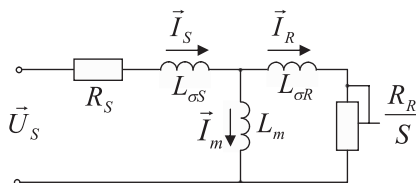


Рис. 6

На схеме замещения:

\vec{U}_S – обобщенный вектор входного напряжения;

\vec{I}_S – обобщенный вектор тока статора.

Вектор тока статора разделяется на две составляющие:

\vec{I}_m – обобщенный вектор тока намагничивания;

\vec{I}_R – обобщенный вектор тока ротора.

Величины и соотношения токов двигателя при заданном входном напряжении определяются параметрами схемы замещения.

Параметры схемы замещения

R_S – сопротивление статора характеризует активные потери в статорных обмотках и равно сопротивлению фазной обмотки статора.

$L_{\sigma S}$ – индуктивность рассеяния статора характеризует ту часть потока статора, которая не сцеплена с ротором и не принимает участие в создании момента.

L_m – главная индуктивность характеризует ту часть потока, которая сцеплена со статором и с ротором и участвует в создании момента. На линейном участке кривой намагничивания двигателя главная индуктивность является величиной постоянной. При насыщении магнитопровода двигателя величина главной индуктивности уменьшается.

$L_{\sigma R}$ – индуктивность рассеяния ротора характеризует ту часть потока ротора, которая не сцеплена со статором и не принимает участие в создании момента.

R_R/S – параметр характеризует активные потери в роторе, где:

R_R – сопротивление ротора в режиме короткого замыкания (вал двигателя заторможен).

$$S = \frac{n_1 - n_2}{n_1} - \text{скольжение,}$$

где:

n_1 – скорость вращения поля;

n_2 – скорость вращения ротора.

3.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Асинхронный двигатель характеризуется следующими векторами состояний:

\vec{U}_S – вектор напряжения статора;

\vec{I}_S – вектор тока статора;

\vec{I}_R – вектор тока ротора;

\vec{I}_m – вектор тока намагничивания;

$\vec{\psi}_S$ – вектор потока статора;

$\vec{\psi}_R$ – вектор потока ротора;

$\vec{\psi}_m$ – вектор потокосцепления в воздушном зазоре (поток намагничивания).

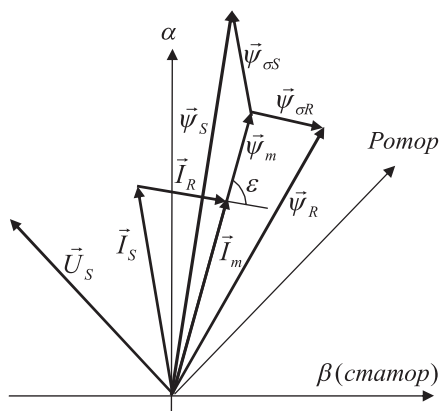


Рис. 7

На рис. 7 приведена векторная диаграмма, иллюстрирующая взаимосвязь векторов состояний асинхронного двигателя.

Во время работы асинхронного двигателя все векторы вращаются в плоскости поперечного сечения асинхронного двигателя вокруг оси вращения ротора.

В установившемся режиме (при неизменной скорости и моменте нагрузки) амплитуды, фазовые сдвиги и скорости всех векторов состояний остаются постоянными.

В динамике во время переходных процессов амплитуды векторов состояний и фазовые сдвиги между ними меняются.

Рассмотрим более подробно приведенную выше векторную диаграмму.

3.3.1. Треугольник токов

Вектор тока намагничивания равен сумме векторов тока ротора и статора:

$$\vec{I}_m = \vec{I}_S + \vec{I}_R$$

3.3.2. Треугольник потокосцепления статора

Вектор потокосцепления статора равен сумме вектора потока намагничивания и потока рассеяния статора:

$$\vec{\psi}_S = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma S}$$

Поток рассеяния статора равен произведению тока статора на индуктивность рассеяния статора ($L_{\sigma S}$):

$$\vec{\psi}_{\sigma S} = L_{\sigma S} \vec{I}_S$$

3.3.3. Треугольник потокосцепления ротора

Вектор потокосцепления ротора равен сумме вектора потока намагничивания и потока рассеяния ротора:

$$\vec{\psi}_R = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma R}$$

Поток рассеяния ротора равен произведению тока ротора на индуктивность рассеяния ротора ($L_{\sigma R}$):

$$\vec{\psi}_{\sigma R} = L_{\sigma R} \vec{I}_R$$

3.3.4. Связь между треугольником токов и треугольниками потоков

Поток намагничивания равен произведению тока намагничивания на индуктивность намагничивания двигателя (L_m):

$$\vec{\psi}_m = L_m \vec{I}_m$$

С помощью вышеприведенных выражений потоки выражаются через токи статора и ротора следующим образом:

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_m &= L_m \vec{I}_m = L_m \vec{I}_S + L_m \vec{I}_R \\ \vec{\psi}_S &= L_S \vec{I}_S + L_m \vec{I}_R \\ \vec{\psi}_R &= L_R \vec{I}_R + L_m \vec{I}_S\end{aligned}$$

где:

$L_S = L_m + L_{\sigma S}$ – индуктивность статора;

$L_R = L_m + L_{\sigma R}$ – индуктивность ротора.

3.4. Момент асинхронного двигателя

Электромагнитный момент асинхронного двигателя возникает вследствие взаимодействия тока ротора с потоком сцепления в воздушном зазоре (потоком намагничивания). Момент трехфазного двигателя с учетом числа пар его полюсов (Z_p) определяется следующим выражением

$$\vec{M} = \frac{3}{2} Z_p \vec{I}_R \times \vec{\psi}_m, \text{ или } M = \frac{3}{2} Z_p |\vec{I}_R| |\vec{\psi}_m| \sin \varepsilon \quad (6)$$

где ε – угол между током ротора и потоком намагничивания.

3.5. Уравнения динамического равновесия

Как известно, напряжение на катушке индуктивности равно сумме ЭДС индукции и падения напряжения на активном сопротивлении катушки, а ЭДС индукции равна производной от сцепленного с катушкой потока.

Статор асинхронного двигателя является трехфазной катушкой индуктивности. Таким образом, для обобщенных векторов можно записать следующее простое дифференциальное уравнение:

$$\vec{U}_S = \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + \vec{I}_S R_S$$

Надо заметить, что оно, конечно, описывает статор двигателя не абсолютно точно. Это уравнение верно только для идеального двигателя, в котором магнитодвижущие силы идеально синусоидально распределены в воздушном зазоре между статором и ротором. Кроме того, оно никак не учитывает потерь на намагничивание двигателя. Но если пренебречь неидеальностями двигателя и потерями на намагничивание, по сравнению с активными потерями, то данное уравнение можно считать верным. Его называют уравнением динамического равновесия статора.

В неподвижной системе координат $\alpha\beta$, связанной со статором, его можно переписать в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{S\alpha} = \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} + I_{S\alpha} R_S \\ U_{S\beta} = \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} + I_{S\beta} R_S \end{cases}$$

Если ротор двигателя имеет короткозамкнутую обмотку, то напряжение на ней равно нулю и уравнение равновесия ротора во вращающейся системе координат $\gamma\delta$, связанной с ротором, выглядит следующим образом:

$$0 = \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + \vec{I}_R R_R$$

или

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\psi_{R\gamma}}{dt} + I_{S\gamma} R_R \\ 0 = \frac{d\psi_{R\delta}}{dt} + I_{R\delta} R_R \end{cases}$$

3.6. Преобразование уравнений равновесия в систему координат ХУ

Для понимания дальнейших рассуждений нам понадобится вспомнить описанные выше различные системы координат.

3.6.1. Преобразование уравнений равновесия статора

Производную вектора потока статора в системе ХУ, вращающейся со скоростью ω_K , можно представить как сумму двух составляющих. Можно назвать их, например, компенсированная и некомпенсированная:

$$\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} = \left(\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \right)_K + \left(\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \right)_{HK}$$

где:

$\left(\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \right)_K$ – именно для компенсированной составляющей может быть написано уравнение динамического равновесия статора;

$\left(\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \right)_{HK}$ – некомпенсированная составляющая вызывается вращением системы координат и зависит от скорости этого вращения.

Найдем некомпенсированную составляющую. Известно, что производная вектора, вращающегося со скоростью ω , есть вектор, амплитуда которого равна линейной скорости конца вращающегося вектора. Направлен вектор производной в сторону вращения, по касательной к траектории. Таким образом, для нахождения производной вращающегося вектора его амплитуду надо умножить на ω и повернуть полученный вектор на $\pi/2$ в сторону вращения.

Так как с частотой ω_K у нас вращается система координат, то для нахождения производной вектора, вызванной этим вращением, поворот вектора на $\pi/2$ надо делать в сторону, противоположную вращению.

Пусть положительным направлением вращения системы считается вращение против часовой стрелки. На рис. 8 поясняется образование вектора некомпенсированной составляющей $\left(\frac{d\vec{\psi}_s}{dt}\right)_{HK}$.

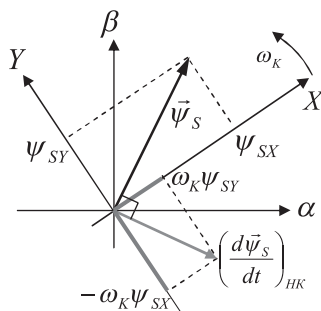


Рис. 8

Запишем в системе XU для компенсированной составляющей уравнение равновесия статора, а затем выразим компенсированную составляющую через некомпенсированную:

$$\vec{U}_s = \left(\frac{d\vec{\psi}_s}{dt}\right)_K + \vec{I}_s R_s = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} - \left(\frac{d\vec{\psi}_s}{dt}\right)_{HK} + \vec{I}_s R_s$$

Переписав это векторное уравнение в проекциях на оси X и Y (рис. 8), получим уравнения равновесия статора во вращающейся системе координат:

$$\begin{cases} U_{SX} = \frac{d\psi_{SX}}{dt} + I_{SX} R_s - \omega_K \psi_{SY} \\ U_{SY} = \frac{d\psi_{SY}}{dt} + I_{SY} R_s + \omega_K \psi_{SX} \end{cases}$$

3.6.2. Преобразование уравнений равновесия ротора

Для преобразования уравнений ротора из системы $\gamma\delta$, вращающейся с частотой ротора ω_R , в систему $X'Y'$, вращающуюся с частотой ω_K , применим тот же подход, что и для преобразований уравнений статора.

Так как система $X'Y'$ вращается относительно системы $\gamma\delta$ с частотой $\omega_K - \omega_R$, уравнения равновесия ротора в системе $X'Y'$ будут выглядеть так:

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\psi_{RX'}}{dt} + I_{RX'} R_R - (\omega_K - \omega_R) \psi_{RY'} \\ 0 = \frac{d\psi_{RY'}}{dt} + I_{RY'} R_R + (\omega_K - \omega_R) \psi_{RX'} \end{cases}$$

3.7. Общая идея построения системы регулирования скорости

На рис. 9 изображена упрощенная структура системы векторного регулирования скорости асинхронного двигателя.

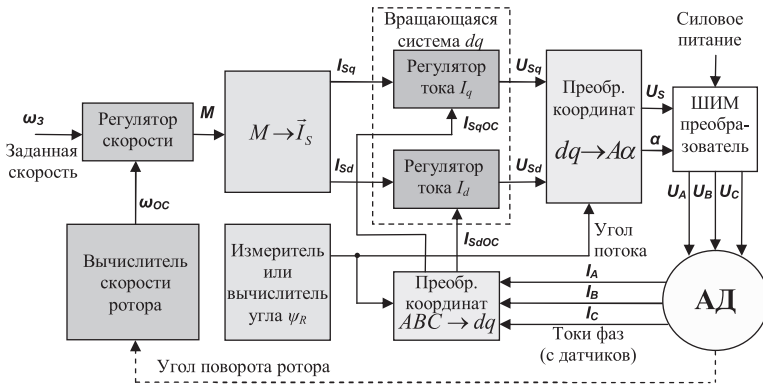


Рис. 9

Управлять скоростью двигателя можно, изменяя его момент, то есть система должна содержать регулятор скорости, задающий момент, и структуру, обеспечивающую его отработку.

Момент двигателя можно менять с помощью управления статорным током (вектором статорного тока). Тогда для синтеза системы необходимо связать момент двигателя с параметрами вектора статорного тока.

Как уже говорилось выше, при векторном управлении регулирование осуществляется в системе координат, вращающейся синхронно с

векторами состояний двигателя. Эту систему координат можно связать с различными векторами состояний, но, как правило, ее связывают с вектором ψ_R – потоком ротора. Оси этой двухфазной системы координат называют d и q , причем по потоку ротора ориентируют осью d этой системы.

Векторный регулятор тока, работающий во вращающейся системе координат dq , состоит из двух скалярных регуляторов d и q проекций вектора и использует в качестве обратной связи измеренный и преобразованный в систему dq реальный вектор статорного тока. Регулятор тока формирует в системе dq вектор напряжения статора, характеризующийся двумя составляющими: U_{sd} и U_{sq} . Далее с помощью координатных преобразований вектор напряжения статора переводится в неподвижную систему координат, связанную со статором, где затем и реализуется.

Реализация вектора напряжения статора в подавляющем большинстве систем векторного регулирования осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Таким образом, для синтеза системы управления необходимо определить связь между моментом и проекциями вектора тока статора на оси системы dq , вращающейся синхронно с потоком ротора.

Кроме того, для осуществления координатных преобразований необходимо знать текущий угол поворота системы dq (угол поворота ψ_R). Этот угол необходимо измерить или вычислить.

3.8. Закон регулирования

Запишем соотношения, вытекающие из векторной диаграммы, выражение момента асинхронного двигателя и уравнения равновесия в системе dq :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{I}_m = \vec{I}_S + \vec{I}_R \\ \vec{\psi}_S = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma S} \\ \vec{\psi}_R = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma R} \\ \vec{\psi}_m = L_m \vec{I}_m \\ \vec{\psi}_{\sigma S} = L_{\sigma S} \vec{I}_S \\ \vec{\psi}_{\sigma R} = L_{\sigma R} \vec{I}_R \\ \vec{M} = \frac{3}{2} Z_P \cdot \vec{I}_R \times \vec{\psi}_m \\ U_{Sd} = \frac{d\psi_{Sd}}{dt} + I_{Sd} R_S - \omega_K \psi_{Sq} \\ U_{Sq} = \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + I_{Sq} R_S + \omega_K \psi_{Sd} \\ 0 = \frac{d\psi_{Rd}}{dt} + I_{Rd} R_R - (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rq} \\ 0 = \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + I_{Rq} R_R + (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rd} \end{array} \right.$$

Это, собственно, и все математические соотношения, которыми можно пользоваться для построения системы регулирования.

Принимая известными параметры схемы замещения двигателя, а также скорости вращения ротора и системы координат, можно убедиться в том, что количество переменных в вышеприведенной системе векторных и скалярных уравнений превышает количество самих уравнений на две.

Следовательно, однозначное определение параметров вектора тока статора через момент из этой системы уравнений невозможно. А именно это и необходимо для построения системы регулирования в координатах dq .

Из данного тупика обычно выходят, задаваясь потоком ротора. Более того, для упрощения решения задаются условием постоянства величины этого потока. Это условие называется **законом регулирования**: $\psi_R = \text{const.}$

3.9. Построение системы регулирования в координатах dq , при $\psi_R = const$

3.9.1. Уравнения равновесия АД в системе dq

Для двухфазной вращающейся системы координат dq , ось d которой ориентирована по потоку ротора, можно записать следующие выражения:

$$\psi_{Rq} = 0;$$

$$\omega_K = \omega - \text{скорость вращения поля};$$

$$\omega_K - \omega_R = \Delta\omega - \text{скорость скольжения ротора АД}.$$

Следовательно, уравнения равновесия статора и ротора в этой системе можно переписать следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{Sd} = \frac{d\psi_{Sd}}{dt} + I_{Sd}R_S - \omega\psi_{Sq} \\ U_{Sq} = \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + I_{Sq}R_S + \omega\psi_{Sd} \\ 0 = \frac{d\psi_{Rd}}{dt} + I_{Rd}R_R \\ 0 = I_{Rq}R_R + \Delta\omega\psi_{Rd} \end{array} \right.$$

При $\psi_R = const$ уравнения динамического равновесия ротора упростятся и примут следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_R I_{Rd} = 0 \\ R_R I_{Rq} + \Delta\omega\psi_R = 0 \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{Rd} = 0 \\ R_R I_{Rq} = -\Delta\omega\psi_R \end{array} \right. \quad (7)$$

На рис. 10 приведена диаграмма векторов состояний асинхронного двигателя для данного случая.

Заметим, что из вышесказанного следует интересный вывод о перпендикулярности векторов тока и потока ротора при управлении по закону регулирования $\psi_R = const$.

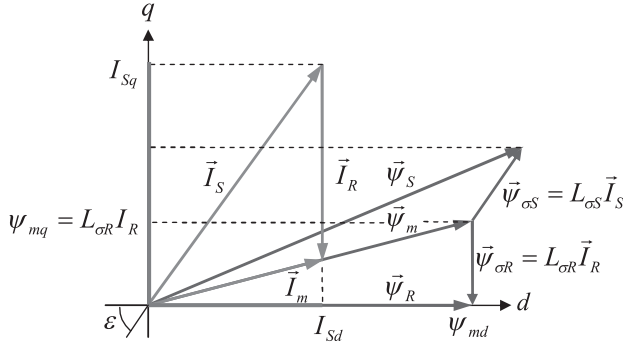


Рис. 10

3.9.2. Связь между моментом и скоростью скольжения

Как уже говорилось, электромагнитный момент трехфазного асинхронного двигателя с учетом числа пар полюсов (Z_P) определяется выражением

$$\vec{M} = \frac{3}{2} Z_P \vec{I}_R \times \vec{\psi}_m, \text{ или } M = \frac{3}{2} Z_P |\vec{I}_R| |\vec{\psi}_m| \sin \varepsilon, \quad (8)$$

где ε – угол между током ротора и потоком намагничивания.

При $\psi_R = \text{const}$ (рис. 10) в системе dq данное выражение можно переписать в следующем виде:

$$M = \frac{3}{2} Z_P I_{Rq} \psi_{md} = \frac{3}{2} Z_P I_R \psi_R \quad (9)$$

Выразим скорость скольжения (без учета знака) из системы уравнений динамического равновесия ротора (7), описанных выше

$$\Delta\omega = \frac{|I_R| R_R}{\psi_R} \quad (10)$$

Выразив из выражения (10) I_R и подставив в выражение (9), получим

$$M = \frac{3}{2} Z_P I_R \psi_R = \frac{3}{2} Z_P \frac{\Delta\omega \psi_R}{R_R} \psi_R = \frac{3}{2} Z_P \Delta\omega \frac{\psi_R^2}{R_R}$$

Получим из данной формулы зависимость скольжения от момента

$$\Delta\omega = \frac{2R_R}{3Z_P \psi_R^2} M \text{ (скольжение поля в радианах в секунду)} \quad (11)$$

3.9.3. Связь между моментом и проекцией тока статора на ось d

Поток намагничивания

В соответствии с векторной диаграммой на рис. 10

$$\begin{cases} \psi_{mq} = I_R L_{\sigma R} \\ \psi_{md} = \psi_R \end{cases} \Rightarrow \psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + I_R^2 L_{\sigma R}^2} \quad (12)$$

Выражая I_R из формулы (10) и подставляя его в формулу (12), получим

$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \frac{\Delta\omega^2 \psi_R^2}{R_R^2} L_{\sigma R}^2}$$

Подставив сюда $\Delta\omega$ из выражения (11), получаем выражение потока намагничивания в зависимости от момента, при заданном ψ_R :

$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \left(\frac{2ML_{\sigma R}}{3Z_P\psi_R} \right)^2} \quad (13)$$

Характеристика намагничивания

Ток намагничивания связан с потоком намагничивания через характеристику намагничивания двигателя. Вид типичной характеристики намагничивания асинхронного двигателя представлен на рис. 11 а.

Поток намагничивания является произведением тока намагничивания на главную индуктивность двигателя: $\psi_m = L_m I_m$.

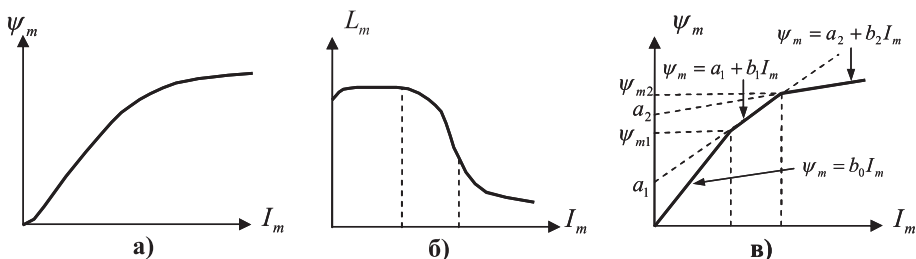


Рис. 11

Вследствие насыщения магнитной цепи двигателя его главная индуктивность является функцией тока намагничивания (рис. 11 б).

Имея экспериментальную или расчетную характеристику намагничивания, можно аппроксимировать ее некоторой математической функцией.

С точки зрения дальнейшей цифровой реализации весьма удобно осуществлять кусочно-линейную аппроксимацию данной характеристики (рис. 11 в).

Для i -го участка линейной аппроксимации можно написать

$$\psi_m = L_m I_m = a_i + b_i I_m \Rightarrow L_m = b_i + \frac{a_i}{I_m} = \frac{b_i \psi_m}{\psi_m - a_i} \quad (14)$$

Зная поток намагничивания, можно найти ток намагничивания на любом участке аппроксимации кривой намагничивания по формуле

$$I_m = \frac{\psi_m - a_i}{b_i}$$

Намагничивающая составляющая

Из подобия треугольников на векторной диаграмме (рис. 10) следует

$$\frac{I_m}{I_{Sd}} = \frac{\psi_m}{\psi_R} \Rightarrow I_{Sd} = I_m \frac{\psi_R}{\psi_m} = \frac{\psi_R}{L_m} = \frac{(\psi_m - a_i) \psi_R}{b_i \psi_m} \quad (15)$$

где ψ_m определен через поток ротора и момент выражением (13).

При работе на линейном участке кривой намагничивания, при $a_0=0$, выражение (15) перепишется в следующем виде:

$$I_{Sd} = \frac{\psi_m \psi_R}{b_0 \psi_m} = \frac{\psi_R}{L_0} \quad (16)$$

где $L_0 = b_0 = \text{const}$ – значение индуктивности намагничивания на линейном участке.

Таким образом, выражениями (13), (15) и (16) определяется проекция статорного тока на ось d .

На линейном участке кривой намагничивания данная составляющая не зависит от момента и является чисто намагничивающей.

На нелинейном участке характеристики она в основном является намагничивающей и зависит от момента (через ψ_m) довольно слабо.

3.9.4. Связь между моментом и проекцией тока статора на ось q

Из подобия треугольников векторной диаграммы (рис. 10) следует

$$\frac{I_{Sq} - I_R}{I_{Sd}} = \frac{I_R L_{\sigma R}}{\psi_R} \Rightarrow I_{Sq} \psi_R - I_R \psi_R = I_R L_{\sigma R} I_{Sd} \Rightarrow$$

$$I_R = \frac{I_{Sq} \psi_R}{L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R} \quad (17)$$

Подставив из выражения (17) в выражение (9) значение I_R , получим

$$M = \frac{3}{2} Z_P I_R \psi_R = \frac{3 Z_P I_{Sq} \psi_R^2}{2(L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R)} \Rightarrow$$

$$I_{Sq} = \frac{2M}{3 Z_P \psi_R^2} (L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R) \quad (18)$$

При заданном ψ_R выражением (18) проекция статорного тока на ось q ставится в зависимость от момента. Сомножитель $(L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R)$ при малом рассеянии примерно равен ψ_R . Проекция статорного тока на ось q пропорциональна моменту. То есть, управляя составляющей I_{Sq} , можно практически безынерционно управлять моментом двигателя.

3.9.5. Выбор потока ротора

Вопрос выбора потока ротора тесно связан с энергетической эффективностью работы электродвигателя.

Обычно двигатели проектируются с учетом оптимизации КПД в номинальной точке. Если проектировщику известен номинальный поток двигателя и предполагается его работа в основном на номинальной нагрузке, то естественно выбрать величину потока ротора равной ее значению в номинальной точке двигателя. Очень часто так и поступают.

Если номинальный поток и момент двигателя неизвестны, то проектировщик может считать номинальным тот момент, при котором ему необходимо обеспечить максимально энергетически выгодный режим работы двигателя. Затем, задавшись некоторым критерием оптимизации, надо найти необходимый поток.

В качестве критерия оптимизации можно принять критерий минимума статорного тока, что обеспечит минимальные потери.

Предполагается, что параметры схемы замещения двигателя известны и кривая намагничивания имеет кусочно-линейную аппроксимацию. Тогда, задаваясь различными значениями потока ротора, при назначенном номинальном моменте надо произвести вычисления по следующим, выведенным ранее формулам:

1.
$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \left(\frac{2 M L_{\sigma R}}{3 Z_P \psi_R} \right)^2}$$
2.
$$L_m = \frac{b_i \psi_m}{\psi_m - a_i}$$
3.
$$I_{Sd} = I_m \frac{\psi_R}{\psi_m} = \frac{\psi_R}{L_m}$$

$$4. \quad I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_P \psi_R^2} (L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R)$$

$$5. \quad I_S = \sqrt{I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2}$$

По результатам этих вычислений выбирается поток ротора, соответствующий минимуму статорного тока.

Можно, и не производя вышеупомянутых вычислений, воспользоваться формулой для потока, соответствующего минимуму тока при фиксированном моменте. Для вывода этой формулы произведем некоторые математические преобразования.

При $\psi_R = \text{const}$, для линейного участка кривой намагничивания

$$I_{Sd} = \frac{\psi_R}{L_0} \quad (19)$$

где $L_0 = \text{const}$ – главная индуктивность на линейном участке. Преобразуем с учетом соотношения (19) формулу (18):

$$I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_P \psi_R^2} (L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R) = \frac{2M}{3Z_P \psi_R} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right)$$

Если ток статора минимален, то

$$|\vec{I}_S| = \sqrt{I_{Sq}^2 + I_{Sd}^2} = \sqrt{\left(\frac{\psi_R}{L_0} \right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_P \psi_R} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) \right)^2} = \min$$

или

$$|\vec{I}_S|^2 = \left(\frac{\psi_R}{L_0} \right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_P \psi_R} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) \right)^2 = f(\psi_R) = \min$$

Найдем значение потока ротора, соответствующее экстремуму тока статора (для асинхронного двигателя этот экстремум соответствует минимуму тока статора). Для этого вычислим производную от квадрата модуля тока статора по потоку ротора и приравняем ее к нулю

$$f'(\psi_R) = \left(\left(\frac{\psi_R}{L_0} \right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_P \psi_R} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) \right)^2 \right)' = 0$$

$$2 \frac{\psi_R}{L_0^2} - \left(\frac{2M}{3Z_P} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) \right)^2 \frac{2}{\psi_R^3} = 0$$

Найдем из этого выражения значение оптимального потока

$$\psi_{R_ОПТ} = \sqrt{\frac{2M(L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}}$$

Подставим выражение для найденного оптимального потока в выражения для составляющих тока статора (19) и (18):

$$\begin{aligned} I_{Sd} &= \frac{\psi_{R_ОПТ}}{L_0} = \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{2M(L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} \\ I_{Sq} &= \frac{2M}{3Z_p \psi_{R_ОПТ}} \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) = \frac{1}{L_0} \frac{2M \sqrt{3Z_p} (L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p \sqrt{2M(L_{\sigma R} + L_0)}} = \\ &= \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{2M(L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} \end{aligned}$$

Заметим, что

$$I_{Sd} = I_{Sq} = \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{2M(L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} = \frac{|I_S|}{\sqrt{2}}$$

Следовательно, в отсутствии насыщения магнитопровода двигателя, при минимуме статорного тока, проекции этого тока на оси координат системы, связанной с потоком ротора, равны по величине, то есть угол между векторами статорного тока и потока ротора составляет 45 градусов.

Подставив в формулу (11) вычисленное ранее значение оптимального потока и осуществив арифметические преобразования, получим формулу оптимального скольжения

$$\Delta\omega = \frac{2R_R}{3Z_p \psi_{R_ОПТ}^2} M = \frac{R_R}{L_0 + L_{\sigma R}} = \frac{R_R}{L_R} = \frac{1}{T_R}$$

При отсутствии насыщения магнитопровода двигателя скольжение, соответствующее минимуму тока статора, не зависит от момента и представляет собой постоянную величину, обратную постоянной времени ротора.

Для нелинейного участка кривой намагничивания аналитическое значение оптимального потока можно найти, применив тот же подход, что и на линейном участке, если рассматривать главную индуктивность как функцию потока намагничивания. Для аппроксимации кривой намагничивания можно использовать кусочно-линейную аппроксимацию

$$L_m = \frac{b_i \psi_m}{\psi_m - a_i}, \text{ где } \psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \left(\frac{2ML_{\sigma R}}{3Z_p \psi_R} \right)^2}$$

3.9.6. Оптимизация потока ротора

При описанном выше способе выбора потока ротора номинальному моменту соответствует минимум тока. При работе же с нагрузками, отличающимися от номинальной, минимум тока, естественно, не обеспечивается.

У пытливого разработчика сразу появляется желание менять поток, в зависимости от нагрузочного момента, таким образом, чтобы обеспечить минимум тока при любой нагрузке. Ведь такая оптимизация потока обеспечит минимальные потери и максимальную энергетическую эффективность привода во всех режимах.

Но тут же возникает вопрос: можно ли менять поток ротора, если закон регулирования $\psi_R = \text{const}$ предполагает его постоянство?

Если очень хочется, то можно, только не слишком быстро, с постоянной времени, существенно большей постоянной времени статора двигателя $((L_{\sigma S} + L_m)/R_S)$. В этом случае поток *можно считать условно-постоянным*.

Оптимизация потока уместна, когда:

- вопрос экономии энергии является важным;
- нагрузка существенно переменна и меняется не очень быстро (много медленнее постоянной времени статора двигателя).

Если же требуется максимальное быстродействие привода при резких скачках нагрузки и ограниченном токе статора, то лучше работать с постоянным потоком. При этом поток выбирается исходя из допустимого тока статора, являющегося минимальным для максимального момента. Естественно, что подобный подход несколько ухудшает энергетические показатели привода при малых моментах.

Из вышесказанного можно сделать вывод: в зависимости от требований к системе надо строить ее структуру, балансируя между энергетической эффективностью и быстродействием.

3.9.7. Перекрестные связи

Как уже говорилось, управление моментом двигателя должно осуществляться с помощью регулирования составляющих статорного тока. В свою очередь управление d и q составляющими тока осуществляется с помощью формирующих регуляторов тока составляющих статорного напряжения (соответственно, также d и q). Рассмотрим статорное напряжение двигателя более подробно.

Как было показано выше, уравнения равновесия статора в системе координат, ориентированной по потоку ротора, выглядят следующим образом:

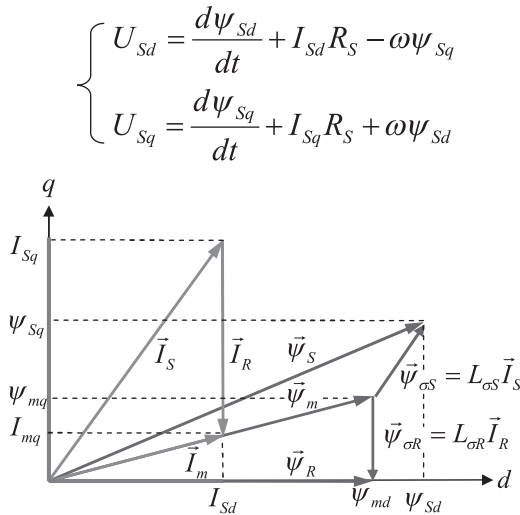


Рис. 12

Используя векторную диаграмму двигателя при $\psi_R = \text{const}$ (рис. 12) и рассмотренные в разделе 3.3 векторные соотношения, попробуем выразить потоки в уравнениях равновесия статора через токи. Для этого запишем следующие уравнения:

$$\psi_{Sd} = \psi_{md} + L_{\sigma S} I_{Sd} = L_m I_{Sd} + L_{\sigma S} I_{Sd} = (L_m + L_{\sigma S}) I_{Sd} \quad (20)$$

$$\psi_{Sq} = \psi_{mq} + L_{\sigma S} I_{Sq} \Rightarrow \psi_{Sq} = L_m I_{mq} + L_{\sigma S} I_{Sq} \quad (21)$$

$$\frac{I_{mq}}{I_{Sd}} = \frac{L_{\sigma R} I_R}{\psi_R} \Rightarrow I_{mq} = \frac{L_{\sigma R} I_R I_{Sd}}{\psi_R} \quad (22)$$

$$\frac{I_{mq}}{I_{Sd}} = \frac{I_{Sq} - I_R}{I_{Sd}} = \frac{I_R L_{\sigma R}}{\psi_R} \Rightarrow I_{Sq} \psi_R - I_R \psi_R = I_R L_{\sigma R} I_{Sd} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{Sq} \psi_R = I_R (L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R) \Rightarrow I_R = \frac{I_{Sq} \psi_R}{L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R} \quad (23)$$

$$\text{Из того, что } \begin{cases} \psi_{md} = \psi_R \\ I_{md} = I_{Sd} \\ \psi_{md} = L_m I_{md} \end{cases}, \text{ следует } I_{Sd} = \frac{\psi_R}{L_m} \quad (24)$$

Подставим (23) в (22), а затем, подставив туда (24), получим

$$I_{mq} = I_{Sq} \frac{L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \quad (25)$$

Подставив (25) в (21), получим

$$\psi_{Sq} = \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right) I_{Sq} \quad (26)$$

Подставив (20) и (26) в уравнения равновесия статора, получим

$$\begin{cases} U_{Sd} = (L_m + L_{\sigma S}) \frac{dI_{Sd}}{dt} + R_S I_{Sd} - \omega \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right) I_{Sq} \\ U_{Sq} = \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right) \frac{dI_{Sq}}{dt} + R_S I_{Sq} + \omega (L_m + L_{\sigma S}) I_{Sd} \end{cases}$$

Проанализировав эти уравнения, можно констатировать, что в напряжении U_{Sq} присутствует составляющая, зависящая от I_{Sd} , а в напряжении U_{Sd} – составляющая, зависящая от I_{Sq} . Следовательно, при синтезе системы управления между каналами регулирования составляющих I_{Sd} и I_{Sq} будет существовать взаимовлияние. Каналы будут оказывать друг на друга возмущающее воздействие, особенно сильно проявляющееся в переходных режимах.

Эти перекрестные связи между каналами можно исключить, скомпенсировав их.

Компенсационная составляющая канала управления I_{Sd}

$$U_{Kd} = \omega I_{Sq} \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right)$$

Компенсационная составляющая канала управления I_{Sq}

$$U_{Kq} = -\omega I_{Sd} (L_m + L_{\sigma S})$$

В качестве токов для вычисления компенсационных составляющих берутся измеренные и преобразованные в систему dq сигналы с датчиков токов фаз.

Для исключения (компенсации) перекрестных связей компенсационные составляющие надо суммировать с получаемыми на выходе регуляторов тока составляющими векторов статорного напряжения.

3.9.8. Ограничение момента

Очевидно, что при работе на номинальном напряжении с повышением частоты амплитуда тока статора ограничивается ростом индуктивного сопротивления двигателя. Следовательно, с ростом частоты ограничивается и предельно достижимый двигателем момент.

Максимальный момент, который двигатель способен обеспечить, зависит от частоты и определяется следующим соотношением

$$M_{MAX} = M_{НОМ} \frac{\omega_{НОМ}}{\omega} \quad (27)$$

где:

$M_{НОМ}$ – номинальный момент двигателя;

$\omega_{НОМ}$ – номинальная скорость двигателя.

Данное соотношение исходит из предположения о сохранении механической мощности при работе двигателя на различных скоростях:

$$P = M\omega = const$$

Это утверждение не является абсолютно точным, так как на разных частотах потери в двигателе разные, и мощность, строго говоря, не сохраняется. Но, тем не менее, в первом приближении это соотношение обычно можно считать верным. На рис. 13 представлен график, построенный по соотношению (27).

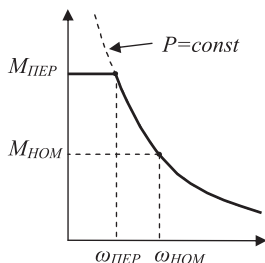


Рис. 13

Рассмотрим график более подробно.

На частотах выше номинальной предельный момент падает относительно номинального.

На частотах ниже номинальной предельный момент возрастает. Его возрастание обычно ограничивают на уровне некоторого перегрузочного момента ($M_{ПЕР}$), который выбирается исходя из требуемой динамики привода и допустимого тока силового преобразователя.

Ток реального силового преобразователя всегда ограничен предельным значением, связанным с его физической реализацией. Зная

поток ротора и предельно допустимый ток силового преобразователя (I_{SLIM}), можно, используя формулу (18), вычислить перегрузочный момент по формуле

$$M_{ПЕР} = \frac{3Z_P \psi_R^2 I_{Sd}}{2(L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R)} = \frac{3Z_P \psi_R^2 \sqrt{I_{SLIM}^2 - I_{Sd}^2}}{2(L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R)} \quad (28)$$

I_{Sd} при этом вычисляется с использованием формул (13), (15) и (16). В частном случае, на линейном участке кривой намагничивания, при

$$I_{Sd} = \frac{\psi_R}{L_0}, \text{ соотношение (28) перепишется в виде}$$

$$M_{ПЕР1} = \frac{3Z_P \psi_R \sqrt{I_{SLIM}^2 L_0^2 - \psi_R^2}}{2(L_{\sigma R} + L_0)} \quad (29)$$

Частота, ниже которой начинается ограничение момента на уровне перегрузочного, определяется выражением

$$\omega_{ПЕР} = \omega_{НОМ} \frac{M_{НОМ}}{M_{ПЕР}} \quad (30)$$

При построении системы регулирования необходимо учитывать условия ограничения момента, используя для этого соотношения (27), (28), (29), (30).

3.9.9. Непосредственная и косвенная ориентация по полю

Первая реальная система векторного управления была спроектирована Феликсом Блашке на фирме Siemens в 1971 году. Регулирование тока статора в ней было организовано во вращающейся системе координат, ориентированной по измеренному потоку ротора. Поток измерялся вмонтированным в двигатель датчиком потока на элементах Холла.

В дальнейшем проектировщики отказались от датчика потока и стали оценивать положение и величину ψ_R косвенными методами по модели двигателя.

Регулирование в системе координат, ориентированной по вычисленному вектору потока, называется регулированием с непосредственной ориентацией по полю. Часто системы с непосредственной ориентацией содержат еще и контур стабилизации потока.

Кроме того, появился более простой подход и другой класс систем, в которых вектор потока ротора (ψ_R) не оценивается, а его угол вычисляется по скольжению и скорости (или положению) ротора. Такие системы называются системами с косвенной ориентацией по полю.

Эти системы не содержат контура стабилизации потока. При этом считается, что если управляющие воздействия на двигатель формиру-

ются исходя из условия постоянства потока, то при их точной реализации поток будет постоянен и без стабилизации.

Как показала практика, подобный подход вполне оправдал себя за счет хорошего соотношения точности и простоты регулирования.

3.9.10. Структурная схема системы регулирования скорости

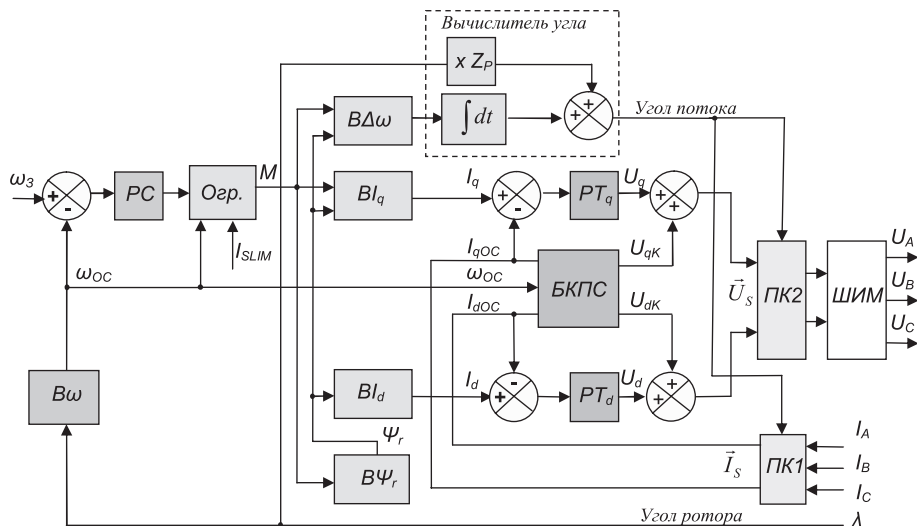


Рис. 14

На Рис. 14 приведена в качестве примера структурная схема системы регулирования с косвенной ориентацией по полю. Опишем более подробно элементы этой схемы.

$B\omega$ – вычислитель скорости. Если в системе регулирования используется датчик положения (например, фотоимпульсный), то данный узел осуществляет вычисление скорости по приращению угла. Если система строится без датчика положения или скорости, то данный узел осуществляет оценку реальной скорости по модели косвенными методами.

РС – регулятор скорости. ПИ или ПИД-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по скорости сигнал задания момента.

Огр. – ограничитель момента. Ограничивает момент в зависимости от частоты, используя формулы (27), (28), (29), (30).

$B\psi_r$ – вычислитель потока выполняет функцию задания потока ротора при работе с постоянным потоком, или оптимизации потока ротора в зависимости от момента.

BI_d – вычислитель d -составляющей тока выполняет функцию вычисления d -составляющей тока статора, используя формулы (13), (15) и (16).

BI_q – вычислитель q -составляющей тока выполняет функцию вычисления q -составляющей тока статора, используя формулу (18).

$В\Delta\omega$ – вычислитель частоты скольжения выполняет функцию вычисления частоты скольжения, используя формулу (11).

PT_d – регулятор тока d -составляющей. П или ПИ-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по току сигнал задания напряжения по оси d .

PT_q – регулятор тока q -составляющей. П или ПИ-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по току сигнал задания напряжения по оси q .

$БКПС$ – блок компенсации перекрестных связей вычисляет напряжения компенсации перекрестных связей. (см. раздел 3.9.7.).

Вычислитель угла – осуществляет вычисления текущего угла поворота потока ротора. Угол вычисляется как сумма интеграла от частоты скольжения и угла поворота ротора, умноженного на число пар полюсов двигателя:

$$\varphi = Z_p \lambda + \int \Delta \omega dt$$

$ПК1$ – преобразователь координат осуществляет перевод тока статора из трехфазной неподвижной системы координат в двухфазную, а затем во вращающуюся систему dq .

$ПК2$ – преобразователь координат осуществляет перевод вектора напряжения статора из вращающейся системы dq в неподвижную двухфазную, а затем в полярную систему координат.

$ШИМ$ – силовой ШИМ-преобразователь осуществляет реализацию вектора напряжения статора.

4. Векторное управление синхронным электродвигателем с постоянными магнитами

Наиболее распространенный класс векторно-управляемых электроприводов – это приводы, имеющие в своем составе синхронный двигатель (СД) с постоянными магнитами на роторе. По сравнению с асинхронными двигателями, такие двигатели дороже, но зато имеют меньшие габариты, больший КПД и легче управляются.

Ротор такого двигателя представляет собой постоянный магнит. Ток обмотки статора создает вращающееся магнитное поле статора ($\vec{\psi}_s$), магнитные полюса которого притягивают противоположные магнитные полюса ротора. Вследствие этого возникает момент, вращающий ротор вслед за полем статора (рис. 15).

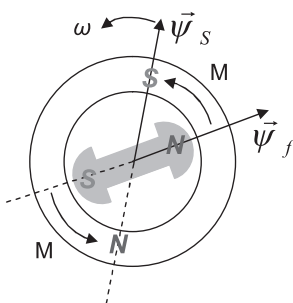


Рис. 15

Останавливаться на устройстве синхронного двигателя с постоянными магнитами не будем из-за большого количества литературы по этому вопросу.

4.1. Векторная диаграмма и момент синхронного двигателя с постоянными магнитами

На рис. 16 изображена векторная диаграмма, поясняющая процессы, происходящие в двигателе. Будем рассматривать их в системе dq , ось d которой ориентирована по оси ротора.

Ротор двигателя, являющийся постоянным магнитом, создает потокосцепление (Ψ_f), равное произведению потока ротора на число витков обмотки статора. Направлен вектор этого потокосцепления по оси ротора (d) от положительного полюса к отрицательному.

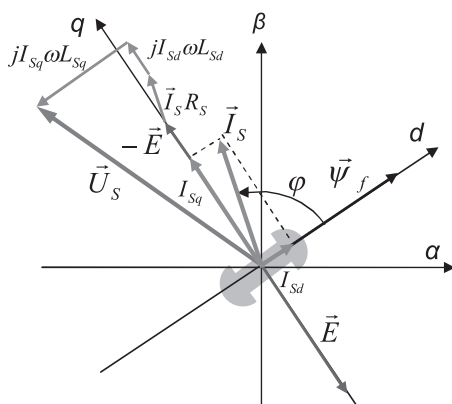


Рис. 16

Ψ_f отстает от вектора тока на угол скручивания (φ). Постоянный поток вращающегося ротора создает в обмотках статора вектор ЭДС (E), направленный под прямым углом к потоку и отстающий от него на 90 градусов.

Амплитуда вектора ЭДС определяется выражением

$$E = \psi_f \omega$$

Заметим, что ω – электрическая скорость вращения, определяющаяся по формуле

$$\omega = Z_p \omega_R$$

где:

ω_R – скорость вращения ротора;

Z_p – число пар полюсов двигателя.

Проанализировав рис. 16, можно записать следующее векторное

соотношение:

$$\vec{U}_S = -\vec{E} + \vec{I}_S R_S + j\omega(\vec{I}_{Sd} L_{Sd} + \vec{I}_{Sq} L_{Sq})$$

где: \vec{U}_S – вектор напряжения статора;

\vec{I}_S – вектор тока статора, а \vec{I}_{Sd} и \vec{I}_{Sq} его осевые составляющие;

L_d и L_q – индуктивность статора по осям d и q ;

R_S – активное сопротивление статора.

Вектор статорного напряжения уравнивается вектором ЭДС и падением напряжения на активном (R_S) и реактивном (L_{Sq}, L_{Sd}) сопротивлениях статорной обмотки (рис. 16).

Момент двигателя создается вследствие взаимодействия тока и потокосцепления статора. С учетом фазности и числа пар полюсов двигателя (Z_p) он равен произведению этих векторов.

Для трехфазного двигателя можно записать следующее выражение:

$$\vec{M} = \frac{3}{2} Z_p \vec{I}_S \times \vec{\psi}_S$$

Следовательно, для модуля момента можно записать

$$M = \frac{3}{2} Z_p |\vec{I}_S| |\vec{\psi}_S| \sin \varepsilon$$

где: ε – угол между векторами, или, переходя к осям dq :

$$M = \frac{3Z_p}{2} (I_{Sq} \psi_d - I_{Sd} \psi_q)$$

где: ψ_q и ψ_d – потокосцепления статора по соответствующим осям.

В свою очередь, запишем выражения для этих потокосцеплений:

$$\psi_d = L_{Sd} I_{Sd} + \psi_f$$

$$\psi_q = L_{Sq} I_{Sq}$$

С учетом этих выражений перепишем уравнение для момента в следующем виде:

$$M = \frac{3Z_p}{2} (I_{Sq} \psi_f + I_{Sd} I_{Sq} (L_{Sd} - L_{Sq}))$$

4.2. Векторная диаграмма синхронного двигателя с неявнополюсным ротором

Ротор синхронного двигателя с неявнополюсным ротором устроен так, что индуктивности статора по осям d и q у него одинаковы. Управление именно таким двигателем является типовой, наиболее часто встречающейся задачей. Его векторная диаграмма представлена на рис. 17.

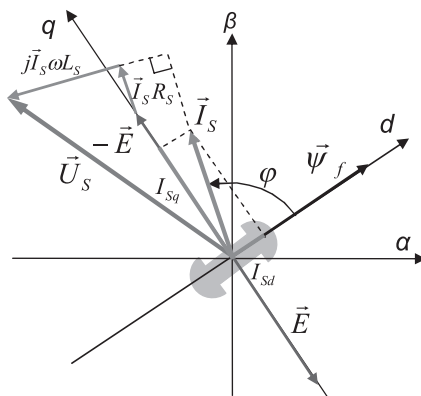


Рис. 17

Так как $L_{sd} = L_{sq}$, выражение для момента двигателя упростится и запишется в следующем виде:

$$M = \frac{3Z_p}{2} I_{sq} \psi_f \quad (31)$$

Глядя на выражение (31), можно констатировать, что при фиксированном потоке магнита-ротора момент зависит только от q -составляющей статорного тока. То есть d -составляющая тока является паразитной, не создающей момент, и вызывает только дополнительные потери в двигателе. Следовательно, при регулировании момента вектор статорного тока оптимально ориентировать по оси q . Обычно так и поступают.

4.3. Уравнения равновесия статора синхронного двигателя

Статор синхронного двигателя устроен так же, как и статор асинхронного двигателя.

Уравнения равновесия статора асинхронного двигателя и их запись в различных системах координат были подробно рассмотрены ранее.

Если пренебречь магнитными потерями, то в неподвижной системе координат уравнения равновесия статора синхронного двигателя выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} U_{S\alpha} = \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} + I_{S\alpha} R_S \\ U_{S\beta} = \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} + I_{S\beta} R_S \end{cases}$$

Перепишем эти уравнения во вращающейся системе координат dq :

$$\begin{cases} U_{Sd} = \frac{d\psi_{Sd}}{dt} + R_S I_{Sd} - \omega \psi_{Sq} \\ U_{Sq} = \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + R_S I_{Sq} + \omega \psi_{Sd} \end{cases} \quad (32)$$

Естественно, при этом в уравнениях появляются некомпенсированные составляющие, связанные со скоростью вращения системы координат (ω).

4.4. Основная идея построения системы регулирования скорости синхронного двигателя с неявнополюсным ротором

Как уже было сказано выше, для управления моментом по минимуму статорного тока ток статора необходимо направлять по оси q . То есть угол между ротором и вектором статорного тока надо поддерживать равным 90 градусов.

Система регулирования строится в координатах dq . Регулирование скорости осуществляется с помощью управления моментом двигателя.

Если ток статора ориентирован по оси q , то он выражается через момент с помощью соотношения (33), вытекающего из соотношения (31):

$$|\vec{I}_S| = I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_p \psi_f} \quad (33)$$

Векторный регулятор тока строится во вращающейся системе координат dq и состоит из регуляторов d и q проекций. С помощью q -составляющей тока обеспечивается, в соответствии с формулой (33), необходимый момент, а d -составляющая поддерживается равной нулю, что обеспечивает нужную ориентацию вектора тока. В качестве обратной связи регулятор использует измеренный и преобразованный в систему dq реальный вектор статорного тока.

Векторный регулятор тока формирует в системе dq вектор напряжения статора, призванный обеспечить совпадение заданного и

реального векторов тока статора. Затем с помощью координатных преобразований вектор напряжения статора переводится в неподвижную систему координат, связанную со статором, где он и реализуется с помощью ШИМ.

Векторная диаграмма двигателя при таком регулировании приведена на рис. 18.

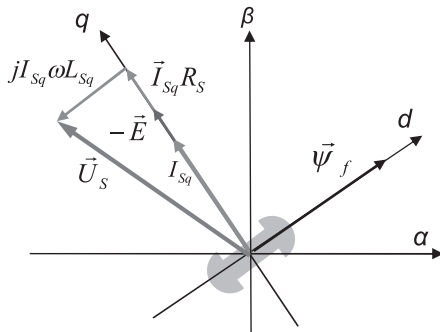


Рис. 18

4.5. Перекрестные связи

Поскольку

$$\psi_{Sq} = L_{Sq} I_{Sq} \text{ и } \psi_{Sd} = L_{Sd} I_{Sd} + \psi_f$$

уравнения равновесия статора (32) в системе dq можно переписать в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{Sd} = L_{Sd} \frac{dI_{Sd}}{dt} + R_S I_{Sd} - \omega L_{Sq} I_{Sq} \\ U_{Sq} = L_{Sq} \frac{dI_{Sq}}{dt} + R_S I_{Sq} + \omega L_{Sd} I_{Sd} + \omega \psi_f \end{cases} \quad (34)$$

В описанной выше в разделе 4.4 системе регулирования с помощью U_{Sd} регулируется составляющая I_{Sd} , а с помощью U_{Sq} – составляющая I_{Sq} .

Из уравнений (34) видно, что между каналами регулирования составляющих статорного тока, так же как и в асинхронном двигателе, существует взаимовлияние (перекрестные связи). Для исключения взаимовлияния каналов перекрестные связи надо компенсировать.

Компенсационная составляющая канала управления I_{Sd}

$$U_{Kd} = \omega L_{Sq} I_{Sq}$$

Компенсационная составляющая канала управления I_{Sq}

В канале управления составляющей I_{Sq} , кроме составляющей, зависящей от I_{Sd} , еще присутствует составляющая

$$\omega \psi_f = E$$

Ее также можно скомпенсировать. Компенсационная составляющая канала управления составляющей I_{Sq} определяется следующим выражением:

$$U_{Kq} = -\omega(\psi_f + L_{Sd} I_{Sd})$$

В качестве токов для вычисления компенсационных составляющих берутся измеренные и преобразованные в систему dq сигналы с датчиков токов фаз.

Для исключения (компенсации) перекрестных связей компенсационные составляющие надо суммировать с получаемыми на выходе регуляторов тока составляющими векторов статорного напряжения.

4.6. Ограничение момента

Очевидно, что с повышением частоты амплитуда тока статора ограничивается ростом генерируемой ротором ЭДС. Следовательно, с ростом частоты ограничивается и предельно достижимый двигателем момент.

Максимально возможная амплитуда вектора статорного напряжения всегда ограничена возможностями силового преобразователя. Обозначим ее U_{SMAX} .

Попробуем теперь найти значение предельно возможного момента в зависимости от частоты.

Глядя на векторную диаграмму на рис. 18, для максимальной амплитуды статорного напряжения можно записать

$$U_{SMAX}^2 = I_{Sq}^2 \omega^2 L_{Sq}^2 + (E + I_{Sq} R_s)^2$$

Преобразуем эту запись и получим квадратное уравнение относительно тока статора

$$(\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2) I_{Sq}^2 + 2 E R_s I_{Sq} + E^2 - U_{SMAX}^2 = 0$$

Его коэффициенты:

$$a = \omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2$$

$$b = 2ER_s$$

$$c = E^2 - U_{SMAX}^2$$

Дискриминант этого уравнения:

$$D = b^2 - 4ac = 4E^2 R_s^2 - 4(\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2)(E^2 - U_{SMAX}^2)$$

Поскольку из двух возможных решений нам надо выбрать положительное, запишем

$$I_{Sq} = \frac{-b + \sqrt{D}}{2a} = \frac{-ER_s + \sqrt{E^2 R_s^2 - (\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2)(E^2 - U_{SMAX}^2)}}{\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2}$$

Учитывая, что

$$E = \psi_f \omega \text{ и } I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_p \psi_f}$$

перепишем полученное выражение в следующем виде:

$$M_{\max} = \frac{3Z_p \psi_f \left(-\psi_f \omega R_s + \sqrt{-\omega^4 L_{Sq}^2 \psi_f^2 + U_{SMAX}^2 (\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2)} \right)}{2(\omega^2 L_{Sq}^2 + R_s^2)} \quad (35)$$

Это соотношение позволяет оценить уровень ограничения момента в зависимости от частоты вращения ротора при известных параметрах двигателя и максимальной амплитуде вектора статорного напряжения.

Для обеспечения динамики работы привода желательно иметь некоторый запас по напряжению. Поэтому уровень ограничения момента надо делать несколько меньшим, по сравнению с его значением, посчитанным по соотношению (35).

Как уже говорилось, для формирования вектора статорного напряжения обычно используют силовые преобразователи с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Структура и алгоритм работы ШИМ-преобразователя будут рассмотрены далее. Забегая несколько вперед, запишем формулу для максимальной амплитуды вектора статорного напряжения при включении обмоток двигателя в звезду, в зависимости от значения напряжения в звене постоянного тока (U_d) силового ШИМ-преобразователя:

$$|\vec{U}_{SMAX}| = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$$

Для ШИМ-преобразователя эту формулу можно использовать совместно с формулой (35).

Кроме того, момент ограничивают на уровне некоторого перегрузочного момента ($M_{ПЕР}$), который выбирается исходя из требуемой динамики привода и допустимого тока (I_{SLIM}) силового преобразователя и двигателя:

$$M_{ПЕР} = \frac{3Z_P}{2} I_{SLIM} \psi_f \quad (36)$$

Если посчитать по формулам (35) и (36) максимальный момент в зависимости от частоты, то получится картинка, изображенная на рис. 19.

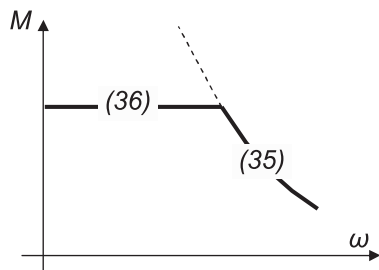


Рис. 19

Реализация моментоограничения в программе управления по приведенным выше формулам связана с довольно сложными вычислениями.

В силу этого данную характеристику легче заранее посчитать и, аппроксимировав, например, кусочно-линейно, уже в этом виде использовать в программе управления.

4.7. Структурная схема системы регулирования скорости СД

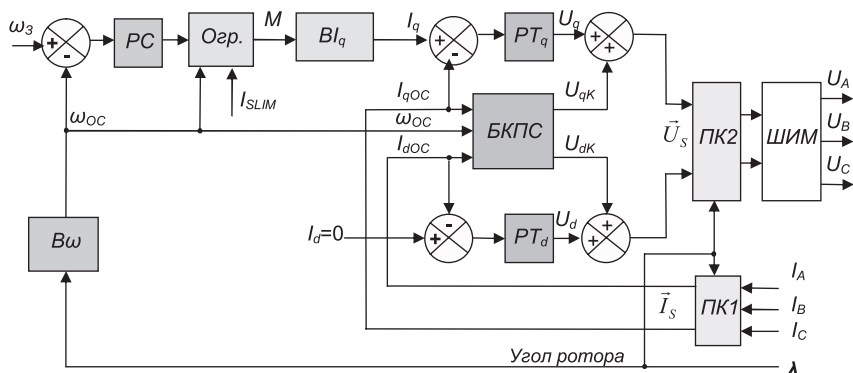


Рис. 20

На рис. 20 приведена структурная схема системы регулирования скорости синхронного двигателя.

Опишем более подробно элементы этой схемы.

Bω – вычислитель скорости. Если в системе регулирования используется датчик положения (например, фотоимпульсный), то данный узел осуществляет вычисление скорости по приращению угла. Если система строится без датчика положения или скорости, то данный узел осуществляет оценку реальной скорости по модели косвенными методами.

PC – регулятор скорости. ПИ- или ПИД-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по скорости сигнал задания момента.

Огр. – ограничитель момента. Ограничивает момент в зависимости от частоты и предельно допустимого значения статорного тока, используя формулы (35), (36).

BI_q – вычислитель *q*-составляющей тока выполняет функцию вычисления *q*-составляющей тока статора, используя для этого формулу (33).

PT_d – регулятор тока *d*-составляющей. П или ПИ-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по току сигнал задания напряжения по оси *d*.

PT_q – регулятор тока *q*-составляющей. П или ПИ-регулятор, вырабатывающий из сигнала ошибки по току сигнал задания напряжения по оси *q*.

БКПС – блок компенсации перекрестных связей вычисляет напряжения компенсации перекрестных связей.

ПК1 – преобразователь координат осуществляет перевод тока статора из трехфазной неподвижной системы координат в двухфазную, а затем во вращающуюся систему *dq*.

ПК2 – преобразователь координат осуществляет перевод вектора напряжения статора из вращающейся системы dq в неподвижную систему координат.

ШИМ – силовой ШИМ-преобразователь осуществляет реализацию вектора напряжения статора.

5. Широтно-импульсная модуляция

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – это способ реализации вектора напряжения статора, применяемый в подавляющем большинстве систем векторного регулирования.

5.1. ШИМ-модуляция и трехфазный ШИМ-инвертор

Аппаратно ШИМ реализуется с помощью трехфазного мостового инвертора, схема которого приведена на рис. 21.

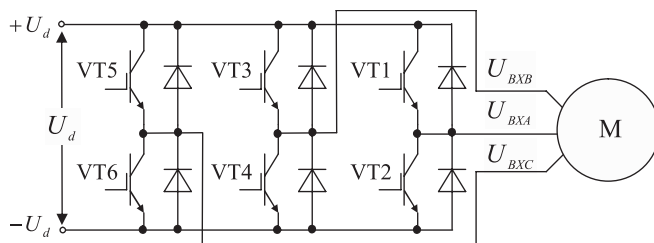


Рис. 21

С помощью этой схемы вход любой из статорных обмоток двигателя (М) может быть подключен к отрицательному или положительному полюсу звена постоянного тока (U_d). Обычно напряжение звена постоянного тока получается после выпрямления и фильтрации силовой питающей сети (3×380 В, или 220 В, 50 Гц).

Пусть $T_{\text{ШИМ}}$ – период модуляции, длительность которого намного меньше L/R постоянной времени статорной обмотки двигателя. Внутри периода ШИМ формируются две длительности:

t_+ – время подключения фазной статорной обмотки к $+U_d$;

t_- – время подключения фазной статорной обмотки к $-U_d$.

Меняя соотношение длительностей подключения внутри периода ШИМ, можно менять среднее напряжение, прикладываемое к обмотке. Статорные обмотки имеют активно-индуктивный характер сопротив-

ления и являются фильтрами, сглаживающими ток. Среднее значение тока будет зависеть от среднего значения приложенного напряжения, то есть от соотношения длительностей внутри периода ШИМ.

Меняя t_+ и t_- в каждой фазе, можно менять среднее напряжение, прикладываемое к обмоткам, в частности, и по синусоидальному закону, с учетом фазовых сдвигов. То есть с помощью ШИМ возможно формирование трехфазной системы статорных токов и средних напряжений различной частоты и амплитуды.

В дальнейшем под напряжением, формируемым ШИМ, понимается напряжение, усредненное на каждом периоде ШИМ.

5.2. Синусоидальная ШИМ

Если формировать линейные напряжения трехфазной системы из напряжения звена постоянного тока с помощью ШИМ по синусоидальному закону, то их максимальная амплитуда получается меньше значения напряжения в звене постоянного тока, что иллюстрируется графиком на рис. 22.

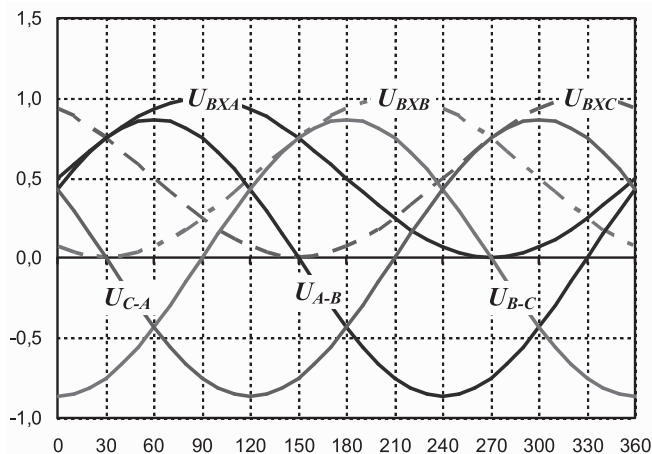


Рис. 22

На графике

$$U_{BXA} = 0,5 + 0,5 \sin \omega t$$

$$U_{BXB} = 0,5 + 0,5 \sin (\omega t - 120)$$

$$U_{BXC} = 0,5 + 0,5 \sin (\omega t + 120)$$

входные трехфазные напряжения двигателя, формируемые из единичного напряжения звена постоянного тока относительно нуля;

$$U_{A-B} = U_{BXA} - U_{BXB}$$

$$U_{B-C} = U_{BXB} - U_{BXC}$$

$$U_{C-A} = U_{BXC} - U_{BXA}$$

линейные напряжения, получаемые как разница входных.

Максимальное значение линейного напряжения можно определить, например, по напряжению U_{B-C} в точке 0 градусов.

$$U_{\text{Л max}} = U_{B-C}(0^\circ) = \frac{1}{2} + \frac{\sin(-120^\circ)}{2} - \frac{1}{2} - \frac{\sin 120^\circ}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} = -0,866$$

При единичном напряжении звена постоянного тока максимальная амплитуда линейных напряжений составляет $\sqrt{3}/2$ (0,866). То есть при преобразовании происходит недоиспользование напряжения звена постоянного тока примерно на 14 %.

Это вредное явление приводит к потере момента двигателя, обычно рассчитанного на полное напряжение сети, и неоптимальному использованию высоковольтных элементов силовой схемы (IGBT-ключей, высоковольтных конденсаторов).

Специалистам известны различные приемы, позволяющие полностью использовать напряжение звена постоянного тока и избежать потери амплитуды при ШИМ-преобразовании. Например, способ предмодуляции третьей гармоникой, или векторная ШИМ.

Суть всех способов – добавление к входным напряжениям некоего сигнала с периодом третьей гармоники формируемых линейных (фазных) напряжений.

При этом линейные напряжения:

- увеличивают свою амплитуду до 1;
- остаются синусоидальными и сдвинутыми на 120 градусов.

В последнее время наиболее широко используется векторная ШИМ. Это связано с хорошей проработкой алгоритмов ее цифровой реализации.

Далее подробно рассмотрим алгоритм векторной центрированной ШИМ, ставший практически классикой.

5.3. Векторная ШИМ

5.3.1. Базовые векторы и принцип векторной ШИМ

При векторной ШИМ реализация вектора напряжения осуществляется с помощью базовых векторов в трехфазной системе координат. Каждый базовый вектор характеризуется определенным состоянием ключей инвертора, изображенного на рис. 23.

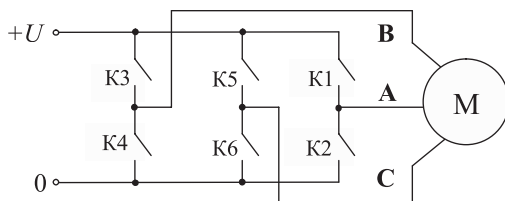


Рис. 23

В таблице 1 поясняется соответствие базовых векторов и состояния ключей K1...K6.

Для трехфазной симметричной системы, которой можно считать двигатель, фазные нагрузки равны, следовательно, амплитуда всех ненулевых базовых векторов составляет $2U_d/3$.

Оба нулевых вектора $V_7(0+)$ и $V_8(0-)$, несмотря на разное состояние ключей, обеспечивают одновременное приложение нулевых напряжений к обмоткам статора.

Ненулевые базовые векторы в неподвижной системе координат изображены на рис. 24.

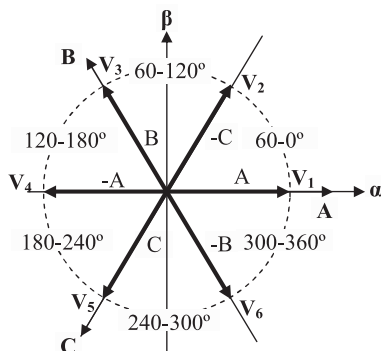
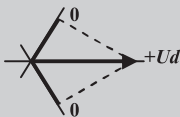
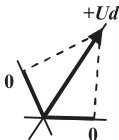
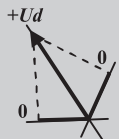
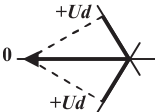
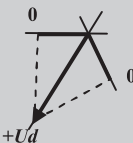
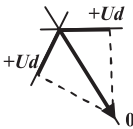


Рис. 24

Таблица 1

Обозначение и положение базового вектора		Состояние ключей					
		фаза А		фаза В		фаза С	
		К1	К2	К3	К4	К5	К6
V_1 (А)		Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.
		1	0	0	1	0	1
V_2 (-С)		Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.
		1	0	1	0	0	1
V_3 (В)		Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.
		0	1	1	0	0	1
V_4 (-А)		Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.
		0	1	1	0	1	0
V_5 (С)		Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.
		0	1	0	1	1	0
V_6 (-В)		Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.
		1	0	0	1	1	0
V_7 (0+)	На всех выходах инвертора $+U_d$	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.
		1	0	1	0	1	0
V_8 (0-)	На всех выходах инвертора 0	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.
		0	1	0	1	0	1

Вектор напряжения статора можно реализовать с помощью формирования расчетных длительностей базовых векторов внутри периода ШИМ. Набор используемых базовых векторов зависит от сектора угла, в котором лежит реализуемый вектор (табл. 2).

Таблица 2

Сектор, град	Используемые векторы
0...60	V_1, V_2, V_7, V_8
60...120	V_2, V_3, V_7, V_8
120...180	V_3, V_4, V_7, V_8
180...240	V_4, V_5, V_7, V_8
240...300	V_5, V_6, V_7, V_8
300...360	V_6, V_1, V_7, V_8

Заданный вектор напряжения \vec{U}_s в любом из секторов раскладывается на базовые векторы (рис. 25).

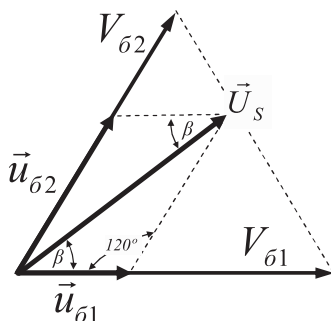


Рис. 25

Величины базовых составляющих вектора легко находятся по теореме синусов.

$$\begin{aligned}
 |\vec{u}_{61}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(60^\circ - \beta) \\
 |\vec{u}_{62}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin \beta
 \end{aligned} \tag{37}$$

При этом максимальная амплитуда вектора \vec{U}_s имеет минимум, равный $U_d / \sqrt{3}$, в середине сектора (при $\beta = 30^\circ$). В трехфазной системе при соединении нагрузки звездой фазное напряжение отличается от линейного именно на $\sqrt{3}$. Следовательно, можно утверждать, что напряжение звена постоянного тока будет использоваться полностью.

Учитывая, что и амплитуда базовых векторов равна $2U_d/3$, перейдем от модулей базовых составляющих к длительностям периода ШИМ и на основе соотношений (37) напомним новые соотношения:

$$\begin{aligned}
 t_{\delta 1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_d} |\vec{U}_s| \sin(60^\circ - \beta) = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_s|}{U_d} t_{\text{ШИМ}} \sin(60^\circ - \beta) \\
 t_{\delta 2} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_d} |\vec{U}_s| \sin \beta = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_s|}{U_d} t_{\text{ШИМ}} \sin(\beta) \\
 t_0 &= t_{\text{ШИМ}} - t_{\delta 1} - t_{\delta 2}
 \end{aligned} \tag{38}$$

где: $t_{\text{ШИМ}}$ – период ШИМ в секундах;

$t_{\delta 1}$, $t_{\delta 2}$ и t_0 временные интервалы (в секундах) во время которых происходит включение первого, второго и нулевого базовых векторов.

Учитывая, что максимальное значение амплитуды вектора U_s равно $U_d / \sqrt{3}$, можно переписать выражения (38) в относительных единицах:

$$\begin{aligned}
 T_{\delta 1} &= U_s \sin(60^\circ - \beta) \\
 T_{\delta 2} &= U_s \sin \beta \\
 T_0 &= 1 - T_{\delta 1} - T_{\delta 2}
 \end{aligned} \tag{39}$$

где: $U_s = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_s|}{U_d}$ – амплитуда заданного вектора

в относительных единицах;

$T_{\delta 1}$, $T_{\delta 2}$ и T_0 – части периода ШИМ, во время которых происходит включение первого, второго и нулевого базовых векторов.

Последовательность включения базовых векторов внутри периода ШИМ может быть разной. Например, такой, как показана на рис. 26.

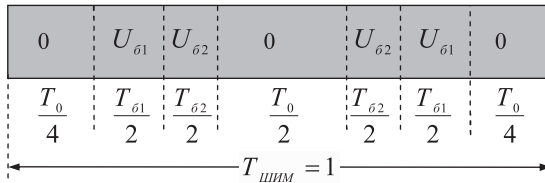


Рис. 26

Векторная ШИМ с такой последовательностью включения базовых векторов внутри периода используется в подавляющем большинстве современных преобразователей частоты.

В таблице 3 показан алгоритм включения базовых векторов в пе-

риоде ШИМ в зависимости от сектора угла.

Таблица 3

Сектор, град		Период ШИМ							
1	0...60	Время	$T_{0/4}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/2}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_1	V_2	V_7	V_2	V_1	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						
2	60...120	Время	$T_{0/4}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/2}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_3	V_2	V_7	V_2	V_3	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						
3	120...180	Время	$T_{0/4}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/2}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_3	V_4	V_7	V_4	V_3	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						
4	180...240	Время	$T_{0/4}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/2}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_5	V_4	V_7	V_4	V_5	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						
5	240...300	Время	$T_{0/4}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/2}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_5	V_6	V_7	V_6	V_5	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						
6	300...360	Время	$T_{0/4}$	$T_{62/2}$	$T_{61/2}$	$T_{0/2}$	$T_{61/2}$	$T_{62/2}$	$T_{0/4}$
		Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_8
		Фазы	A						
			B						
			C						

Отличие в порядке коммутации первого и второго базовых векторов (T_{61} и T_{62}) в четных и нечетных секторах сделано для минимизации динамических потерь в ключах инвертора. При таком порядке коммутации переключение векторов внутри секторов и при переходе из сектора в сектор осуществляется с помощью переключения только в одном плече инвертора.

5.3.2. Алгоритм векторной ШИМ (SVPWM)

Для того чтобы установить вектор напряжения амплитудой U_S в угловое положение α , надо:

1. определить сектор угла α ;
2. посчитать угол внутри сектора (β);
3. по соотношениям (39) вычислить длительности $T_{\delta 1}$, $T_{\delta 2}$ и T_0 (в относительных единицах);
4. для каждой фазы вычислить время ее подключения к $+U_d$ в периоде ШИМ (T_{+A} , T_{+B} и T_{+C}).

Для этого вводятся три промежуточные переменные:

$$t_1 = T_{\delta 1} + T_{\delta 2} + T_0 / 2$$

$$t_2 = T_{\delta 2} + T_0 / 2$$

$$t_3 = T_{\delta 1} + T_0 / 2$$

Значения T_{+A} , T_{+B} и T_{+C} определяются значением переменных t_1 , t_2 , t_3 и зависят от сектора угла так, как показано в таблице 4.

Таблица 4

Сектор, град	T_{+A}	T_{+B}	T_{+C}
0...60	t_1	t_2	$T_0/2$
60...120	t_3	t_1	$T_0/2$
120...180	$T_0/2$	t_1	t_2
180...240	$T_0/2$	t_3	t_1
240...300	t_2	$T_0/2$	t_1
300...360	t_1	$T_0/2$	t_3

Зная T_{+A} , T_{+B} и T_{+C} , остается реализовать данные временные промежутки в каждой фазе так, как показано на рис. 27.

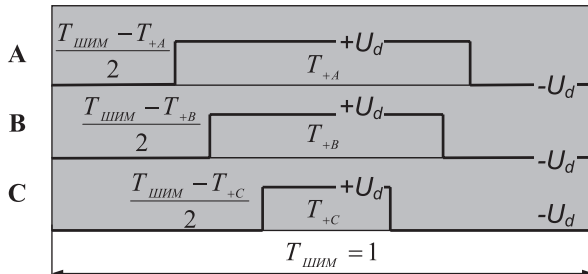


Рис. 27

На рис. 28 показаны графики, построенные по описанному выше алгоритму при следующих условиях:

- напряжение в звене постоянного тока $U_d = 1$;
- заданная амплитуда вектора $U_S = 1/\sqrt{3}$;
- фаза заданного вектора U_S изменяется от 0 до 360 градусов.

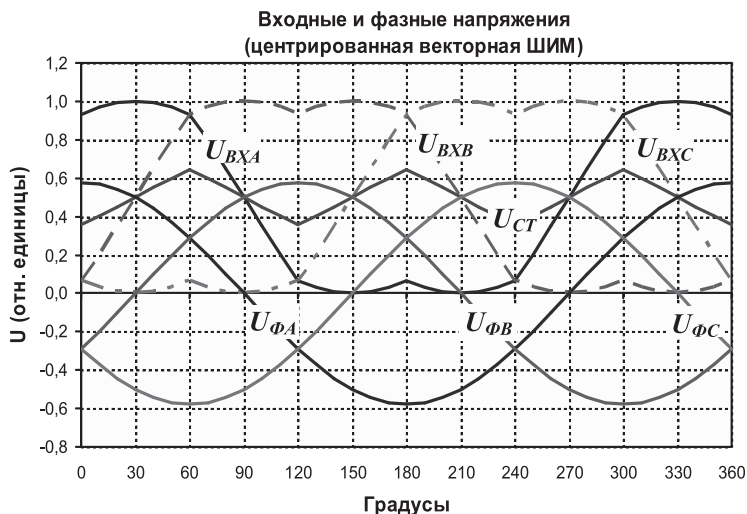


Рис. 28

На рис. 28 приведены графики следующих величин:

$U_{ВХА}$, $U_{ВХВ}$, $U_{ВХС}$ – выходные напряжения фаз инвертора относительно нуля звена постоянного тока;

$U_{СТ}$ – напряжение средней точки трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки относительно нуля звена постоянного тока;

$U_{ФА}$, $U_{ФВ}$, $U_{ФС}$ – фазные напряжения трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки.

Видно, что выходные напряжения инвертора имеют достаточно причудливую форму, далекую от синусоидальной, а средняя точка нагрузки получила треугольное смещение с частотой третьей гармоники заданного статорного напряжения.

Но – о, чудо! – фазные напряжения при этом синусоидальны, сдвинуты на 120 градусов и имеют амплитуду, равную $1/\sqrt{3}$, что свидетельствует о полном использовании напряжения звена постоянного тока.

6. Послесловие

Конечно, вопросы построения электроприводов переменного тока далеко не исчерпываются приведенным выше материалом.

В данной работе рассмотрена только общая идея построения систем регулирования с ориентацией по полю, без углубления в частности. А частных, очень важных и интересных, еще немало. Это и способы построения бездатчиковых приводов, и алгоритмы автоопределения и адаптации параметров двигателя, и вопросы учета магнитных потерь, и многое-многое другое...

Широтно-импульсная модуляция описана также достаточно кратко на примере наиболее часто используемого алгоритма. В действительности же существуют разные алгоритмы ШИМ, в том числе и более интересные, чем описанный.

И вообще, широтно-импульсная модуляция не есть единственно возможный способ реализации вектора напряжения.

Отдельный и очень важный вопрос – схемотехническая и программная реализация системы регулирования.

Учиться,
учиться и
учиться...

С наилучшими пожеланиями к читателю,

Калачев Ю. Н.

Калачев Ю. Н.

Векторное регулирование
(заметки практика)

2013 г.

Данное методическое пособие
не предназначено для продажи.

Автор выражает благодарность
компании «ЭФО»
за помощь в издании.

СИЛЬНОТОЧНЫЕ ПЛЕНОЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ



**СЕРИЯ РК16 – ЛИДЕР РЫНКА:
ТЕПЕРЬ И В КОРПУСЕ ДЛЯ МОНТАЖА НА ПЛАТУ!**

**Компания «ЭФО» –
официальный дистрибьютор Electronicon**

Специализированный ресурс,
посвященный силовой
электронике: **www.efo-power.ru**



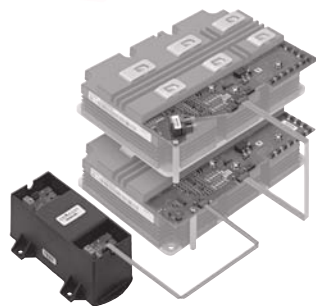
CONCEPT

A Power Integrations Company

IGBT ДРАЙВЕРЫ

ЯДРА ДРАЙВЕРОВ:

- создайте свой драйвер IGBT – просто, надежно и недорого!
- популярные ядра драйверов – на складе «ЭФО»
- руководства на русском языке, отладочные платы



ГОТОВЫЕ ДРАЙВЕРЫ:

- законченный драйвер IGBT быстро и с гарантированными параметрами
- адаптированы для большинства IGBT модулей любых производителей
- техническая поддержка, оперативные поставки

Компания «ЭФО» –

официальный дистрибьютор **CT-Concept**

Специализированный ресурс,
посвященный силовой
электронике: **www.efo-power.ru**



СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ

- Универсальные и специализированные процессорные ядра для обеспечения эффективной реализации алгоритмов управления
- Специализированные блоки для управления двигателем в режиме реального времени
- Расширенный температурный диапазон
- Гарантированный срок выпуска и поддержки производителем для проектов с длительным временем жизни

**Компания «ЭФО» – официальный поставщик
Texas Instruments, Infineon Technologies**

Специализированный ресурс
для выбора оптимального микроконтроллера
под заданную задачу: www.mymcu.ru



ИЗОЛЯЦИОННЫЕ РЕШЕНИЯ

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ

- EMI/RFI защита
- Полностью диэлектрические линии передачи сигнала
- Рабочая температура: -40...+ 85°C



www.infiber.ru

ОПТОИЗОЛИРОВАННЫЕ ДРАЙВЕРЫ MOSFET/IGBT

- Изоляция напряжения до 5000 В
- Рабочая температура: -40...+ 85°C
- Прямое управление IGBT (1200 В, 200 А)

ВЫСОКОНАДЕЖНЫЕ ОПТОИЗОЛИРОВАННЫЕ ДРАЙВЕРЫ MOSFET/IGBT

- Радиационная стойкость
- Керамический корпус
- Рабочая температура: -55...+125°C

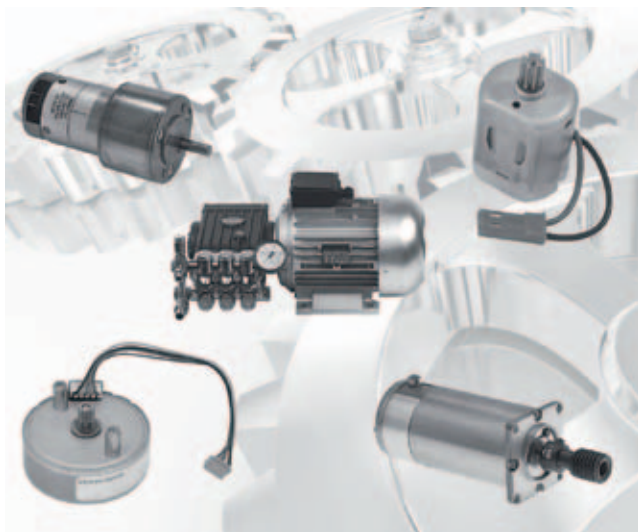


www.efo.ru

Компания «ЭФО» –

официальный дистрибьютор **Avago Technologies**

ВСЕ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ



- контроллеры и сигнальные процессоры
- драйверы
- токовые сенсоры
- АЦП и ЦАП
- изоляторы



Подробнее: http://www.efo.ru/download/Motor_control.pdf



ООО «ЭФО» – ПОСТАВКА ПРОДУКЦИИ И ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
(812) 327-8654
POWER@EFO.RU

МОСКВА
(495) 933-0743
MOSCOW@EFO.RU

КАЗАНЬ
(843) 518-7920
KAZAN@EFO.RU

ЕКАТЕРИНБУРГ
(343) 278-7136
URAL@EFO.RU

РОСТОВ-НА-ДОНУ
(863) 220-3679
ROSTOV@EFO.RU

ПЕРМЬ
(342) 220-1944
PERM@EFO.RU

НИЖНИЙ НОВГОРОД
(831) 434-1784
NNOV@EFO.RU

НОВОСИБИРСК
(383) 240-8758
NSIB@EFO.RU

www.efo-power.ru



Компоненты надежного электропривода...



Силовые
полупроводники



Резисторы



Охлаждение



Конденсаторы



Драйверы IGBT



Коммутационные
устройства



Защита



Силовые шины



Трансформаторы
и дроссели

...от надежного поставщика

CONCEPT
A Power Integrations Company

ELECTRONICON

ICW
Pulse Conversion

Infineon

Itelcond

KEMET
CORPORATED

Maxwell

MERSEN

MITSUBISHI
ELECTRIC

ROGERS
CORPORATION

