

1.1 Исследование методов управления электродвигателями систем стабилизации

1.1.1 Моделирование синхронного двигателя с постоянными магнитами

Уравнения статора синхронного двигателя (2) показывают, что напряжение, приложенное к обмоткам статора, расходуется на поддержание тока в обмотках статора, а также на скорость изменения магнитного потока.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix}; \quad (2)$$

Магнитный поток, формируется из собственной индуктивности ротора, а также путем добавления проекции магнитного потока ротора, формируемого постоянными магнитами.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

В данной работе электрический угол поворота вала считается между неподвижной осью статора А и осью q вращающихся координат. Перпендикулярно оси q располагается ось d, по которой направлен вектор магнитного потока ротора.

В качестве допущений взаимные индуктивности обмоток статора не учитываются, а также предполагается, что собственная индуктивность обмоток статора не зависит от положения ротора. В этом случае индуктивности обмоток статора равны собственным индуктивностям, а также эквивалентны друг другу.

Как было сказано, вектор магнитного потока ротора направлен по оси d. На рисунке 1.3 представлена схема проекций магнитного потока ротора на стационарные оси статора.

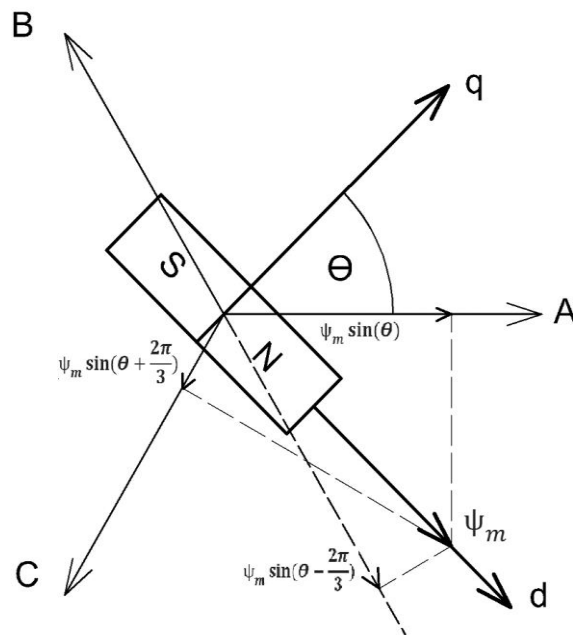


Рисунок 1.1 -Схема проекций магнитного потока ротора

При отсчете электрического угла поворота ротора от оси q проекции магнитного потока ротора записываются через синус электрического угла поворота, смещенного на 120° для каждой оси.

$$\begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \sin(\theta) \\ \psi_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}; \quad (4)$$

Скорость изменения составляющей магнитного потока, принадлежащей ротору, может быть представлена в виде:

$$\begin{bmatrix} \psi'_{am} \\ \psi'_{bm} \\ \psi'_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta) \cdot \dot{\theta} \\ \psi_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cdot \dot{\theta} \\ \psi_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cdot \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Подставив (3) и (5) в (2) получим развернутую форму уравнения напряжения статора синхронного двигателя с постоянными магнитами:

$$\begin{cases} V_a = R \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + \psi_m \cos(\theta) \cdot \dot{\theta} \\ V_b = R \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} + \psi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \dot{\theta} \\ V_c = R \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} + \psi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \dot{\theta} \end{cases} \quad (6)$$

Из системы уравнений (7) видно, что токи статора зависят от напряжения прикладываемого к обмоткам статора, а также от формируемого противо ЭДС, зависящего от электрического угла поворота и электрической скорости вращения.

$$\begin{cases} i_a = \frac{V_a - \psi_m \cos(\theta) \cdot \dot{\theta}}{R + L \cdot p} \\ i_b = \frac{V_b - \psi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \dot{\theta}}{R + L \cdot p} \\ i_c = \frac{V_c - \psi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \dot{\theta}}{R + L \cdot p} \end{cases} \quad (7)$$

Согласно [12], а также учитывая, что в указанной статье уравнение момента выводится для двухполюсного двигателя, а также электрический угол поворота ротора считается по оси d, т.е. проекции Ψ_m изменяются по косинусу, в то время как в данной курсовой работе электрический угол считается по оси q, получаем:

$$M_{эл} = n_p \psi_m \left(i_a \cos(\theta) + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (8)$$

Математическая модель привода во вращающихся координатах имеет ряд преимуществ.

Согласно [13] матрица перехода во вращающиеся координаты записывается как:

$$K_s = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (9)$$

Таким образом для получения проекций вектора напряжения статора на вращающиеся координаты ротора необходимо вектор столбец, состоящий из значений напряжений в стационарных координатах статора умножить на матрицу поворота (9).

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad (10)$$

В рассматриваемой модели предполагается, что сопротивления обмоток статора равны, а так как сумма токов статора равна нулю, то третий компонент вектора V_0 равен нулю и не представляет интереса для дальнейшего моделирования.

Матрица обратного преобразования выглядит следующим образом:

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}; \quad (11)$$

Соответственно обратный переход от вращающихся к стационарным координатам имеет вид:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

Систему уравнений напряжений статора можно представить в векторной форме, выразив через векторы во вращающихся координатах:

$$(K_s)^{-1} \cdot V_{qd0} = R \cdot (K_s)^{-1} \cdot i_{qd0} + \frac{d}{dt} ((K_s)^{-1} \cdot \psi_{qd0}) \quad (13)$$

Учитывая, что матрица преобразования координат зависит от электрического угла поворота, скорость изменения магнитного потока в уравнении (13) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} (K_s)^{-1} \cdot \frac{d\psi_{qd0}}{dt} + \frac{d(K_s)^{-1}}{dt} \cdot \psi_{qd0} &= \\ &= (K_s)^{-1} \cdot \frac{d\psi_{qd0}}{dt} + \frac{d(K_s)^{-1}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{qd0} \end{aligned} \quad (14)$$

Выразим производную матрицы преобразования координат по электрическому углу поворота следующим образом:

$$\frac{d(K_s)^{-1}}{d\theta} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} = \quad (15)$$

$$= (K_s)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Теперь подставляя уравнения (15) и (14) в (13), а также сократив уравнения на $(K_s)^{-1}$ получаем:

$$V_{qd0} = R \cdot i_{qd0} + \frac{d\psi_{qd0}}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \cdot \psi_q \\ \dot{\theta} \cdot \psi_d \\ \dot{\theta} \cdot \psi_0 \end{bmatrix}; \quad (16)$$

Так как взаимные индуктивности обмоток статора не учитываются, а также предполагается, что собственная индуктивность обмоток статора не зависит от положения ротора. Тогда согласно уравнениям 3.61 и 3.62 из [14]:

$$L_q = L_d = L \quad (17)$$

Согласно уравнениям 5.2 из [15] потокосцепления по осям d и q могут быть выражены как:

$$\begin{cases} \psi_q = L \cdot i_q \\ \psi_d = L \cdot i_d + \psi_m \end{cases} \quad (18)$$

Таким образом уравнения напряжений статора во вращающихся координатах можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} V_q = R \cdot i_q + L \cdot \frac{di_q}{dt} + (L \cdot i_d + \psi_m) \cdot \dot{\theta} \\ V_d = R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} + (L \cdot i_q) \cdot \dot{\theta} \end{cases} \quad (19)$$

Получив уравнения токов можно заметить, что они зависят от напряжения, прикладываемого по осям dq, а также от величины проекции противо ЭДС на вращающиеся координаты ротора, причем противо ЭДС по оси d не зависит от величины магнитного потока ротора, так как он направлен перпендикулярно оси q:

$$\begin{cases} i_q = \frac{V_q - \omega \cdot (L \cdot i_d + \psi_m)}{L \cdot p + R} \\ i_d = \frac{V_d + \omega \cdot (L \cdot i_q)}{L \cdot p + R} \end{cases} \quad (20)$$

Здесь p – оператор дифференцирования, ω – скорость электрических оборотов ротора.

Согласно [13] уравнение момента в переменных d-q может быть представлено в виде:

$$M = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d); \quad (21)$$

Преобразуя данное выражение, после подстановки выражений потокосцепления, получим:

$$M = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (i_d \cdot i_q \cdot (L_d - L_q) + \psi_m \cdot i_q); \quad (22)$$

Учитывая, тот факт, что индуктивность по осям d-q эквивалентна, получаем уравнение момента:

$$M = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \psi_m \cdot i_q; \quad (23)$$

1.1.2 Методы позиционирования синхронного двигателя в задаче стабилизации

Практически все методы позиционирования основываются на теоретической модели двигателя. Эта модель представляет собой систему координат статора, состоящую из трех осей – фаз А, В и С, повернутых друг относительно друга на 120 градусов.

Система координат, связанная с ротором, состоит из двух перпендикулярных осей координат. По оси d направлен магнитный поток ротора.

Задать ориентацию магнитного поля статора можно несколькими способами. Первый способ используется при управлении скоростью двигателя. Он позволяет предусматривает 6 положений вектора тока статора на один электрический оборот. Эти положения задаются определенной комбинацией состояний ключей инвертора. Ниже представлена диаграмма напряжений для формирования данных векторов, где A , B , C – средние точки полумостов инвертора. В формировании вектора учувствуют две фазы, которые замыкаются друг на друга, путем включения верхнего транзистора одного полумоста и включением нижнего транзистора другого полумоста.

Таким образом, формируется вращающееся поле статора со скоростью вращения, равной скорости вращения вектора напряжения. Однако для задач позиционирования данный способ не подходит, так как присутствует слишком большая дискретность по положению вектора напряжения, вследствие чего происходят скачки момента, на маленькой скорости перемещение происходит рывками, а точность принятия положения ограничена 60 электрическими градусами. Поэтому необходимо формировать непрерывно вращающийся вектор, который мог бы занимать любое положение.

1.1.2.1 Скалярный метод позиционирования

Данный подход является самым простым методом управления положением и позволяет решать задачи позиционирования так как обеспечивает непрерывное вращение вектора с неограниченным количеством положений, а также не требует измерения положения ротора.

Это достигается путем подачи синусоидального напряжения со смещением между фазами в 120 электрических градусов.

На рисунке 1.4 совмещены диаграммы напряжений блочной коммутации, описанной выше, и скалярного метода, использующего синусоидальную коммутацию.

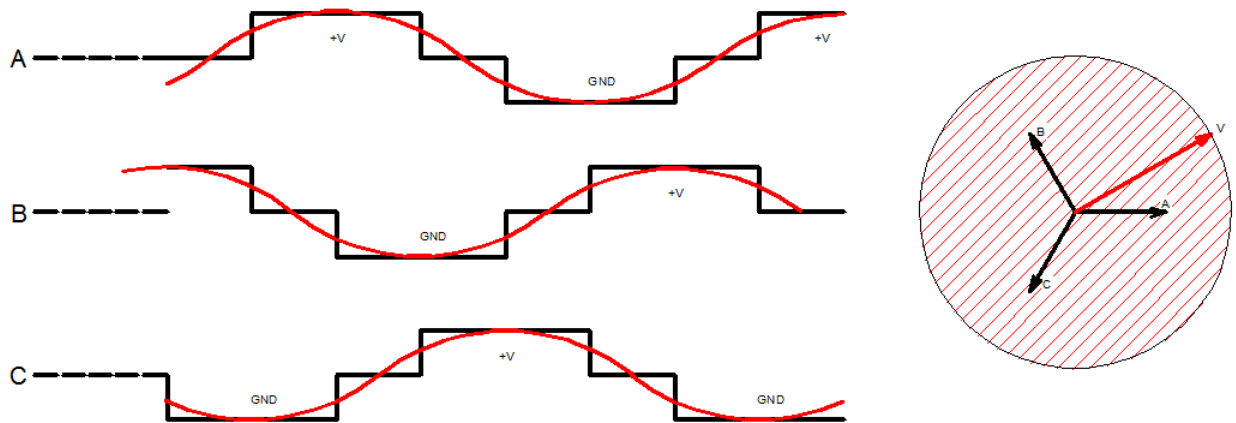


Рисунок 1.2 – Диаграммы напряжений при разных способах коммутации

Формирование вектора напряжения, а следовательно, и ориентация поля, происходит путем задания напряжений в фазах двигателя, вычисленных через функции косинусов, сдвинутых друг относительно друга на 120 градусов. Это позволяет иметь синусоидальные токи в фазах, а значит и непрерывное вращение магнитного поля статора, это показано штриховкой на рисунке 1.4.

Задания напряжений в фазах статора формируются следующим образом:

$$\begin{cases} V_A = V \cdot \cos(\theta_e) \\ V_B = V \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right); \\ V_C = V \cdot \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (24)$$

Коммутация обмоток происходит синусоидальным способом. При данном способе напряжения средних точки инвертора вычисляются следующим образом:

$$\begin{cases} V_{inv1} = V_A + \frac{V_{пит}}{2} \\ V_{inv2} = V_B + \frac{V_{пит}}{2}; \\ V_{inv3} = V_C + \frac{V_{пит}}{2} \end{cases} \quad (25)$$

Амплитуда вектора является постоянной и задается на этапе инициализации.

Угол вектора напряжения в скалярном управлении можно отсчитывать от любого начального положения.

Вращение поля осуществляется изменением значения угла вектора напряжения. Таким образом позиционирование осуществляется путем контролирования и изменения значения угла поворота вектора напряжения.

При вращении вектора напряжения статора магнитное поле ротора следует за формируемым магнитным полем статора. При наличии сигнала рассогласования он поступает в регулятор положения, который вырабатывает величину прибавляемую к текущему значению вектора и тем самым стремится вращать поле статора в направлении уменьшения ошибки позиционирования.

Таким образом, управляя величиной изменения угла вектора напряжения происходит управление скоростью его вращения. Поэтому с увеличением значения ошибки будет увеличиваться шаг инкрементирования положения вектора напряжения, а следовательно, и скорости вращения поля статора.

Структурная схема системы скалярного управления положением представлена на рисунке 1.5. Регулятор производит операцию регулирования шага изменения угла вектора, который преобразуется в фазовые напряжения.

Параметры регулятора подбираются в зависимости от частоты цикла работы системы.

Как видно задание необходимого угла вектора напряжения происходит путем дискретного интегрирования шага изменения.

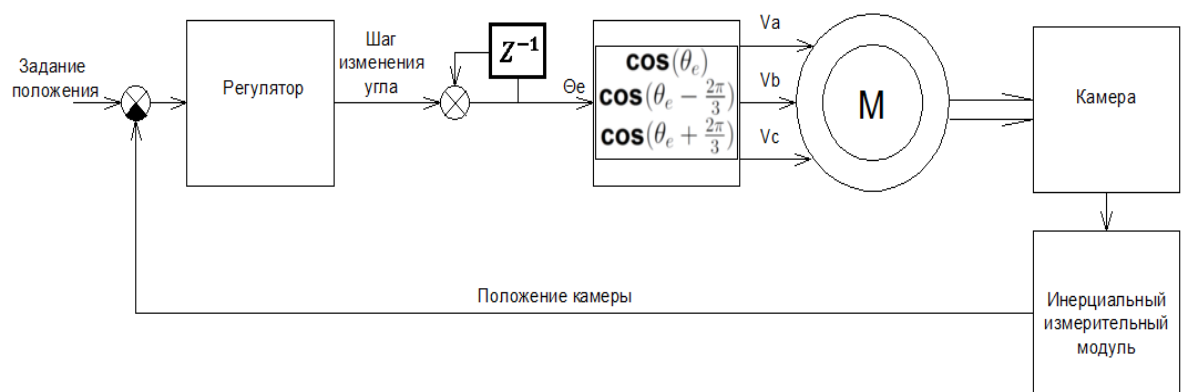


Рисунок 1.3 – Функциональная схема системы скалярного управления

Плюсами данного метода являются простота реализации и дешевизна ввиду отсутствия необходимости измерения положения вала.

К минусам данного метода можно отнести то, что вектор напряжения присутствует постоянно, меняется лишь его угол, а значит происходит большое потребление энергии, вследствие чего моторы могут перегреваться.

Также стоит отметить, что при резком ускорении или превышении допустимой нагрузке системы происходит рассинхронизация полей ротора и статора, что приводит систему в неработоспособное состояние до перезагрузки алгоритма управления.

Отсутствие измерения положения ротора не позволяет точно решать задачу обратной кинематики, а значит и проектировать точные системы стабилизации на основе многоосевых модулей при больших углах качки.

Также одним из главных недостатков скалярного управления с точки зрения стабилизации это то, что этот метод не позволяет использовать физические преимущества строения систем стабилизации, а именно не позволяет объекту стабилизации использовать собственную массу в целях стабилизации.

1.1.2.2 Система векторного управления

Уравнения синхронного двигателя во вращающихся координатах имеют нелинейные зависимости от угла поворота ротора. В частности, как видно из уравнений (6), значения противо ЭДС обмоток статора зависят от косинусов электрического угла поворота ротора. С целью избавления от нелинейных зависимостей от угла поворота вала переходят во вращающиеся координаты ротора. Данный переход заменяет три уравнения в стационарных координатах, имеющих тригонометрические зависимости от угла поворота вала, двумя во вращающихся ортогональных координатах ротора.

Уравнение (23) показывает, что момент, создаваемый двигателем, зависит только от тока по оси q . Из уравнений (20) видно, что ток по оси q зависит не только от напряжения по оси q но и от величины тока по оси d , следовательно можно добиться линейной зависимости момента от входного напряжения, только путем поддержания величины тока по оси d постоянной. Из уравнений (20) видно, что в целях достижения максимальной эффективности следует

поддерживать ток по оси d равным нулю. Стоит отметить, что в этом случае вектор тока статора будет перпендикулярен вектору магнитного потока ротора, это показано на рисунке 1.6.

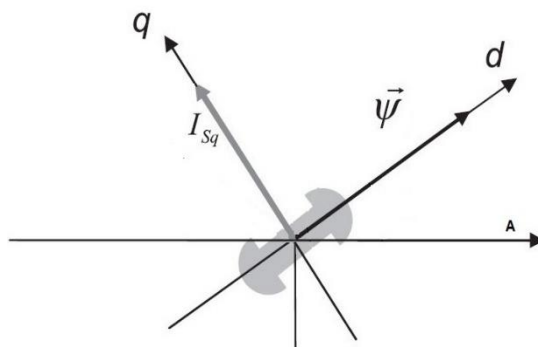


Рисунок 1.4 – Направление вектора тока статора при векторном управлении

Для поддержания тока статора по оси d равным нулю используется регулятор тока, который формирует соответствующее значение напряжения по оси d . Из (12) следует, что задания напряжений фаз статора формируются следующим образом

$$\begin{cases} V_a = \cos(\vartheta) V_q + \sin(\vartheta) V_d \\ V_b = \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) V_q + \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) V_d; \\ V_c = \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) V_q + \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) V_d \end{cases} \quad (26)$$

Применение векторного управления в задаче стабилизации целесообразно в устройствах многоосевой стабилизации в условиях качки с большой амплитудой, так как наличие датчика положения вала позволяет применять обратную задачу кинематики в динамике.

Система векторного управления позволяет проектировать систему стабилизации используя методы линейной теории автоматического управления.

Как было сказано, что необходимым условием обеспечения линейной зависимости между входным напряжением и моментом, создаваемым

синхронным двигателем, является поддержание тока статора, рассматриваемого во вращающихся координатах, по оси d равным нулю. В таком случае система управления должна иметь два канала регулирования.

Основной канал регулирования проектируется в предположении, что зависимость между входным напряжением по оси q и выходным моментом является линейной. В этом случае в качестве объекта управления рассматривается линейная модель эквивалентного двигателя. Это позволяет использовать законы линейной теории автоматического управления при проектировании корректирующего устройства основного канала регулирования. Таким образом, основная задача данного канала управления в проектируемой системе – это регулирование положения вала двигателя в соответствии с заданием.

Вспомогательный канал регулирования поддерживает ток по оси d равным нулю, тем самым выполняя необходимое условие для корректной работы основного канала управления.

Как видно из уравнения (20) токи по оси q и оси d имеют взаимовлияния. Так, противо ЭДС по оси d формируется током по оси q и электрической скоростью вращения вала. Следует отметить, что противо ЭДС является причиной возникновения тока по оси d , при нулевом задании напряжения по оси d . Противо ЭДС по оси q зависит не только от магнитного потока ротора и скорости его вращения, но также от тока по оси d .

Поэтому необходимо ввести компенсацию противо ЭДС, которая будет устранять взаимовлияния каналов управления, а также поддерживать ток по оси d равным нулю при задании нулевого напряжения по оси d .

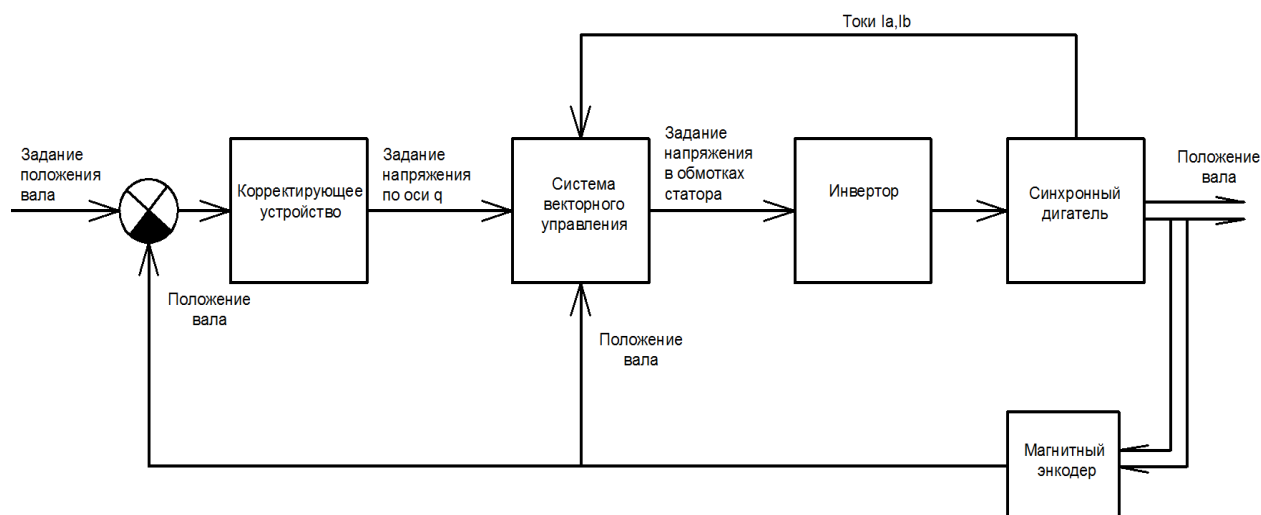


Рисунок 1.5 – Функциональная схема системы управления двигателем

Принципиальная схема системы управления положением вала на рисунке 1.7.

Таким образом, величина рассогласования поступает в корректирующее устройство, которое рассчитывает напряжение, которое необходимо сформировать по оси q , в предположении, что ток по оси d равен нулю, а, следовательно, система линейна. Данное условие выполняет система векторного управления, которая на основании положения вала и полученного задания напряжения по оси q рассчитывает необходимое задание напряжения для фаз двигателя, таким образом, чтобы вектор тока статора был направлен перпендикулярно вектору магнитного потока ротора.

С точки зрения систем стабилизации векторное управление имеет ряд преимуществ по сравнению со скалярным управлением. Во-первых, векторное управление позволяет ротору свободно вращаться при отсутствии ошибки стабилизации, тем самым позволяя камере использовать свою массу для самостабилизации. Во-вторых, векторное управление не потребляет энергию в статическом состоянии, что позволяет продлить время использования автономных источников питания.

Также, было отмечено, что система векторного управления позволяет привести модель синхронного двигателя к линейной, а значит использовать

методы линейной теории автоматического управления в целях расчета корректирующего устройства.

К недостаткам системы векторного управления можно отнести высокую сложность реализации, а также необходимость знания физических параметров двигателя с целью расчета корректирующего устройства.

1.1.2.3 Система векторного управления без измерения токов статора

Векторы тока и напряжения имеют следующую зависимость:

$$\begin{cases} i_q = \frac{V_q - \omega \cdot (L \cdot i_d + \psi_m)}{L \cdot p + R} \\ i_d = \frac{V_d + \omega \cdot (L \cdot i_q)}{L \cdot p + R} \end{cases} \quad (27)$$

Отсюда видно, что вектор тока отличается от вектора напряжения из-за наличия инерционности вносимой электрической постоянной времени, а также их разница возрастает при увеличении скорости вращения ротора, то есть при увеличении значения противо ЭДС.

Предполагается, что в системе стабилизации двигателю не приходится отрабатывать скорости, на которых противо ЭДС значительно влияет на разницу между векторами напряжения и тока.

Моделирование работы синхронного двигателя с постоянными магнитами показало, что при векторном управлении по вектору напряжения ток по оси d в режиме стабилизации незначителен и не привносит существенной ошибки в работу системы по сравнению с методом полного векторного управления. Структурная схема упрощенного векторного управления представлена на рисунке 1.8.

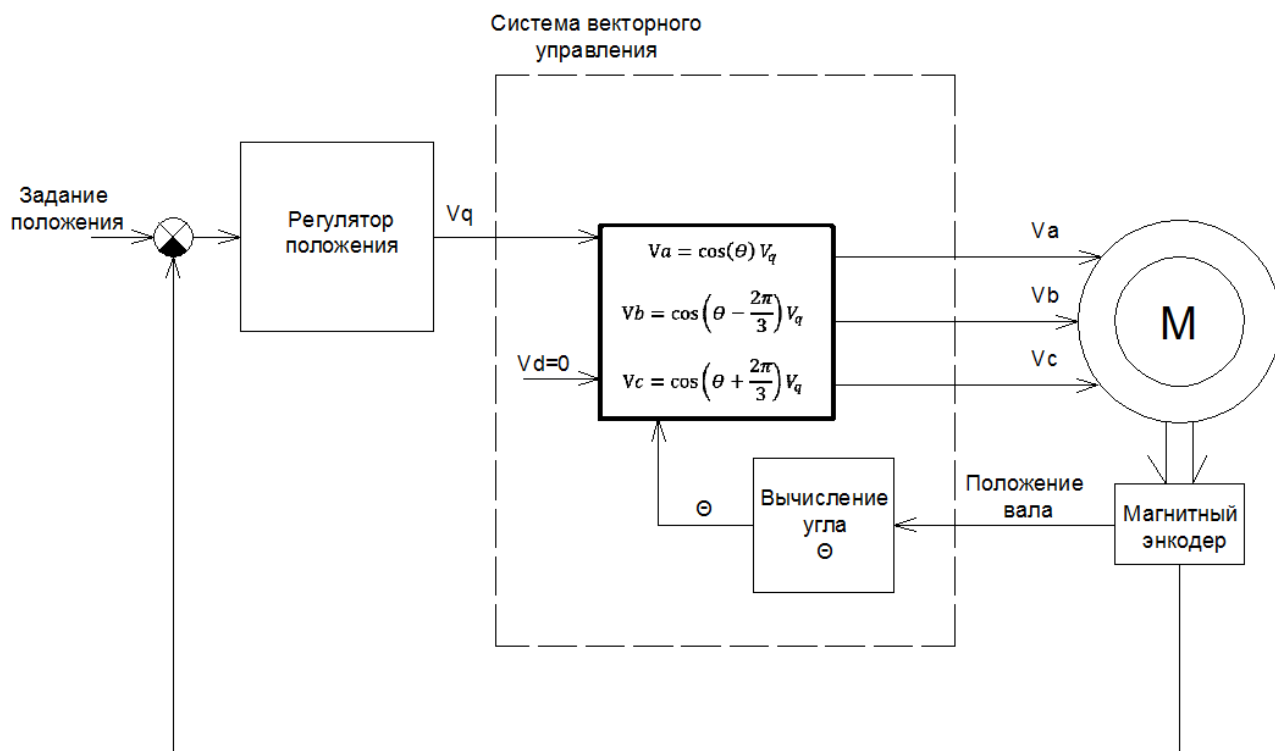


Рисунок 1. 8 – Функциональная схема системы управления двигателем

При данном способе напряжение по оси d прикладывается равным нулю, следовательно, фазные напряжения могут быть рассчитаны по формулам:

$$\begin{cases} V_a = \cos(\vartheta) V_q \\ V_b = \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) V_q; \\ V_c = \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) V_q \end{cases} \quad (28)$$

Таким образом упрощенное векторное управление позволяет управлять синхронным двигателем с постоянными магнитами в задачах стабилизации и использовать линейные законы управления при условии, что двигателю не приходится отрабатывать скоростей, при которых генерируемое против ЭДС вносило бы значительную разницу между векторами тока и напряжения.

1.1.3 Выбор способа управления двигателем

На основе проведенного анализа методов управления положением синхронного двигателя, а также учитывая специфику работы систем стабилизации было принято решение использовать метод векторного управления без измерения токов для управления приводами стабилизации, в предположении, что скорости обкатки приводов не создадут значительной разницы между векторами напряжения и тока.

Данный метод обладает всеми преимуществами векторного управления, а также упрощает его реализацию ввиду того, что не производится измерение токов.

Векторное управление позволит рассчитать корректирующие устройства для приводов стабилизации, используя метод частотного синтеза.

1.1.4 Приведение модели синхронного двигателя к линейной

Как было показано, для расчета корректирующего устройства основного канала регулирования необходимо получить линейную модель эквивалентного двигателя. Это достигается путем приравнивая тока по оси d к нулю:

$$\begin{cases} i_q = \frac{V_q - \omega \cdot \psi_m}{L \cdot p + R} \\ M = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \psi_m \cdot i_q \end{cases} \quad (29)$$

Таким образом, можно отметить, что полученные уравнения соответствуют уравнения модели эквивалентного двигателя постоянного тока.

Подставим уравнения линейной модели (29) в уравнение динамики вращательного движения:

$$p \cdot \omega_m \cdot J = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \psi_m \cdot \frac{V_q - \omega_m \cdot n_p \cdot \psi_m}{L \cdot p + R} ; \quad (30)$$

Здесь ω_m – механическая скорость вращения ротора, n_p – количество пар полюсов, p – оператор дифференцирования.

Примем следующие обозначения:

$$\begin{cases} n_p \cdot \psi_m = k_2 \\ n_p \cdot \psi_m \cdot \frac{3}{2} = k_1 \end{cases} \quad (31)$$

Выразим зависимость скорости вращения двигателя от входного напряжения:

$$\omega_m = (V_q - \omega_m \cdot k_2) \cdot \left[\frac{1}{(L \cdot p + R)} \cdot \frac{k_1}{J \cdot p} \right]; \quad (32)$$

$$\omega_m \left(\frac{k_2 \cdot k_1}{(L \cdot p + R) \cdot J \cdot p} + 1 \right) = V_q \cdot \frac{k_1}{(L \cdot p + R) \cdot J \cdot p}; \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \frac{\omega_m}{V_q} &= \frac{k_1}{(L \cdot p + R) \cdot J \cdot p + k_2 \cdot k_1} = \frac{\frac{1}{k_2}}{\frac{(L \cdot p + R) \cdot J \cdot p}{k_2 \cdot k_1} + 1} = \\ &= \frac{\frac{1}{k_2}}{\frac{(L \cdot p) \cdot J \cdot p}{k_2 \cdot k_1} + \frac{R \cdot J \cdot p}{k_2 \cdot k_1} + 1} = \\ &= \frac{\frac{1}{k_2}}{\frac{R \cdot J}{k_2 \cdot k_1} \cdot \frac{L}{R} \cdot p^2 + \frac{R \cdot J}{k_2 \cdot k_1} \cdot p + 1}; \end{aligned} \quad (34)$$

Примем следующие обозначения для механической и электрической постоянных времени:

$$\begin{cases} T_m = \frac{R \cdot J}{k_2 \cdot k_1} \\ T_e = \frac{L}{R} \end{cases} \quad (35)$$

В силу малости электрической постоянной времени зависимость скорости от входного напряжения можно представить в виде:

$$\frac{\omega_m}{V_q} = \frac{\frac{1}{k_2}}{(T_m \cdot p + 1) \cdot (T_e \cdot p + 1)} ; \quad (36)$$

Таким образом передаточная функция, выражающая связь между входным напряжением и углом поворота вала имеет вид:

$$W(p)_{\text{дв}} = \frac{\frac{1}{k_2}}{(T_m \cdot p + 1) \cdot (T_e \cdot p + 1) \cdot p} \quad (37)$$

1.3.5 Выводы

Плюсами скалярного метода являются простота реализации и дешевизна ввиду отсутствия необходимости измерения положения вала.

К минусам данного метода можно отнести то, что вектор напряжения присутствует постоянно, меняется лишь его угол, а значит происходит большое потребление энергии, вследствие чего моторы могут перегреваться.

Также стоит отметить, что при резком ускорении или превышении допустимой нагрузке системы происходит рассинхронизация полей ротора и статора, что приводит систему в неработоспособное состояние до перезагрузки алгоритма управления.

Отсутствие измерения положения ротора не позволяет точно решать задачу обратной кинематики, а значит и проектировать точные системы стабилизации на основе многоосевых модулей при больших углах качки.

Также одним из главных недостатков скалярного управления с точки зрения стабилизации это то, что этот метод не позволяет использовать физические преимущества строения систем стабилизации, а именно не позволяет объекту стабилизации использовать собственную массу в целях стабилизации.

С точки зрения систем стабилизации векторное управление имеет ряд преимуществ по сравнению со скалярным управлением.

Во-первых, векторное управление позволяет ротору свободно вращаться при отсутствии ошибки стабилизации, тем самым позволяя камере использовать свою массу для самостабилизации.

Во-вторых, векторное управление не потребляет энергию в статическом состоянии, что позволяет продлить время использования автономных источников питания.

Также, было отмечено, что система векторного управления позволяет привести модель синхронного двигателя к линейной, а значит использовать методы линейной теории автоматического управления в целях расчета корректирующего устройства.

К недостаткам системы векторного управления можно отнести высокую сложность реализации, а также необходимость знания физических параметров двигателя с целью расчета корректирующего устройства.

В дальнейшем, при проектировании мехатронного стабилизатора, применяется система векторного управления двигателем. Для такого типа управления была получена передаточная функция двигателя.