

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Балтийский государственный технический университет «Военмех»
Кафедра «Электротехника»

Р.С. ГАВРИЛОВ, Ю.Н. МУСТАФАЕВ

УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2019

- Г12** **Гаврилов, Р.С.**
Управление синхронными машинами с постоянными магнитами: учебное пособие / Р.С. Гаврилов, Ю.Н. Мустафаев; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2019. – 78 с.

Рассмотрены математические модели синхронного двигателя и бесколлекторного двигателя постоянного тока, выполненные в среде Matlab-Simulink. Представлены методики по организации векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока и синхронным. Описаны модели СД с различными вариантами системы управления, выполненные в среде Matlab Simulink. Изложены принципы построения систем управления скоростью двигателя без датчиков обратной связи различными способами. Приведены различные способы определения положения ротора и применение данных способов при пуске и управления двигателем с постоянными магнитами.

Предназначено для студентов старших курсов, изучающих дисциплины «Моделирование систем управления», «Моделирование процессов и систем», «Моделирование мехатронных и робототехнических систем», «Теория управления», «Электрические машины».

УДК 621.313.323: 681.527.8(075.8)

Рецензент проф. каф. Е6 БГТУ *А.И. Митюшов*

*Утверждено
редакционно-издательским
советом университета*

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Современное развитие всех отраслей промышленности требует применения управляемых приводов. В медицинской технике применение двигателя постоянного тока, характеристики которого считаются эталонными, ограничено с точки зрения чистоты из-за наличия щеточно-коллекторного механизма, который в автомобилестроении создает большие помехи, воздействующие на работу электронных узлов. Поэтому ведущие производители России и мира занимаются исследованием синхронной машины с постоянными магнитами (СДПМ).

Синхронный двигатель с постоянными магнитами является наиболее перспективной машиной в диапазоне малых и средних мощностей, благодаря своим высоким эксплуатационным характеристикам. Он прост по конструкции, не имеет потерь на возбуждение и обладает высокой стабильностью скорости ротора. Эти качества выделяют его из ряда всех остальных машин и обеспечивают ему применение в системах автоматики, приводах подачи станков, прецизионных системах слежения, а также в системах, где стабильность скорости является первостепенным требованием, предъявляемым к технологическому процессу.

Синхронные двигатели с постоянными магнитами получили значительное распространение как альтернатива двигателям постоянного тока, двухфазным асинхронным и шаговым. СДПМ более всего применяют в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ), что приближает их характеристики к таковым у двигателей постоянного тока, которые считаются эталонными.

1.1. Структура синхронного двигателя с постоянными магнитами

Общий вид синхронного двигателя с постоянными магнитами показан на рис. 1.1, где 1 – магнитопровод статора с фазными обмотками (якорь), показаны четыре обмотки, 2 – ротор (индуктор) с наклеенными постоянными магнитами, 3 – задний подшипниковый щит.

Магнитопровод статора выполняют наборным из листовой электротехнической стали. В пазах статора располагается трехфазная распределенная обмотка, создающая вращающееся магнитное поле.

Синхронные машины с постоянными магнитами различают по типу исполнения якорных обмоток:

- двигатели с обратной электродвижущей силой трапецеидальной формы (рис. 1.2,а). Имеют ступенчатую (прямоугольную) коммутацию и часто называются бесколлекторными двигателями постоянного тока (БДПТ);
- двигатели с обратной электродвижущей силой синусоидальной формы (рис. 1.2,б). Имеют синусоидальную коммутацию и называются бесколлекторными двигателями переменного тока или синхронными двигателями с постоянными магнитами.



Рис. 1.1. Синхронный двигатель с постоянными магнитами

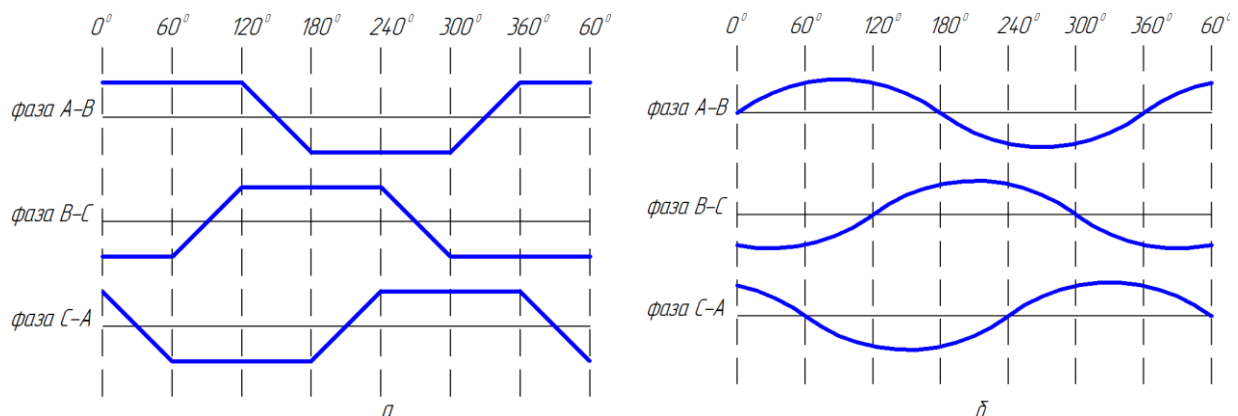


Рис. 1.2. Трапецеидальная (а) и синусоидальная (б) обратная электродвижущая сила

Ротор СДПМ изготавливается из постоянных магнитов и может иметь от двух до восьми пар полюсов с чередованием северного (N) и южного (S). По конструкции роторы бывают явнополюсными (рис. 1.3,*а*) и гладкими (рис. 1.3,*б*). Гладкие роторы имеют одинаковое значение индуктивности по продольным и поперечным осям: $L_d = L_q$. У явнополюсных роторов $L_d \neq L_q$. Гладкие роторы дают форму противо-ЭДС в виде синусоиды, а явнополюсные – в виде трапеции. Для изготовления ротора СДПМ могут использоваться ферритовые магниты. Они относительно дешевы, но обеспечивают невысокий уровень индукции магнитного поля. Поэтому в последние десятилетия предпочтение отдается высокоэнергетическим магнитам на основе сплавов редкоземельных металлов, обладающих большой коэрцитивной силой. Это позволяет значительно улучшить массогабаритные показатели электропривода и получить более высокий вращающий момент в том же габарите статора двигателя. "Самарий-кобальт" (Sm-Co) и "неодим-железо-бор" (Nd-Fe-B) – наиболее распространенные материалы современных редкоземельных магнитов.

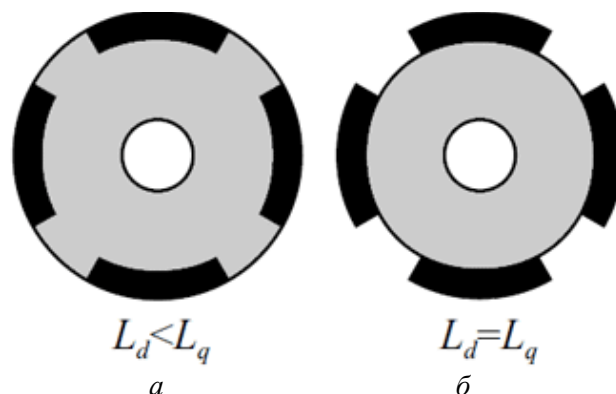


Рис. 1.3. Явнополюсный (*а*) и гладкий (*б*) роторы

1.2. Математическая модель СДПМ

В связи с отсутствием в СДПМ обмотки возбуждения и успокоительной обмотки описание данных машин упрощается. Несмотря на это математическое описание СДПМ практически невозможно без ряда допущений из-за сложности явлений, происходящих в электрических машинах переменного тока при переходных процессах. Поэтому перейдем к рассмотрению идеализированной электрической машины, учитывающей главные факторы, определяющие её свойства, и пренебрегающей второстепенными факторами.

Идеализированная электрическая машина характеризуется:

- отсутствием насыщения, гистерезиса и вихревых токов в магнитной цепи;
- отсутствием вытеснения тока в проводниках обмоток;
- синусоидальным распределением в воздушном зазоре магнитодвижущей силы и магнитной индукции;
- полной симметрией обмоток статора;
- независимостью индуктивностей рассеяния обмоток статора от положения ротора.

Источник питания двигателя примем идеальным, считая его выходное сопротивление нулевым, ЭДС в обмотках образуют трехфазную симметричную систему.

Имея конечной целью использование математической модели синхронного двигателя (СД) в анализе и синтезе замкнутых частотно управляемых электроприводов (ЭП), желательно получить наиболее простую и удобную модель. Для этого примем дополнительные упрощающие допущения. Учитывая необходимое для защиты силовых ключей автономного инвертора ограничение тока СД, будем считать, что статорная обмотка питается от трехфазного генератора тока. При наличии в ЭП контура регулирования тока это допущение весьма близко к реальности и позволяет рассматривать электромеханические процессы независимо от электромагнитных процессов. Кроме этого, будем пренебрегать индуктивностью рассеяния обмоток статора СД и учтем отсутствие успокоительной обмотки.

Будем считать неизменной индукцию магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами ротора в зазоре СД, учитывая очень большую коэрцитивную силу современных редкоземельных магнитов (Nd-Fe-B или Sm-Co).

Электромагнитный вращающий момент СД. Рассмотрим поперечное сечение СД с одной парой полюсов ($2p=2$), представленное на рис. 1.4. Буквами AX , BY , CZ обозначены фазные обмотки статора.

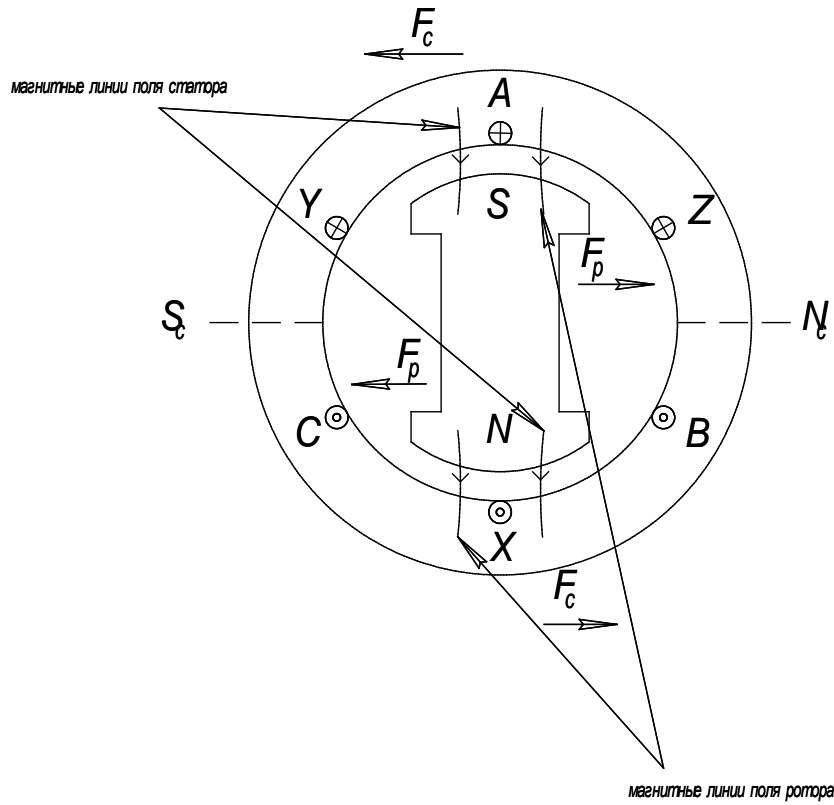


Рис. 1.4. Поперечное сечение синхронного двухполюсного двигателя

Фазовые токи образуют трехфазную симметричную систему:

$$\begin{aligned} i_A(t) &= I_m \cos \omega t, \\ i_B(t) &= I_m \cos[\omega t - (2\pi/3)], \\ i_C(t) &= I_m \cos[\omega t - (4\pi/3)], \end{aligned} \quad (1.1)$$

где I_m – амплитуда тока, ω – электрическая угловая скорость вращения ротора, t – время.

Направления токов указаны для момента $t = 0$. Ось магнитного поля статора совпадает с осью обмотки фазы A , причем направление силовых линий поля соответствует указанным на рисунке магнитным полюсам статора N_c и S_c . Нетрудно понять из рис. 1.4 и формулы (1.1), что поле статора вращается по часовой стрелке.

Для определения амплитуды электромагнитного вращающего момента СД положим, что в момент $t = 0$ ось поля ротора совпадает с плоскостью обмотки фазы A (т.е. перпендикулярна к оси обмотки), а направление его силовых линий соответствует полюсам поля ротора N и S .

По закону Ампера, на проводники обмотки статора действуют силы F_c , направленные согласно правилу левой руки в сторону, противоположную направлению вращения поля статора. Таким образом, на статор СД со стороны его ротора действует вращающий момент, направленный против вращения поля статора. Согласно третьему закону Ньютона, точно такой же вращающий момент действует со стороны статора СД на его ротор, но направлен в противоположную сторону, т.е. в сторону вращения поля статора.

Для вычисления вращающего момента примем, что ток статорной обмотки не сосредоточен в ее проводниках, а распределен вдоль окружности статора, как показано на рис. 1.5. Плотность тока в секторах фаз A , B и C

$$\left(\frac{di}{d\alpha} \right)_j = \pm \frac{3i_j w}{\pi}, \quad j = a, b, c, \quad (1.2)$$

где i_j – мгновенное значение фазного тока; α – относительная длина дуги окружности в радианах; w – число витков фазовой обмотки; $i_A = -i_X = I_m$, $i_B = -i_Y = I_m \cos[-(2\pi/3)]$, $i_C = -i_Z = I_m \cos[-(4\pi/3)]$.

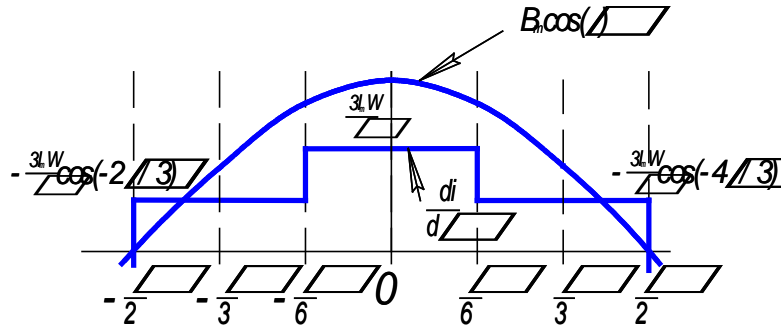


Рис. 1.5. Распределение тока в статоре

Элементарный момент dM , создаваемый элементарным током статора $di = (di/da) \cdot da$,

$$dM_{эм} = B(\alpha) \cdot \frac{di}{d\alpha} R \cdot l \cdot d\alpha, \quad (1.3)$$

где $B(\alpha)$ – индукция в данной точке воздушного зазора; R – расстояние от оси машины до проводников статора; l – длина активной части ротора.

Отсчитывая α от плоскости обмотки фазы A в направлении вращения поля, можно записать выражение для величины вращающего момента:

$$M_{эм} = \int dM_{эм} = 2 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\alpha) \left(\frac{di}{d\alpha} \right) R \cdot l \cdot d\alpha = 2Rl \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left(\frac{di}{d\alpha} \right) B(\alpha) d\alpha.$$

Выполнив интегрирование по фазным секторам обмотки, на которых плотность тока статора постоянна, и с учетом $B(\alpha) = B_m \cos \alpha$, где B_m – амплитуда магнитной индукции, создаваемой в зазоре полюсами ротора, получим

$$M_{эм} = M_m = 2Rl \frac{3}{\pi} w \cdot I_m \cdot B_m \left\{ \frac{1}{2} \int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \cos \alpha d\alpha + \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos \alpha d\alpha + \frac{1}{2} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \cos \alpha d\alpha \right\} = \frac{9}{\pi} B_m \cdot I_m \cdot w \cdot R \cdot l. \quad (1.4)$$

Рассмотрим далее общий случай, когда в момент $t = 0$ токи в фазах i_A, i_B, i_C равны:

$$i_A = I_m \cos \varphi; \quad i_B = I_m \cos(\varphi - (2\pi/3)); \quad i_C = I_m \cos(\varphi - (4\pi/3)), \quad (1.5)$$

что означает поворот поля статора на угол φ в направлении его вращения ($\varphi > 0$).

Повернём ротор на угол ϑ в том же направлении ($\vartheta > 0$). В этом случае полюса статора и ротора сдвинуты уже не на $\pi/2$, как на рис. 1.4, а на угол, равный $\pi/2 + \varphi - \vartheta$.

На рис. 1.6 представлены законы изменения плотности тока статора в относительных единицах (т.е. без множителя $\frac{3I_m w}{\pi}$ и магнитной индукции B_m , создаваемой ротором в воздушном зазоре СД).

Аналогично предыдущему определяется вращающий электромагнитный момент двигателя $M_{эм}$, что с учетом (1.4) дает

$$M_{эм} = -2Rl \frac{3}{\pi} w I_m B_m \left\{ \cos(\varphi + \frac{\pi}{3}) \int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha + \cos \varphi \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha + \right. \\ \left. + \cos(\varphi - \frac{\pi}{3}) \int_{\pi/6}^{\pi/2} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha \right\} = \frac{9}{\pi} B_m I_m w R l \cos(\varphi - \vartheta) = M_m \cos(\varphi - \vartheta), \quad (1.6)$$

$$\text{где } M_m = \frac{9}{\pi} B_m \cdot w \cdot R \cdot l \cdot I_m = C_m \cdot I_m, \quad C_m = \frac{9}{\pi} B_m \cdot w \cdot R \cdot l.$$

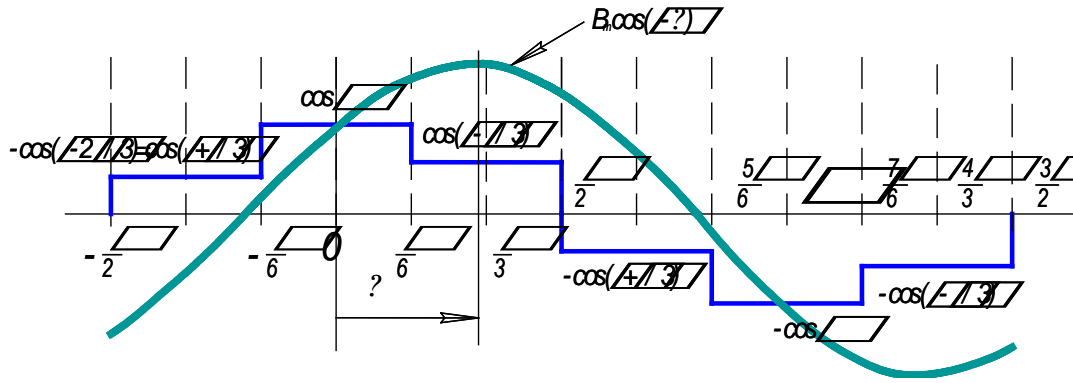


Рис. 1.6. Изменение плотности тока статора

При смещении точки отсчета угла поворота ротора на $\pi/2$ в сторону вращения поля статора, т.е. отсчитывая ϑ от оси обмотки фазы A , в выражение (1.6) следует подставить $\vartheta + (\pi/2)$:

$$M_{\text{эм}} = M_m \cos(\varphi - \vartheta - (\pi/2)) = M_m \sin(\varphi - \vartheta),$$

где $(\varphi - \vartheta)$ – угловое смещение оси полюса ротора $S_p (N_p)$ относительно оси полюса статора $N_c (S_c)$, отсчитываемое от S_p до N_c в направлении вращения поля.

Очевидно, что при отставании поля ротора от поля статора на угол до 180° на ротор действует вращающий момент, а при опережении на такой же угол – тормозящий момент. При совпадении осей полюсов S_p и N_c (S_c и N_p) электромагнитный момент равен нулю. Как известно, вращающий и тормозящий моменты обращаются в нуль и при $\varphi - \vartheta = \pm\pi$, что в случае одной пары полюсов соответствует одному и тому же положению ротора относительно статора. Однако это положение неустойчиво, поскольку любое отклонение от него увеличивает отклонение под действием тормозящего или разгоняющего момента. Разумеется, приведенные рассуждения относятся к случаю отсутствия момента нагрузки.

ЭДС, наводимая постоянными магнитами вращающегося ротора в обмотках статора СД. При вращении ротора в каждом проводнике с активной длиной l обмотки наводится ЭДС вращения $e_i = B_i l v$, где B_i – магнитная индукция, создаваемая ротором в месте i -го проводника обмотки; v – линейная скорость проводника относительно поля ротора. Мгновенное значение полной ЭДС, наводимой в проводнике фазовой обмотки, равно сумме ЭДС, наводимых в данный момент в каждом проводнике обмотки.

Определим положение ротора углом ϑ между плоскостью обмотки фазы A и осью S полюса ротора, отсчитываемым в направлении вращения поля. Распределение магнитной индукции в зазоре у сектора фазы A обмотки статора можно описать выражением

$$B(\alpha) = B_m \cos(\alpha - \vartheta), \quad (1.7)$$

где α – угол, отсчитываемый от плоскости обмотки фазы A в направлении вращения поля статора.

Полагая угловое расстояние между соседними проводами обмотки равным $\Delta\alpha = \frac{\pi}{3w}$, получим величину суммарной ЭДС в фазе A :

$$e_A = 2 \sum_{i=0}^{w-1} B_m l v \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha\right) = 2 B_m l v \sum_{i=0}^{w-1} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha\right). \quad (1.8)$$

Множитель 2 перед суммой объясняется суммированием ЭДС проводников только в одном секторе фазной обмотки.

Ряд косинусов легко сворачивается, если воспользоваться формулой Эйлера:

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha = \sqrt{1} \quad \text{или} \quad \cos \alpha = \text{Re}(e^{j\alpha}). \quad (1.9)$$

Подставив (1.9) в ряд (1.8), получим с учетом $\Delta\alpha \ll 1$

$$\sum_{i=0}^{w-1} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i\Delta\alpha\right) = \operatorname{Re} \sum_{i=0}^{w-1} e^{j\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)} e^{-ji\Delta\alpha} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)} \frac{1 - e^{-j\frac{\pi}{3}}}{1 - e^{-j\Delta\alpha}} \right\} =$$

$$= \operatorname{Re} \left\{ e^{j\vartheta} \frac{e^{j\frac{\pi}{6}} - e^{-j\frac{\pi}{6}}}{e^{j\Delta\alpha/2} - e^{-j\Delta\alpha/2}} \right\} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\sin \frac{\Delta\alpha}{2}} \operatorname{Re} e^{j\vartheta} \approx \frac{1}{2} \frac{2 \times 3w}{\pi} \cos \vartheta = \frac{3w}{\pi} \cos \vartheta. \quad (1.10)$$

Подстановка полученного результата в (1.8) дает $e_A = (\pi/6)WB_m l v \cos \vartheta$. Выразив линейную скорость v через угловую ($d\vartheta/dt$): $v = R(d\vartheta/dt)$, получим

$$e_A = \frac{6}{\pi} w B_m l R \frac{d\vartheta}{dt} \cos \vartheta = C_e \frac{d\vartheta}{dt} \cos \vartheta, \quad (1.11)$$

где $C_e = \frac{6}{\pi} w B_m l R = \frac{2}{3} C_m$ – электрическая постоянная машины.

С учетом пространственного сдвига фазных обмоток статора СД имеем значения ЭДС фазных обмоток B и C :

$$e_B = \frac{d\vartheta}{dt} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad e_C = \frac{d\vartheta}{dt} \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (1.12)$$

Для определения направления e_A рассмотрим рис. 1.7 при $\vartheta = 0$. При вращении ротора в сторону

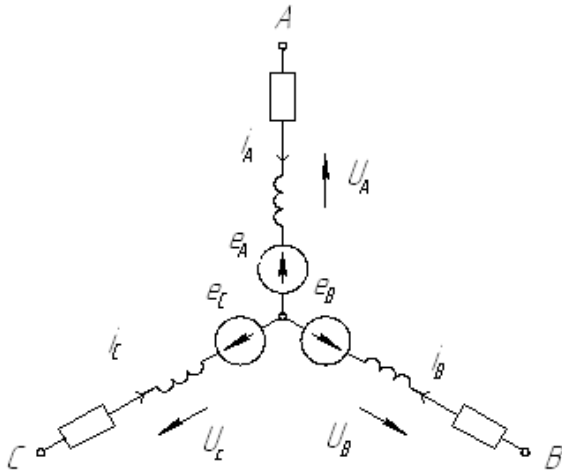


Рис. 1.7. Фазовые обмотки статора СД

вращения поля статора, т.е. по часовой стрелке, проводники ротора вращаются относительно поля ротора в противоположную сторону, т.е. против часовой стрелки. Согласно правилу правой руки, e_A направлена в сторону, противоположную указанному на рис. 1.7 направлению тока фазы A , совпадающему с выбранным положительным направлением тока в этой фазе статорной обмотки СД. По симметрии направим ЭДС остальных фаз e_B и e_C противоположно соответствующим фазным токам i_B и i_C .

Учитывая симметрию фазовых обмоток и угол сдвига между их осями $2\pi/3$, можно считать взаимоиндуктивности одинаковыми и равными – M .

Уравнения электрического равновесия для фазовых обмоток статора СД (см. рис. 1.7):

$$\begin{aligned} r \cdot i_A + L \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_C}{dt} &= u_A - e_A, \\ r \cdot i_B + L \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_C}{dt} &= u_B - e_B, \\ r \cdot i_C + L \frac{di_C}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_A}{dt} &= u_C - e_C, \end{aligned} \quad (1.13)$$

где r – активное сопротивление фазы статора, L – индуктивность фазы статора, u_A, u_B, u_C – фазные напряжения.

Установившийся режим работы синхронного двигателя. Положим электромагнитный момент СД $M_{эм}$ равным постоянному моменту нагрузки M_H :

$$M_m \sin(\varphi(t) - \vartheta(t)) = M_H = \text{const}, \quad \varphi(t) = \omega t, \quad (1.14)$$

а фазные токи – определенными формулами (1.1). Из (1.14)

$$\vartheta(t) = \omega t - \vartheta_0, \quad (1.15)$$

где $\vartheta_0 = \arcsin(M_n / M_m)$, $-\pi/2 < \vartheta_0 < \pi/2$.

Учитывая, что в (1.11), (1.12) угол поворота ротора отсчитывается от плоскости обмотки фазы A , а в (1.15) – от оси этой обмотки, подстановкой в эти выражения $\vartheta + \pi/2$ вместо ϑ , а также $\frac{d\vartheta}{dt} = \omega_p$, где ω_p – скорость вращения ротора, равная в установившемся режиме скорости вращения поля статора ω ($\omega_p = \omega$), получаем значения ЭДС в обмотках СД:

$$e_A = -C_e \omega_p \sin \vartheta, \quad e_B = -C_e \omega_p \sin[\vartheta - (2\pi/3)], \quad e_C = -C_e \omega_p \sin[\vartheta - (4\pi/3)]. \quad (1.16)$$

Подставив выражения (1.1), (1.15) и (1.16) в систему уравнений (1.13), находим фазовые напряжения:

$$\begin{cases} u_A = -\omega(L+M)I_m \sin \omega t + rI_m \cos \omega t - E_m \sin(\omega t - \vartheta_0), \\ u_B = -\omega(L+M)I_m \sin[\omega t - (2\pi/3)] + rI_m \cos[\omega t - (2\pi/3)] - E_m \sin[\omega t - (2\pi/3) - \vartheta_0], \\ u_C = -\omega(L+M)I_m \sin[\omega t - (4\pi/3)] + rI_m \cos[\omega t - (4\pi/3)] - E_m \sin[\omega t - (4\pi/3) - \vartheta_0], \end{cases} \quad (1.17)$$

где $E_m = C_e \omega$ – амплитуда ЭДС вращения.

Переписав первое из уравнений (1.17) с помощью элементарных тригонометрических преобразований:

$$u_A = \omega(L+M)I_m \cos[\omega t + (\pi/2)] + rI_m \cos \omega t + E_m \cos[\omega t - \vartheta_0 + (\pi/2)], \quad (1.18)$$

легко построить векторную диаграмму для фазового напряжения, представленную на рис. 1.8. Из выражения (1.18) и рис. 1.8 следует, что фаза ЭДС вращения относительно фазового тока равна $\pi/2 - \vartheta_0$, где ϑ_0 – угол отставания ротора от вращающегося поля статора. Следовательно, на векторной диаграмме положение вектора E_m определяет угол ϑ_0 , отсчитываемый от направления, перпендикулярного вектору тока I_m , по часовой стрелке.

Из рис. 1.8 очевидно, что уменьшение отставания поля ротора от поля статора ϑ_0 , необходимое при неизменных фазовых токах в случае уменьшения момента нагрузки M_n , требует увеличения фазных напряжений. Поэтому рациональнее уменьшать фазные токи при сохранении ϑ_0 близким к $\pi/2$. Это обеспечит меньшие фазные напряжения и меньший сдвиг по фазе между током и напряжением и, следовательно, высокий коэффициент мощности $\cos \varphi$.

Для проверки баланса мощностей умножим фазовое напряжение $u_A(\omega t)$ на ток $i_A(\omega t)$ и вычислим среднюю мощность фазы A :

$$\begin{aligned} P_A &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_A(\omega t) i_A(\omega t) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi [-\omega(L+M)I_m^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t) + I_m^2 r \cos^2(\omega t) - E_m I_m \sin(\omega t - \vartheta_0) \cos \omega t] d\omega t = \\ &= \frac{1}{2} (I_m^2 r + E_m I_m \sin \vartheta_0). \end{aligned}$$

Суммируя мощности трех фаз, получаем потребляемую СД электрическую мощность:

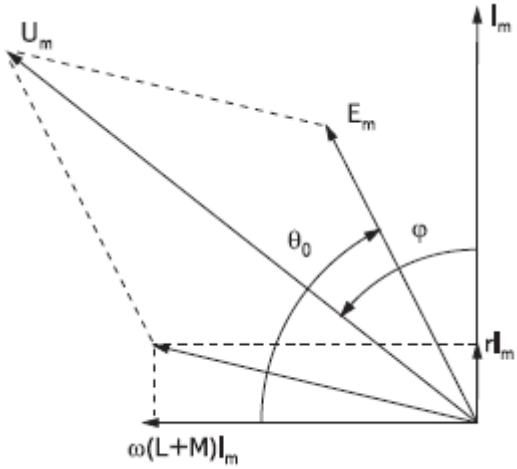


Рис. 1.8. Векторная диаграмма фазового напряжения

$$P_{\vartheta} = 3P_A = 3I^2 r + (3/2)E_m I_m \sin \vartheta_0, \quad (1.19)$$

где $I = I_m / \sqrt{2}$ – действующее значение тока.

Отдаваемая механическая мощность (мощность на валу двигателя) P_m с учетом формул (1.4), (1.11), (1.14), (1.15):

$$\begin{aligned} P_m &= M_H \omega = M_m \omega \sin \vartheta_0 = \frac{9}{\pi} B_m \cdot I_m \cdot w R l \omega \sin \vartheta_0 = \\ &= \frac{3}{2} \frac{6}{\pi} w B_m R l I_m \omega \sin \vartheta_0 = \frac{3}{2} E_m I_m \sin \vartheta_0. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Из сравнения (1.19) и (1.20) следует, что потребляемая СД электрическая мощность превышает отдаваемую механическую мощность на величину потерь в активном сопротивлении обмотки статора. Это при принятых допущениях соответствует закону сохранения энергии.

Дифференциальные уравнения синхронного двигателя, управляемого от источника напряжения. При управлении от источника напряжения даже при наличии контуров регулирования фазных токов в переходных режимах условие (1.1) может не выполняться, что следует учитывать.

Положим известными мгновенные значения токов в фазах обмотки статора: i_A , i_B , i_C и угол сдвига оси поля ротора относительно плоскости обмотки фазы A статора ϑ , отсчитываемый в направлении вращения поля статора.

Подставив в (1.3) значения плотностей тока в секторах фаз (1.2):

$$\frac{di_A}{d\alpha} = \frac{3i_A w}{\pi}, \quad \frac{di_B}{d\alpha} = \frac{3i_B w}{\pi}, \quad \frac{di_C}{d\alpha} = \frac{3i_C w}{\pi},$$

с учетом закона изменения магнитной индукции в зазоре (1.7) (рис. 1.9): $B(\alpha) = B_m \cos(\alpha - \vartheta)$, получим

$$\begin{aligned} M_{эм} &= 2RlB_m \frac{3w}{\pi} \left\{ -i_B \int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha + i_A \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha - i_C \int_{\pi/6}^{\pi/2} \cos(\alpha - \vartheta) d\alpha \right\} = \\ &= \frac{\pi}{6} Rl w B_m \times \left\{ -i_B \left[-\sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2}\right) \right] + i_A \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta\right) + \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right) \right] - \right. \\ &\quad \left. - i_C \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \right] \right\} = \frac{6}{\pi} Rl w B_m \left[-i_B \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{3}\right) + i_A \cos \vartheta - i_C \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) \right] = \\ &= C_e \left[-i_B \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{3}\right) + i_A \cos \vartheta - i_C \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) \right]. \end{aligned} \quad (1.21)$$

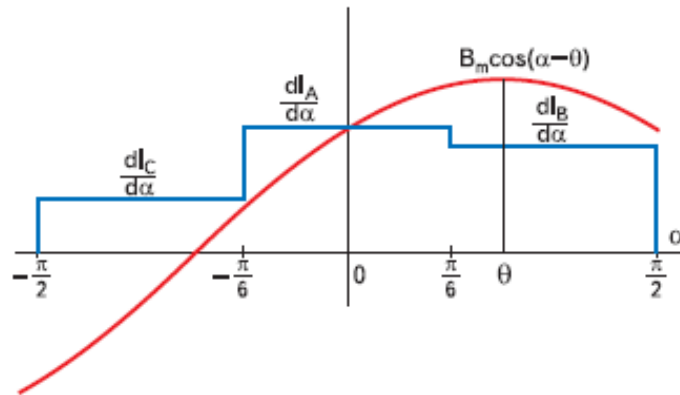


Рис. 1.9. Изменение плотности тока статора

Можно получить выражение для $M_{эм}$ в другом виде, используя формулу (1.6). Для этого представим мгновенные значения токов фаз СД в виде (1.7):

$$\begin{aligned}i_A &= I_m \cos \varphi, \\i_B &= I_m \cos[\varphi - (2\pi/3)], \\i_C &= I_m \cos[\varphi - (4\pi/3)].\end{aligned}$$

Очевидно, система уравнений не противоречит первому уравнению Кирхгофа для статорных обмоток СД, соединенных звездой (см. рис. 1.7):

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (1.22)$$

Представив второе уравнение системы (1.5):

$$i_B = -\frac{1}{2}I_m \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2}I_m \sin \varphi = -\frac{1}{2}i_A + \frac{\sqrt{3}}{2}I_m \sin \varphi$$

и решив его совместно с первым, получим

$$\begin{aligned}I_m &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{i_A^2 + i_A i_B + i_B^2}, \quad \varphi = \begin{cases} \bar{\varphi}, i_A > 0, i_A + 2i_B \neq 0, \\ \bar{\varphi} - \pi, i_A < 0, i_A + 2i_B \neq 0, \end{cases} \\ \varphi &= \begin{cases} \frac{\pi}{2}, i_A = 0, i_B = 0, \\ -\frac{\pi}{2}, i_A = 0, i_B < 0, \end{cases} \quad \bar{\varphi} = \arctg \frac{i_A + 2i_B}{\sqrt{3}i_A},\end{aligned} \quad (1.23)$$

где $-\frac{\pi}{2} \leq \bar{\varphi} \leq \frac{\pi}{2}$ – главное значение угла.

Из этих формул следует, что любые токи статора СД, удовлетворяющие условию (1.22), можно рассматривать как мгновенные значения трехфазной системы токов (1.5), амплитуды и текущая фаза которых определяются формулой (1.23). Подставляя I_m и φ в (1.6), получаем мгновенное значение $M_{эм}$.

Воспользовавшись дифференциальными уравнениями непрерывной модели автономного инвертора, работающего на статорную обмотку СД, и используя уравнения электромагнитного момента (1.21) и ЭДС вращения (1.11), (1.12), получим систему дифференциальных уравнений электрического и механического равновесия:

$$\begin{aligned}L_\Sigma \frac{di_A}{dt} + ri_A &= \frac{E}{6} \left[2 \text{sat} \frac{K_p(I_{3A} - i_A)}{\delta_m} - \text{sat} \frac{K_p(I_{3B} - i_B)}{\delta_m} - \text{sat} \frac{K_p(I_{3C} - i_C)}{\delta_m} \right] + Ce \frac{d\vartheta}{dt} \sin \vartheta, \\L_\Sigma \frac{di_B}{dt} + ri_B &= \frac{E}{6} \left[-\text{sat} \frac{K_p(I_{3A} - i_A)}{\delta_m} + 2 \text{sat} \frac{K_p(I_{3B} - i_B)}{\delta_m} - \text{sat} \frac{K_p(I_{3C} - i_C)}{\delta_m} \right] + Ce \frac{d\vartheta}{dt} \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}), \\L_\Sigma \frac{di_C}{dt} + ri_C &= \frac{E}{6} \left[-\text{sat} \frac{K_p(I_{3A} - i_A)}{\delta_m} - \text{sat} \frac{K_p(I_{3B} - i_B)}{\delta_m} + 2 \text{sat} \frac{K_p(I_{3C} - i_C)}{\delta_m} \right] + Ce \frac{d\vartheta}{dt} \sin(\vartheta - \frac{4\pi}{3}), \\J \frac{d^2\vartheta}{dt^2} &= Ce(-i_A \sin \vartheta + i_B \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) + i_C \sin(\vartheta - \frac{\pi}{3})) - M_n,\end{aligned} \quad (1.24)$$

где $L_\Sigma = L + M$, I_{3j} – заданные значения токов в фазах ($j = A, B, C$); K_p – коэффициент усиления пропорциональных регуляторов фазных токов; L – индуктивность; M – модуль взаимной индуктивности и r – активное сопротивление фазных обмоток статора; E – напряжение питания инвертора; δ_m – граница линейной зоны широтно-импульсных модуляторов (ШИМ), управляющих ключами инвертора; $\text{sat}(x)$ – функция насыщения; J – приведенный к ротору СД суммарный момент инерции двигателя и его нагрузки; M_n – момент нагрузки, в общем случае зависящий от угла поворота ротора СД ϑ и его скорости $d\vartheta/dt$, ϑ отсчитывается от оси обмотки фазы A до оси полюса S ротора.

В линейной зоне ШИМ система уравнений электрического равновесия допускает декомпозицию и полная система (1.23) имеет вид

$$\begin{aligned}
(L+M) \frac{di_A}{dt} + (r + \frac{K_p E}{2\delta_m}) i_A &= \frac{K_p E}{2\delta_m} I_{3A} + C_e \frac{d\vartheta}{dt} \sin \vartheta, \\
(L+M) \frac{di_B}{dt} + (r + \frac{K_p E}{2\delta_m}) i_B &= \frac{K_p E}{2\delta_m} I_{3B} + C_e \frac{d\vartheta}{dt} \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}), \\
(L+M) \frac{di_C}{dt} + (r + \frac{K_p E}{2\delta_m}) i_C &= \frac{K_p E}{2\delta_m} I_{3C} + C_e \frac{d\vartheta}{dt} \sin(\vartheta - \frac{4\pi}{3}), \\
J \frac{d^2\vartheta}{dt^2} &= C_e (-i_A \sin \vartheta + i_B \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) + i_C \sin(\vartheta - \frac{\pi}{3})) - M_n.
\end{aligned} \tag{1.25}$$

Уравнения (1.24) и (1.25) получены в предположении одной пары полюсов у СД ($2p=2$). При большем числе пар угол ϑ измеряется в электрических радианах: $\vartheta_{эл} = p\vartheta$. В этом случае можно сохранить уравнения неизменными, полагая в них ϑ измеряемым в электрических радианах, но несколько изменив значения коэффициентов в дифференциальных уравнениях. Коэффициент C_e в первых трех уравнениях следует разделить на число пар полюсов p , а суммарный момент инерции J в последнем уравнении разделить на p , оставив без изменения C_e в его правой части.

Определить параметры СД с постоянными магнитами экспериментально технически проще в генераторном режиме, особенно при значительной его мощности. Это позволяет обойтись без мощного источника переменного напряжения регулируемой частоты и напряжения, а также снимает проблему нагрузки двигателя. Из опыта холостого хода легко определить значение C_e , а из опыта короткого замыкания – значение L_Σ . Величину активного сопротивления фазной обмотки статора r можно измерить непосредственно, например методом амперметра и вольтметра.

Математическая модель синхронного двигателя в неподвижной системе координат α, β . При построении математической модели синхронной машины с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре с возбуждением от постоянных магнитов примем следующие допущения:

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

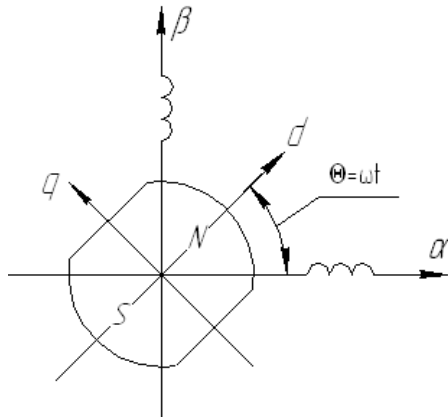


Рис. 1.10. Синхронная машина в неподвижной системе координат

Синхронная машина с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре с возбуждением от постоянных магнитов в неподвижной системе координат показана на рис. 1.10. Она содержит две обмотки на статоре, обозначенные α, β , и явнополюсный ротор в виде постоянного магнита, поле которого направлено по оси d .

Уравнения равновесия ЭДС в обмотках статора и моментов на валу:

$$U_\alpha = R \cdot i_\alpha + \frac{d\Psi_\alpha}{dt}, \quad U_\beta = R \cdot i_\beta + \frac{d\Psi_\beta}{dt}, \quad J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_n, \tag{1.26}$$

где $U_\alpha, U_\beta, i_\alpha, i_\beta$ – проекции мгновенных значений напряжений и токов статора на оси α и β , R – сопротивление статорной обмотки, $\omega_m, M, M_n, \Theta_n$ – механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки и механический угол поворота вала, J – момент инерции ротора.

В (1.26) потокосцепления Ψ_α и Ψ_β по неподвижным осям α, β :

$$\begin{aligned}
\Psi_\alpha &= L_\alpha \cdot i_\alpha + L_{\alpha\beta} \cdot i_\beta + \Psi_{0\alpha} = L_\alpha \cdot i_\alpha + L_{\alpha\beta} \cdot i_\beta + \Phi_0 \cdot \cos \Theta, \\
\Psi_\beta &= L_\beta \cdot i_\beta + L_{\alpha\beta} \cdot i_\alpha + \Psi_{0\beta} = L_\beta \cdot i_\beta + L_{\alpha\beta} \cdot i_\alpha + \Phi_0 \cdot \sin \Theta,
\end{aligned} \tag{1.27}$$

где Φ_0 – магнитный поток в воздушном зазоре между ротором и статором, создаваемый постоянным магнитом ротора на пару полюсов.

Если пренебречь насыщением стали, то собственные индуктивности L_α , L_β и взаимные индуктивности $L_{\alpha\beta}$ и $L_{\beta\alpha}$ равны:

$$\begin{aligned} L_\alpha &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos 2\Theta, \\ L_\beta &= \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos 2\Theta, \\ L_{\alpha\beta} &= \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \sin 2\Theta, \\ L_{\beta\alpha} &= \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos 2\Theta, \end{aligned} \quad (1.28)$$

где L_d , L_q – индуктивность обмотки статора по продольной и поперечной осям d и q , Θ – угол поворота ротора относительно статора.

С учётом (1.26)-(1.28) полное описание синхронной машины с постоянными магнитами в неподвижной системе координат приведено в системе уравнений

$$\begin{aligned} U_\alpha &= Ri_\alpha - (L_d - L_q)i_\alpha \omega \sin 2\Theta + \left(\frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos 2\Theta \right) \frac{di_\alpha}{dt} + \\ &+ (L_d - L_q)i_\beta \omega \cos 2\Theta + \frac{1}{2}(L_d - L_q) \sin 2\Theta \frac{di_\beta}{dt} - \Phi_0 \cdot \omega \cdot \sin \Theta, \\ U_\beta &= Ri_\beta - (L_d - L_q)i_\alpha \omega \cos 2\Theta + \left(\frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\Theta \right) \frac{di_\alpha}{dt} + \\ &+ (L_d - L_q)i_\beta \omega \sin 2\Theta + \frac{1}{2}(L_d - L_q) \sin 2\Theta \frac{di_\alpha}{dt} - \Phi_0 \omega \cos \Theta, \\ M &= p \frac{m}{2} \left(\frac{(L_d - L_q)}{2} \sin 2\Theta (i_\beta^2 - i_\alpha^2) + (L_d - L_q) \cos 2\Theta i_\alpha i_\beta + \Phi_0 i_\beta \cos \Theta - \Phi_0 i_\alpha \sin \Theta \right), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_n, \\ \frac{d\Theta_m}{dt} &= \omega_m, \quad \omega = p \cdot \omega_m, \quad \Theta = p \cdot \Theta_m, \end{aligned} \quad (1.29)$$

где p – число пар полюсов, m – число фаз в машине.

Уравнения (1.29) описывают синхронную машину с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре с возбуждением от постоянных магнитов. Для того чтобы из этих уравнений получить уравнения вентильного двигателя, необходимо связать напряжения на статоре СД с углом поворота ротора, который определяется сигналом с датчика положения ротора.

В этом случае напряжения U_α , U_β должны зависеть от начальной установки датчика положения ротора и от угла поворота ротора:

$$U_\alpha = U_1 \cdot \cos(\Theta + \Theta_0), \quad U_\beta = U_1 \cdot \sin(\Theta + \Theta_0), \quad (1.30)$$

где U_1 – амплитуда первой гармоники напряжения на выходе инвертора. В реверсивных системах датчик положения ротора выставляется так, чтобы $\Theta_0 = 90^\circ$.

В качестве примера приведем структурную модель синхронного двигателя LA052-080E3NL1 (рис. 1.11) в неподвижной системе координат, собранную в среде MatlabSimulink (рис. 1.12).



Рис. 1.11. Синхронный двигатель LA052-080E3NL1

Технические характеристики двигателя LA052-080E3NL1

Номинальная мощность, Вт.....	80
Номинальное напряжение постоянного тока, В.....	24
Номинальная скорость, об/мин.....	3000
Номинальный вращающий момент, Н · м.....	0,255
Номинальный ток, А.....	4,6
Моментная постоянная, Н · м/А.....	0,059
Конструктивная постоянная, В · с/рад.....	0,059
Сопротивление фазы, Ом.....	0,6
Индуктивность фазы, мГн.....	1,4
Инерция ротора, г · см ²	117
Момент трения, Н · м.....	0,02
Максимальный мгновенный момент, Н · м.....	0,765
Максимальная скорость, об/мин.....	5000
Механическая постоянная времени, мс	2,0
Электрическая постоянная времени, мс.....	2,3
Число пар полюсов, p	2
Масса, кг.....	0,6

Параметры двигателя, пересчитанные в d, q системе:

$$L_d = \frac{2}{3}L = \frac{2 \cdot 0,0014}{3} = 0,00093 \text{ Гн};$$

$$L_q = 0,8 \cdot L_d = 0,8 \cdot 0,00093 = 0,000747 \text{ Гн};$$

$$\Phi_0 = \frac{C_E}{p} = \frac{0,059}{2} = 0,0295 \text{ Вб}.$$

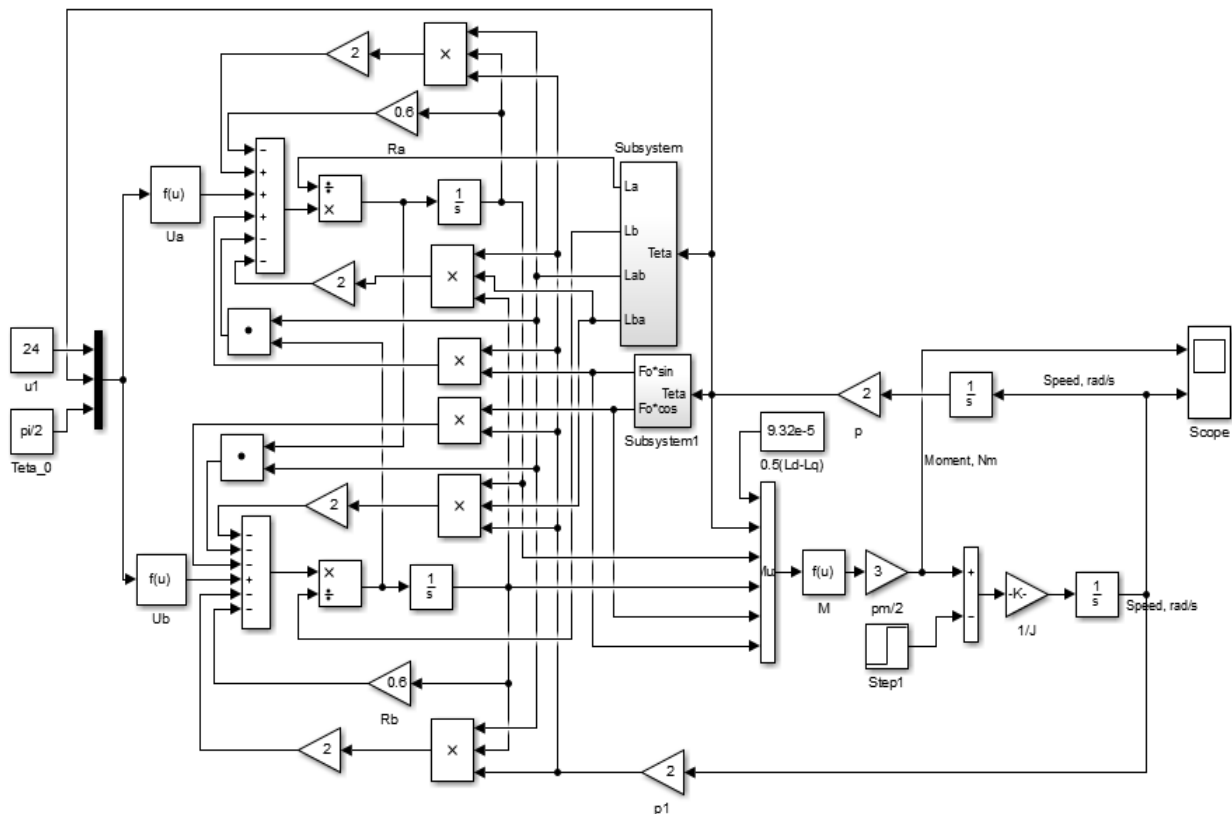


Рис. 1.12. Структурная модель СД в неподвижной системе координат

Напряжения U_α , U_β :

$$U_\alpha = U_1 K_{\text{сн}} \cdot \cos(\Theta + \Theta_0) = U_1 \cdot \cos(\Theta + \Theta_0),$$

$$U_\beta = U_1 K_{\text{сн}} \cdot \sin(\Theta + \Theta_0) = U_1 \cdot \sin(\Theta + \Theta_0),$$

где $K_{\text{сн}}$ – коэффициент усиления силового полупроводникового преобразователя (автономного инвертора).

Модели блоков Subsystem и Subsystem1 представлены на рис. 1.13, а б соответственно, графики переходных процессов электромагнитного момента и скорости двигателя – на рис. 1.14.

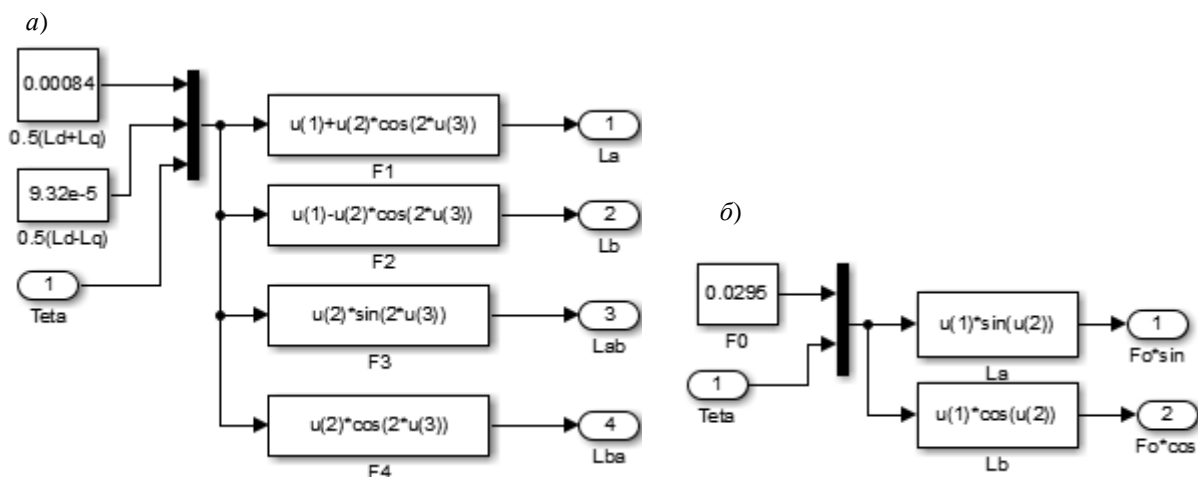


Рис. 1.13. Модели блоков Subsystem (а) и Subsystem1 (б)

В блоке *Fcn* (M) реализовано уравнение 3 системы (1.29).

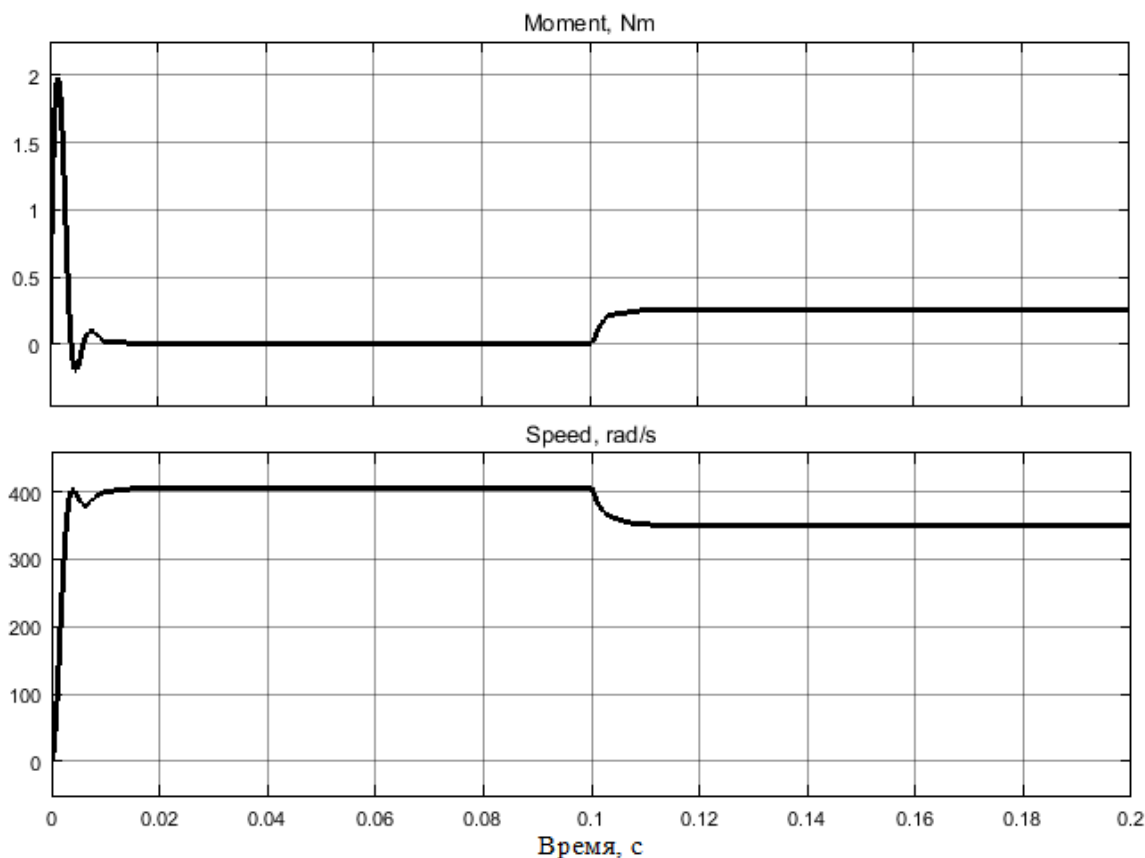


Рис. 1.14. Результаты моделирования работы СД в неподвижной системе координат α - β

В режиме холостого хода (без внешней нагрузки) при напряжении питания 24 В двигатель выходит на скорость 407 рад/с, что соответствует 3820 об/мин. При приложении момента нагрузки, равного номинальному моменту двигателя 0,255 Н·м, в момент времени 0,1 с двигатель замедляется до номинальной скорости 350 рад/с, что соответствует 3340 об/мин.

Математическое описание СД в неподвижной системе координат достаточно сложное, его приходится применять при импульсном управлении СД, когда нельзя использовать уравнения (1.30) для напряжения на фазовых обмотках двигателя.

Модель синхронного двигателя во вращающейся системе координат d и q . Другой вариант математического описания электромагнитных процессов в СД заключается в использовании вращающейся системы координат d - q , жёстко связанной с ротором двигателя. При этом ось d совмещается с направлением магнитного поля ротора (рис. 1.15).

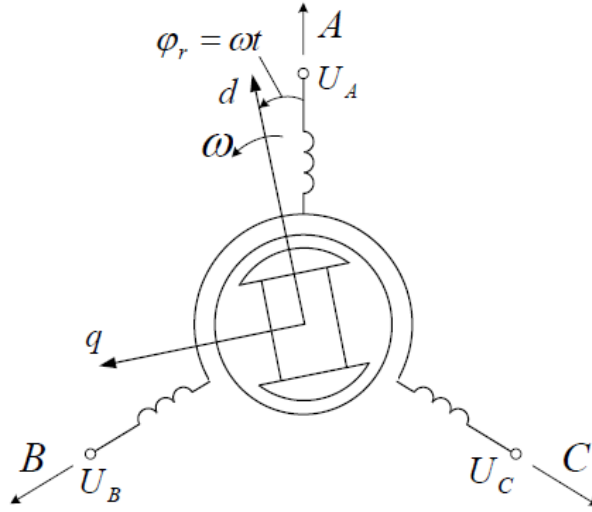


Рис. 1.15. Синхронный двигатель во вращающейся системе координат

Для исследования статических характеристик двигателя найдём аналитические выражения для механических и электромагнитных характеристик из системы описывающих его дифференциальных уравнений.

В этом случае уравнения, которыми описываются электромагнитные и электромеханические процессы в синхронном двигателе в установившемся режиме, имеют вид

$$\begin{aligned}
 U_d &= RI_d - \omega L_q I_q, \\
 U_q &= RI_q + \omega L_d I_d + C_E \omega_m, \\
 M_e &= C_M I_q + p \frac{m}{2} (L_d - L_q) I_d I_q, \\
 M_e &= M_H, \\
 I &= \sqrt{I_d^2 + I_q^2}, \\
 \omega &= \omega_m p,
 \end{aligned} \tag{1.31}$$

где U_d , U_q , I_d , I_q – проекции напряжения и тока статора на оси d и q соответственно; C_E , C_M – конструктивные постоянные двигателя; L_d , L_q – индуктивность обмотки статора по продольной и поперечной осям; R – сопротивление статорной обмотки; ω , ω_m , M_e , M_H – электрическая скорость, механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки; p – число пар полюсов статора; m – число фаз обмотки статора.

Напряжения U_d , U_q зависят от начальной установки датчика положения ротора и определяются как

$$U_d = U_1 \cos \theta_0, \quad U_q = U_1 \sin \theta_0, \tag{1.32}$$

где U_1 – амплитуда непрерывной составляющей (первой гармоники) переменного фазного напряжения, которое может быть сформировано на выходе силового полупроводникового преобразователя (СПП). При работе ключей СПП в режиме синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) амплитуда непрерывной составляющей фазного напряжения на выходе равна: $U_1 = (m/2)U_d$, где m – коэффициент модуляции ШИМ. В реверсивных системах датчик положения ротора выставляется так, чтобы $\theta_0 = 90^\circ$, тогда $U_d = 0$, $U_q = U_1$.

Модель СД, составленная по системе уравнений (1.31) с учётом (1.32), собранная в среде Matlab Simulink, представлена на рис. 1.16, результаты моделирования – на рис. 1.17.

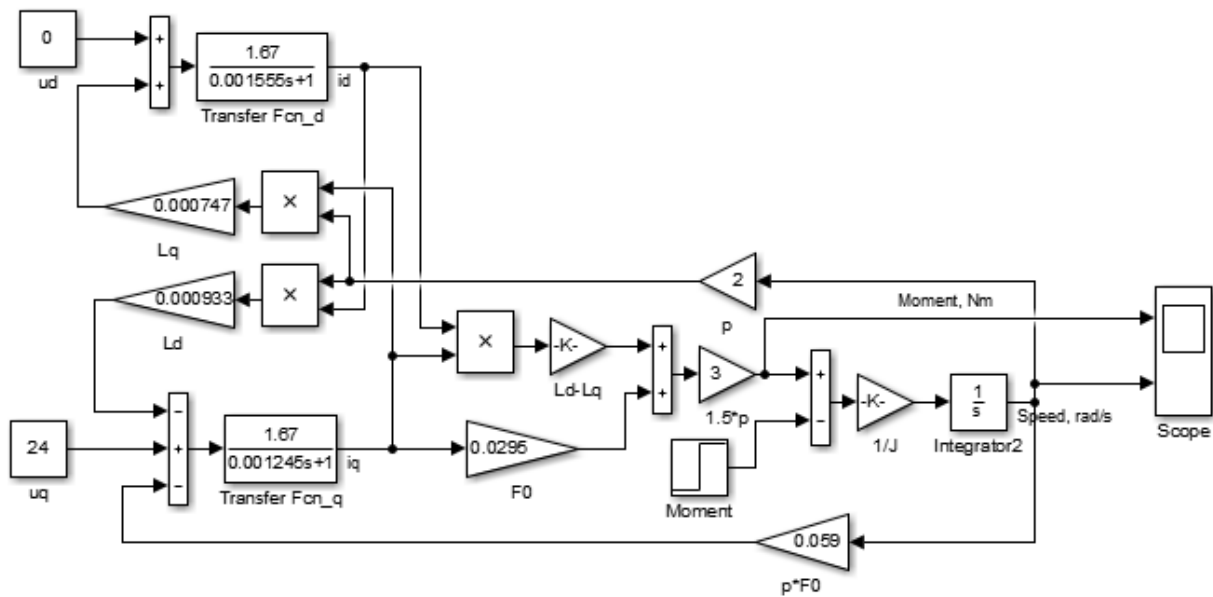


Рис. 1.16. Модель СД во вращающейся системе координат

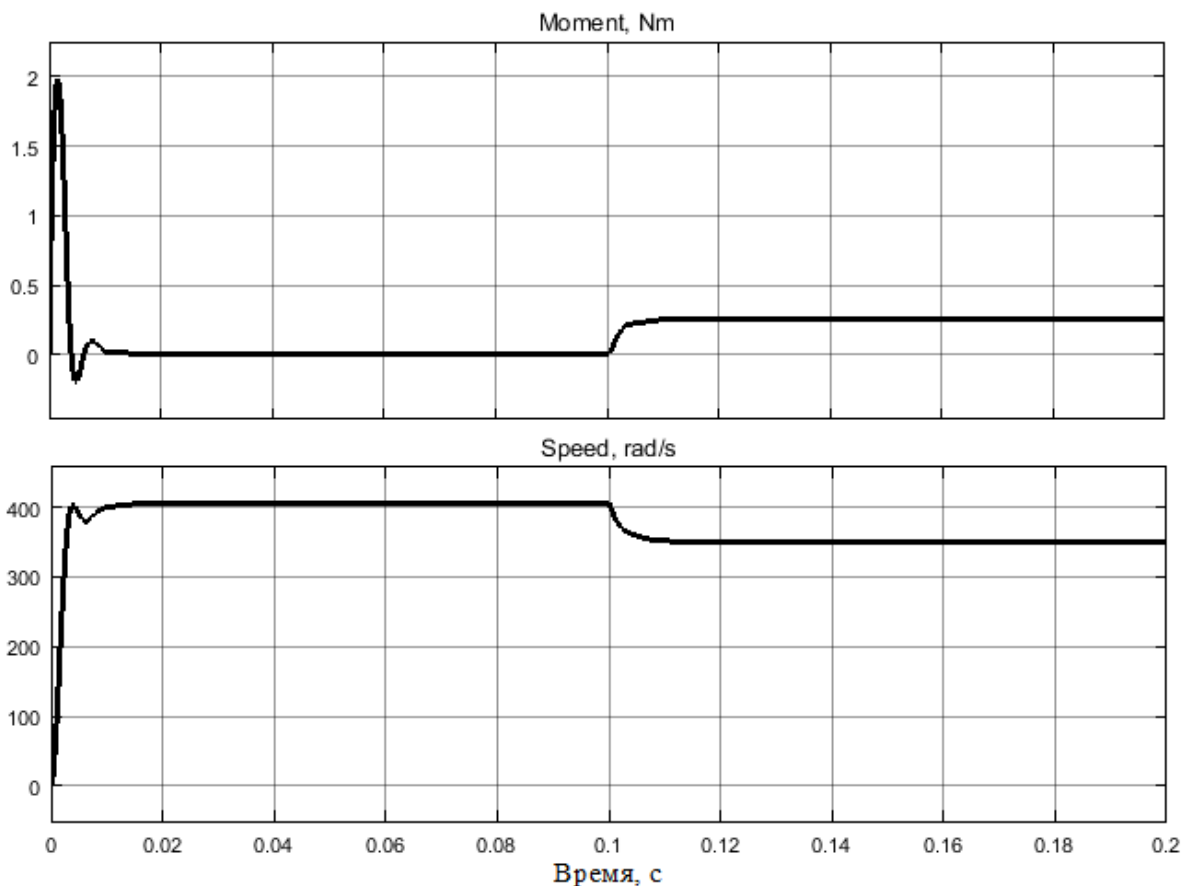


Рис. 1.17. Результаты моделирования работы СД в подвижной системе координат $d-q$

Таким образом, можем заключить, что поведение СД в модели, составленной по уравнениям в неподвижной системе координат, полностью повторяется моделью СД, составленной по уравнениям во вращающейся системе координат. При этом сама модель во вращающейся системе координат существенно проще модели на рис. 1.12.

Рассмотрим статические и энергетические характеристики СД, для этого выведем уравнения для момента M , тока I и мощности P из (1.31) с учётом (1.32). В установившемся режиме момент и ток потребления двигателя:

$$M = C_M \cdot \frac{R \cdot (U_1 - C_e \omega_m)}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} + \frac{m}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{\omega R L_q \cdot (U_1 - C_e \omega_m)^2}{(R^2 + \omega^2 L_d L_q)^2},$$

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \frac{U_1 - C_e \omega_m}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \cdot \sqrt{R^2 + \omega^2 L_d L_q}.$$

Механическая и электромагнитные характеристики приведены на рис. 1.18 и 1.19 соответственно.

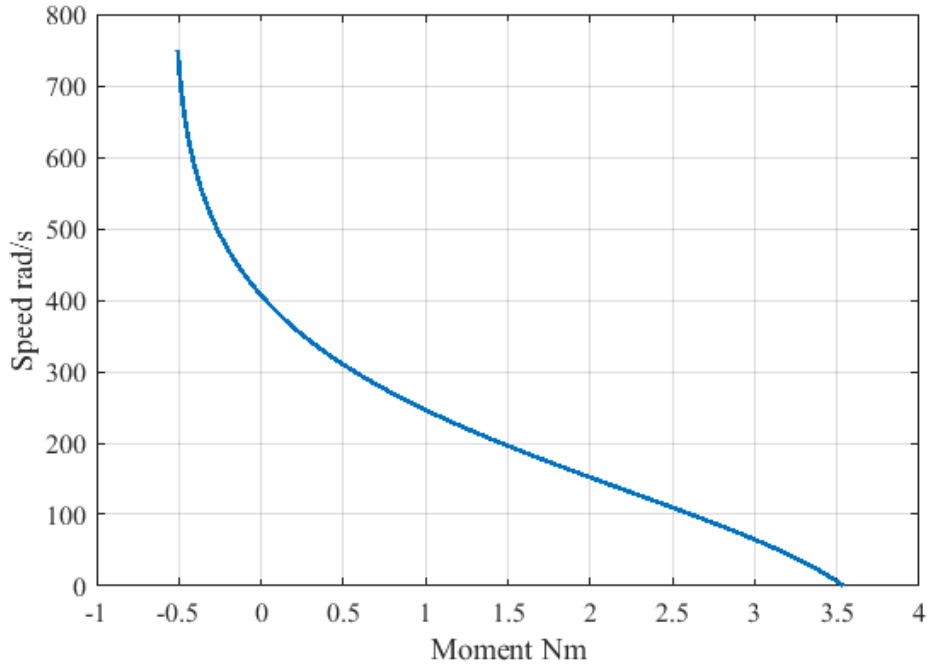


Рис. 1.18. Механическая характеристика СД

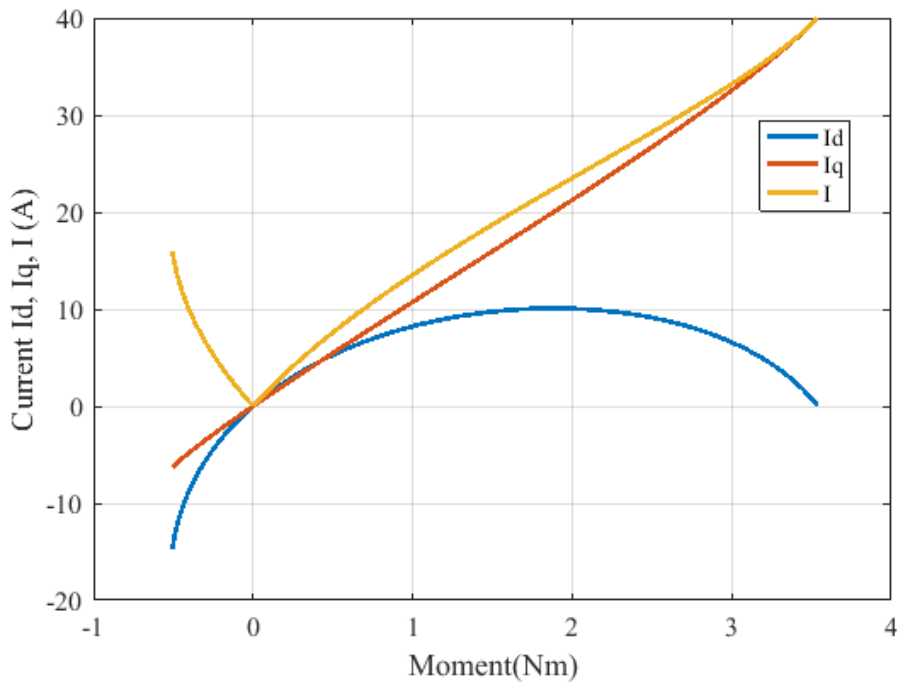


Рис. 1.19. Электромагнитные характеристики СД

Токи продольной и поперечной составляющих в установившемся режиме:

$$I_d = \frac{\omega L_q (U_1 - C_e \omega_m)}{R^2 + \omega^2 L_d L_q}, \quad I_q = \frac{R(U_1 - C_e \omega_m)}{R^2 + \omega^2 L_d L_q}.$$

Скорость холостого хода двигателя определяется из второго уравнения (1.31): $\omega_{m0} = \frac{U_1}{C_e + p L_d I_d}$.

Если $\omega_m < \omega_{m0}$, то это двигательный режим работы двигателя, если $\omega_m > \omega_{m0}$ – генераторный режим.

Активная и реактивная мощности, потребляемые двигателем:

$$P = \frac{3}{2} (U_q i_q + U_d i_d) = \frac{3 U_q R \cdot (U_1 - C_e \omega_m)}{2 (R^2 + \omega^2 L_d L_q)},$$

$$Q = \frac{3}{2} (U_q i_d - U_d i_q) = \frac{3 U_q \omega L_q \cdot (U_1 - C_e \omega_m)}{2 (R^2 + \omega^2 L_d L_q)}.$$

Энергетические характеристики (активная P , реактивная Q и полная S ($S = \sqrt{P^2 + Q^2}$) мощности) коэффициент полезного действия СД приведены на рис. 1.20 и 1.21, текст программы для построения статических характеристик СД в среде Matlab – в приложении 1.

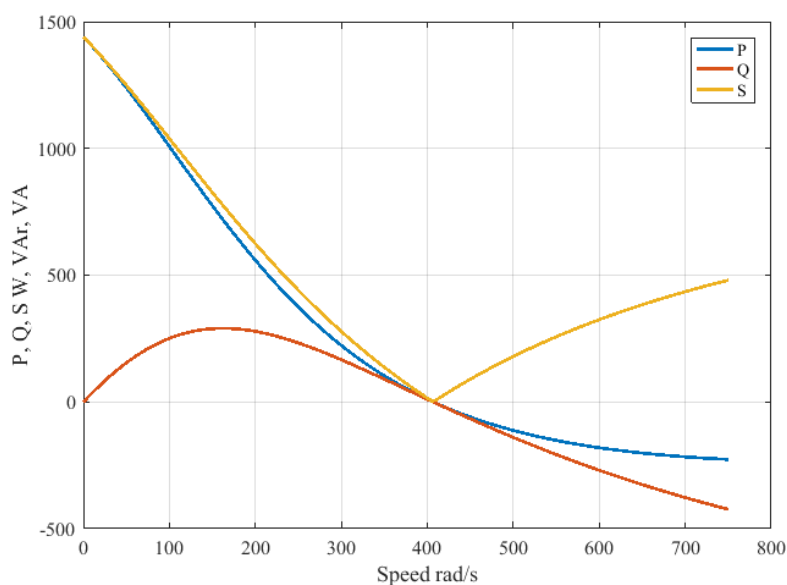


Рис. 1.20. Энергетические характеристики

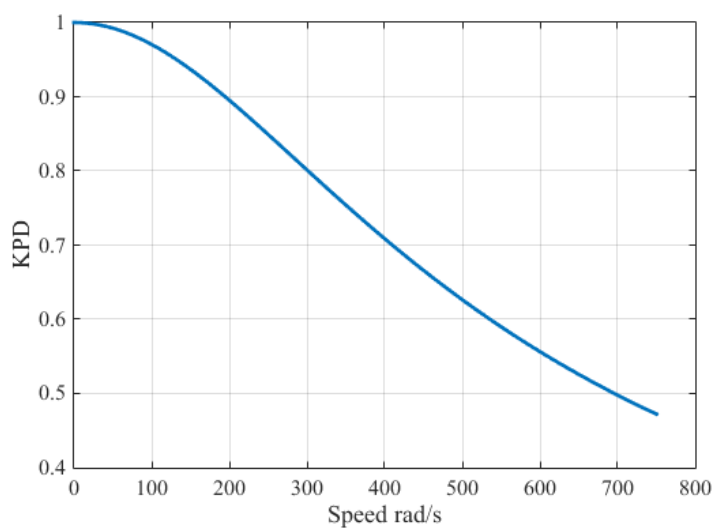


Рис. 1.21. Коэффициент полезного действия

Анализ полученных характеристик показывает, что СД является нелинейным элементом системы, в которой он выступает в качестве объекта управления. Нелинейное поведение СД обусловливается наличием перекрёстных обратных связей, что отчётливо видно на рис. 1.17. Наличие перекрёстных связей приводит к возрастанию реактивной составляющей тока I_d и, как следствие, реактивной составляющей мощности, с увеличением скорости. Рост реактивной составляющей тока приводит к росту потребляемого двигателем тока I и мощности S без увеличения развиваемого двигателем момента. Указанную особенность СД необходимо учитывать при построении системы управления.

2. БЕСКОЛЛЕКТОРНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. Принцип действия БДПТ

Бесколлекторные двигатели постоянного тока (БДПТ) обладают возможностью широко и плавно регулировать скорость вращения. Принцип действия бесконтактного двигателя рассмотрим на примере упрощенной схемы (рис. 2.1). В ее состав входят двигатель с тремя обмотками на статоре, сдвинутыми в пространстве на 120° и соединенными в звезду, датчик положения ротора (ДПР) с одним сигнальным элементом (СЭ) и тремя чувствительными элементами (ЧЭ), число которых равно числу обмоток статора, коммутатор, выполненный на трех транзисторах, работающих в ключевом режиме, т.е. в режиме «закрыт» или «открыт».

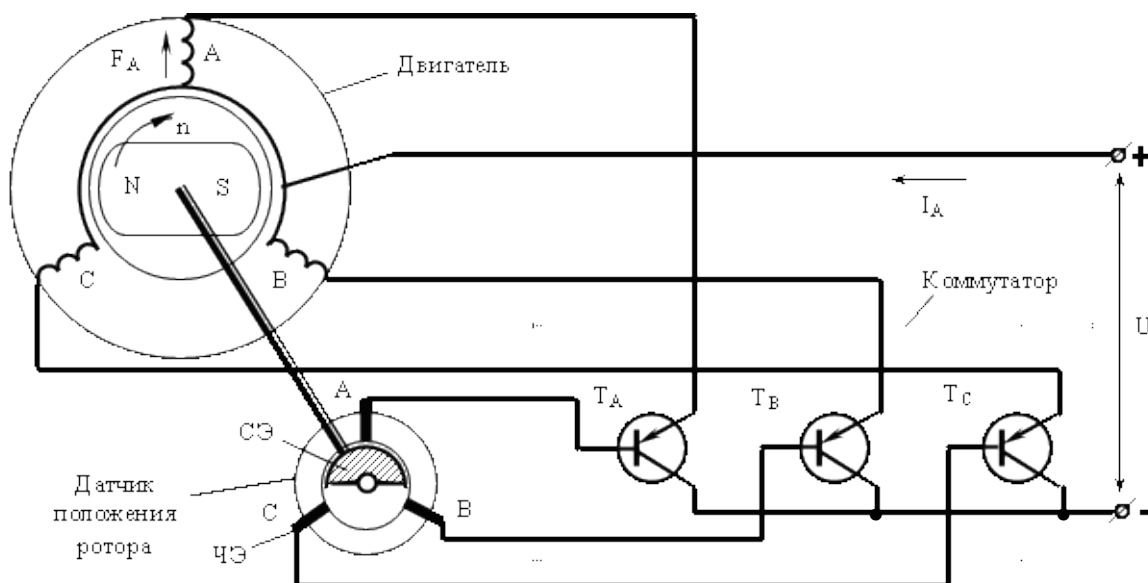


Рис. 2.1. Упрощенная принципиальная схема БДПТ

В положении, показанном на рис. 2.1, сигнальный элемент через чувствительный элемент А открывает транзистор T_A . По обмотке А протекает ток I_A . Намагничивающая сила (НС) обмотки F_A взаимодействует с потоком постоянного магнита ротора. Возникает вращающий момент, и двигатель приходит во вращение (1-й такт на рис. 2.2). Вместе с ротором поворачивается и СЭ ДПР. При повороте ротора на угол чуть больший 30° СЭ будет воздействовать сразу на два ЧЭ: А и В. Это значит, что будут открыты сразу два транзистора: T_A и T_B . Ток будет протекать по обеим обмоткам: А и В. Появится результирующая НС статора F_{AB} , которая повернется на 60° по сравнению с первым положением (2-й такт на рис. 2.2). Эта НС продолжает взаимодействовать с полем постоянного магнита; двигатель продолжает развивать вращающий момент.

Когда угол поворота станет чуть больше 90° , транзистор T_A закроется, ток будет проходить только по обмотке В. Поле ротора будет взаимодействовать только с НС этой обмотки, однако вращающий момент по-прежнему будет воздействовать на ротор двигателя и вращать его в том же направлении (3-й такт на рис. 2.2). В конечном итоге двигатель разовьет такую скорость, при которой его момент будет уравниваться моментом нагрузки.

Если бы бесконтактный двигатель имел обмоток, ЧЭ и транзисторов столько же, сколько обычный двигатель имеет коллекторных пластин, то по своим свойствам и характеристикам они ничем бы не отличались друг от друга. Однако увеличение числа элементов сильно усложняет конструкцию машины. Поэтому в реальных двигателях число обмоток, а соответственно, и число ЧЭ и транзисторов не превышает 3-4.

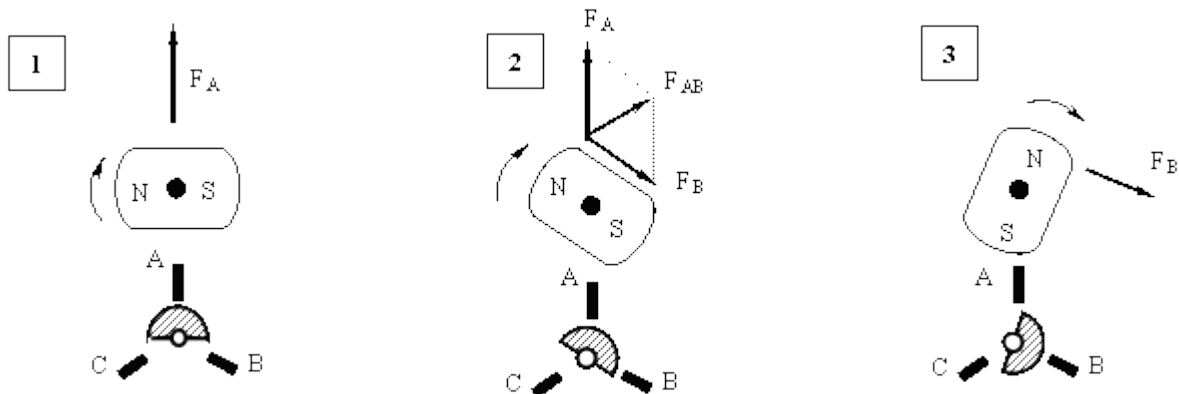


Рис. 2.2. Первые три такта в работе БДПТ

Малое число обмоток обуславливает ряд особенностей работы БДПТ:

1. Пульсация вращающего момента, возникающая вследствие скачкообразного перемещения НС статора (см. положения 1, 2, 3 на рис. 2.2). В соответствии с общими законами электрохимического преобразования энергии момент бесконтактного двигателя может быть определен как скалярное произведение магнитного потока ротора и НС взаимодействующих обмоток статора: $M = C_m F \Phi_p \sin \theta$, где C_m – постоянный коэффициент; θ – угол между потоком ротора и НС статора. Так как при вращении двигателя угол θ непрерывно меняется, то и момент двигателя не остается постоянным.

2. Реакция якоря периодически изменяется, становясь то поперечной, то продольно намагничивающей, то продольно размагничивающей (рис. 2.3). Объясняется это опять-таки скачкообразным перемещением НС статора (якоря). Размагничивающее действие поля статора особенно сильно при пуске двигателя, так как при этом противо-ЭДС равна нулю, а ток наибольший. С этим необходимо считаться при выборе постоянных магнитов, стабилизация которых происходит в режиме короткого замыкания.

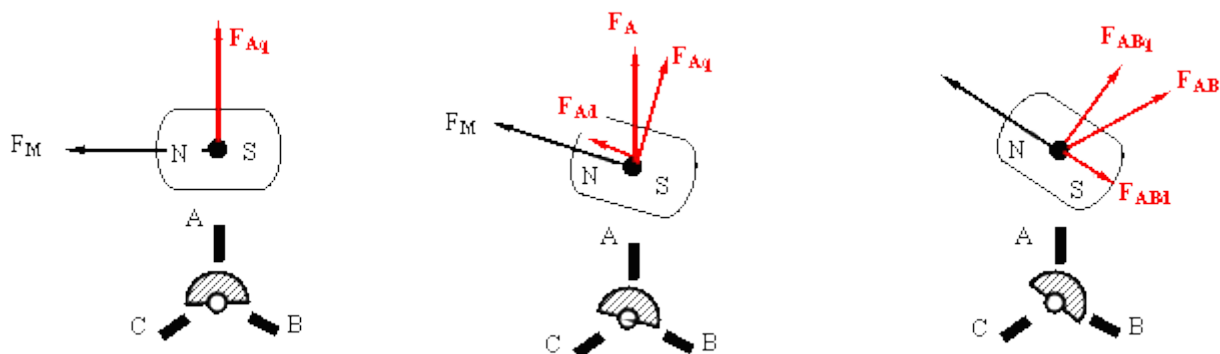


Рис. 2.3. Реакция якоря в БДПТ

3. Пульсации токов в обмотках статора и суммарного тока двигателя объясняются дискретным питанием обмоток (в тот момент, когда открыты два транзистора, потребляемый ток вырастает в два раза по сравнению с режимом, когда открыт только один транзистор).

4. Влияние индуктивности обмотки статора. В обычном двигателе секции якоря маловитковые, поскольку общее число витков якоря делится на большое число секций. Индуктивность таких секций сравнительно небольшая. В бесконтактном двигателе общее число витков якоря разбивается на 3-4 обмотки (секции). В результате секции получают многовитковыми, а следовательно, обладающими большой индуктивностью, так как индуктивность пропорциональна квадрату числа витков: $L \sim w^2$.

С учетом ряда допущений уравнение напряжения на основании второго закона Кирхгофа для якорной цепи можно записать в виде

$$U = E + L \frac{di}{dt} + ir.$$

Решив дифференциальное уравнение относительно тока i , получим закон изменения тока при коммутации:

$$i = \frac{U - E}{r} (1 - e^{-t/T}),$$

где $T = L/r$ – электромагнитная постоянная времени. Выражение перед круглой скобкой есть ток якоря при отсутствии индуктивности. Тогда $i = I_{L=0} (1 - e^{-t/T})$.

При больших скоростях, когда время коммутации невелико, ток в обмотках не успевает достичь установившегося значения. Его эффективное значение становится меньше, чем при $L=0$.

Вращающий момент, создаваемый двигателем, прямо пропорционален току якоря i и величине магнитного потока Φ , поэтому

$$M = C_m i \Phi = C_m \Phi \frac{U - E}{r} (1 - e^{-t/T})$$

или

$$M = C_m \Phi \frac{U - E}{r} - C_m \Phi \frac{U - E}{r} e^{-t/T} = M_{L=0} - M_L. \quad (2.1)$$

Анализ выражения (2.1) показывает, что момент имеет две составляющие: первую, не зависящую от времени и равную моменту при отсутствии индуктивности, вторую – переменную, возникающую из-за индуктивности обмоток и имеющую при всех скоростях отрицательное значение ($U > E$). Поэтому можно утверждать, что, как и ток, вращающий момент бесконтактного двигателя меньше, чем вращающий момент обычного коллекторного двигателя.

Подставив значение ЭДС $E = C_e n \Phi$ в (2.1), получим механическую характеристику бесконтактного двигателя:

$$M = C_m \Phi \frac{U}{r} (1 - e^{-t/T}) - \frac{C_m C_e \Phi^2}{r} (1 - e^{-t/T}) n. \quad (2.2)$$

Выразим её в относительных единицах, приняв за базисный момент пусковой момент ($n=0, U=U_{\text{ном}}$), а за базисную скорость – скорость холостого хода ($M=0, U=U_{\text{ном}}$). Для времени $t=0$

$$M_{\text{п}} = C_m \Phi \frac{U_{\text{ном}}}{r}; \quad n_0 = \frac{U_{\text{ном}}}{C_e \Phi}.$$

Разделим обе части (2.2) на $M_{\text{п}}$:

$$m = \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} - \frac{C_e \Phi}{U_{\text{ном}}} \right) (1 - e^{-t/T}).$$

Обозначим $\alpha = U/U_{\text{ном}}$. С учетом $n_0 = U/(C_e \Phi)$ получим $m = (\alpha - v)(1 - e^{-t/T})$, где $v = n/n_0$ – относительная скорость двигателя.

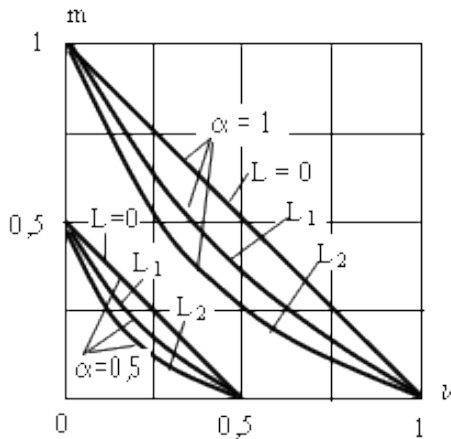


Рис. 2.4. Механические характеристики БДПТ при разных значениях α и L : $L_2 > L_1 > 0$

На рис. 2.4 показаны механические характеристики бесконтактного двигателя при разных индуктивностях обмоток статора L . Видно, что с увеличением L нелинейность характеристик увеличивается.

Частоту вращения бесконтактных двигателей можно регулировать в широких пределах путем изменения напряжения питания.

Однако на практике чаще применяется импульсный способ, сущность которого заключается в изменении не величины постоянно подводимого напряжения, а длительности питания двигателя номинальным напряжением.

2.2. Модель бесколлекторного двигателя постоянного тока в Matlab-Simulink

Модель бесколлекторного двигателя постоянного тока, созданная в среде Matlab-Simulink с использованием элементов библиотеки Simscape, представлена на рис. 2.5.

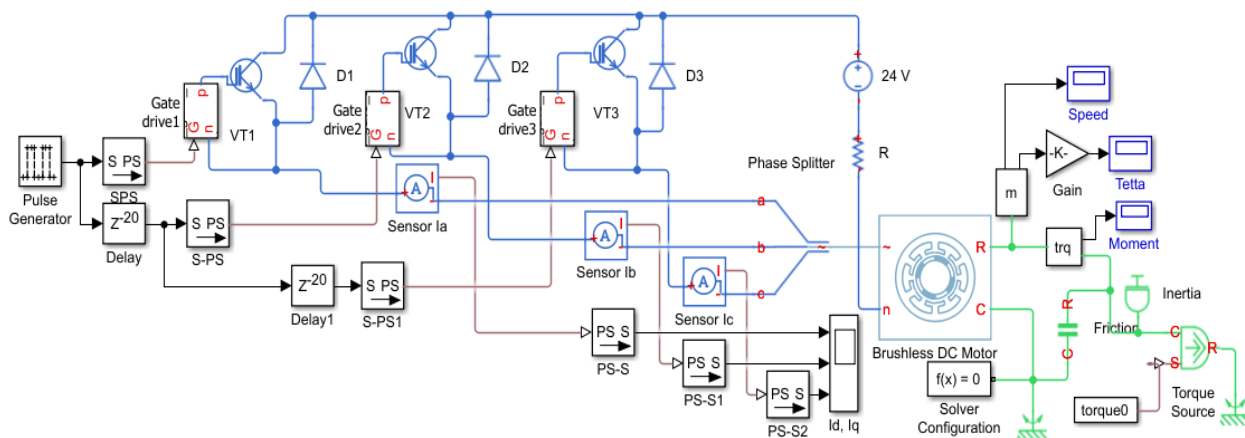


Рис. 2.5. Модель БДПТ в среде Matlab-Simulink

Модель содержит:

- бесколлекторный двигатель постоянного тока (Brushless DC Motor) – Simscape→Power Systems→Simscape Components→Machines→Permanent Magnet Rotor;
- источник постоянного напряжения (24 V) – Simscape→Foundation Library→Electronics→Sources →Voltage Source;
- элемент активного сопротивления (R) – Simscape→Foundation Library→Electrical→Electrical Elements→Resistor;
- разделитель фаз (Phase Splitter) – Simscape→Power Systems→Simscape Components→Connections;
- три n -канальных IGBT транзистора N-Channel IGBT (VT1-VT3) с тремя встречно-параллельными диодами (D1-D3) – Simscape→Foundation Library→Electronics → Semiconductor Devices→N-Channel IGBT/Diode;
- три датчика тока (Sensor Ia, Sensor Ib, Sensor Ic) – Simscape→Foundation Library→Electrical→Electrical Sensors→Current Sensor;
- три драйвера (Gate drive) – Simscape→Utilities→Simscape Component;
- блоки преобразования физических сигналов (S PS, PS S) – Simscape→Utilities→Simulink-PS Converter/PS-Simulink Converter;
- блок настроек (Solver Configuration) – Simscape→Utilities;
- блок заземления – Simscape→Foundation Library→Electrical→Electrical Elements→Electrical Reference;
- блоки задержек сигнала (Delay) – DSP System Toolbox→Signal Operations→Delay;
- генератор импульсов (Pulse Generator) – Simulink→Sources→Pulse Generator;
- подсистемы измерения скорости и угла поворота ротора (m) и момента (trq), представленные на рис. 2.6.

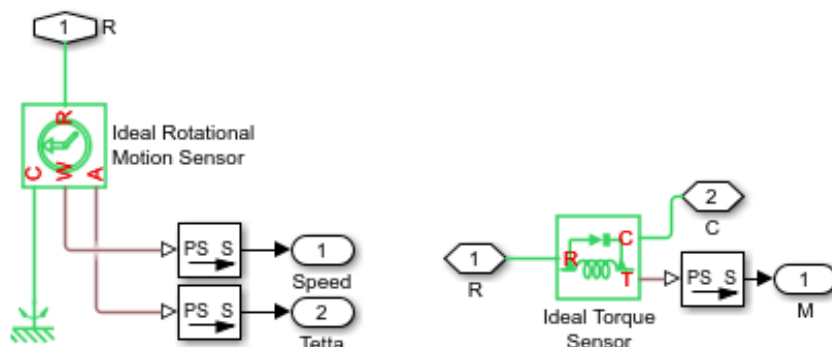


Рис. 2.6. Подсистемы измерения скорости (Speed), угла (Tetta), и момента (M)

Подсистема измерения параметров моделируемой системы содержит:

- идеальный датчик скорости и положения (Ideal Rotational Motion Sensor) – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Mechanical Sensors→Ideal Rotational Motion Sensor;
- идеальный датчик момента (Ideal Torque Sensor) – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Mechanical Sensors→Ideal Torque Sensor;
- блок инерции (Inertia) – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Rotational Elements→Inertia;
- блок механической нагрузки (Torque Source) – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Mechanical Sources→Ideal Torque Source;
- блок привязки механической части системы – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Rotational Elements→Mechanical Rotational Reference;
- блок задания момента трения (Friction) – Simscape→Foundation Library→Mechanical→Rotational Elements→Rotational Friction;
- блоки осциллографов – Simulink→Sinks→Scope.

Алгоритм работы модели БДПТ строится на последовательной коммутации статорных обмоток двигателя.

В открывшемся окне настроек БДПТ (рис. 2.7) во вкладке *Rotor* в выпадающем меню *Back EMF profile* (настройки противо-ЭДС) необходимо выбрать *Perfect trapezoid – specify maximum rotor-induced back emf* (идеальная трапеция – максимальная противо-ЭДС, вызванная ротором).

Рис. 2.7. Окно настроек бесколлекторного двигателя постоянного тока

Из паспортных данных двигателя скорость холостого хода 5000 об/мин при питании от 24 В.

В поле *Maximum rotor-induced back emf* (максимальная противо-ЭДС ротора) ввести 24.

В поле *Rotor speed used for back emf measurement* (скорость ротора для измерения противо-ЭДС) ввести 5000.

В поле *Number of pole pairs* (число пар полюсов) ввести 2.

Во вкладке *Stator* в выпадающем меню *Stator parameterization* (параметры статора) выбрать способ задания индуктивности статора *Specify L_d , L_q , and L_0* (задание L_d , L_q и L_0), где L_d , L_q и L_0 определяются из паспортных данных двигателя:

$$L_d = \frac{2}{3} L = \frac{2 \cdot 0.0014}{3} = 0.00093 \text{ Гн};$$

$$L_q = 0.8 \cdot L_d = 0.8 \cdot 0.00093 = 0.000747 \text{ Гн};$$

$$L_0 = \frac{L}{2} = \frac{0.0014}{2} = 0.0007 \text{ Гн}.$$

В поле *Stator resistance per phase, R_s* (сопротивление статорной обмотки) ввести 0,6 Ом.

Во вкладке *Initial Conditions Tab* (начальные условия) все параметры остаются без изменений и равны нулю.

В окне настроек блоков диод (D1-D3) во вкладке *Main* в выпадающем меню *Diode model* выбрать модель диода *Exponential*, в появившемся выпадающем меню *Parameterization* выбрать *Use parameters I_S and N* . Далее в поле *Saturation current, I_S* ввести значения в соответствии с рис. 2.8.

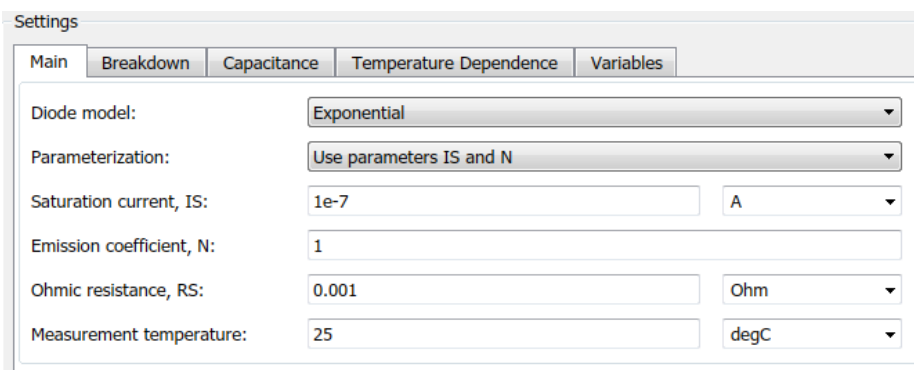


Рис. 2.8. Окно настроек параметров диода

Настройки параметров IGBT транзисторов остаются без изменений по умолчанию. Настройка блока *Pulse Generator* показана на рис. 2.9. В блоках *SPS* и *PSS* в выпадающем меню *Output/Input signal unit* выбрать тип входного/выходного сигнала.

Окно настроек блока *Solver Configuration* – на рис. 2.10. В блоках *Delay* в поле *Delay length* ввести значение 20.

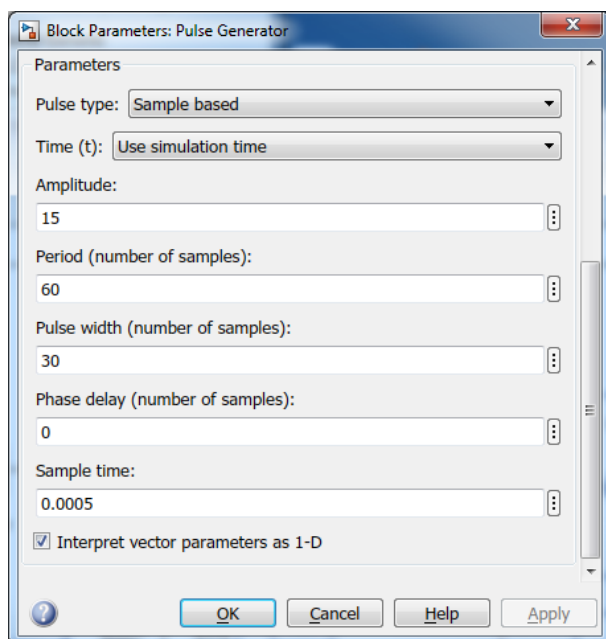


Рис. 2.9. Окно настроек блока Pulse Generation

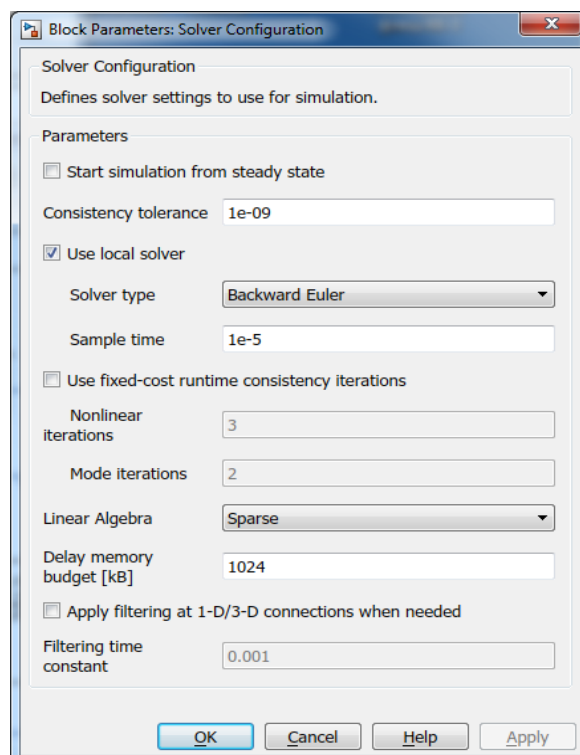
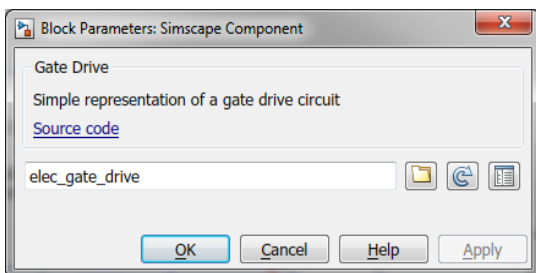


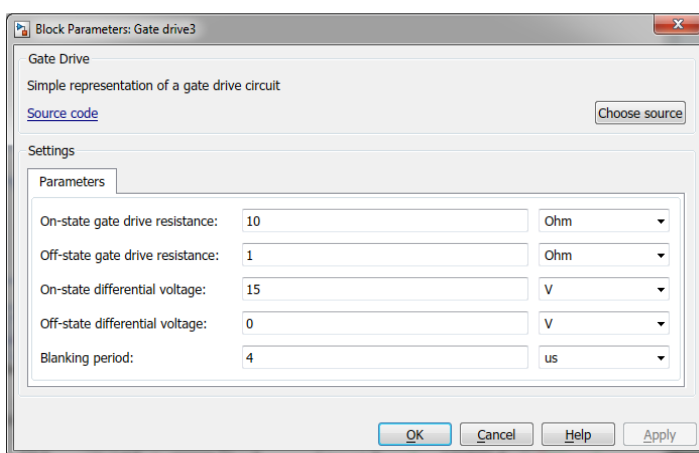
Рис. 2.10. Окно настроек блока Solver Configuration

Таким образом, при периоде импульсов в 60 отсчётов и длительности импульса в 30 отсчётов с задержкой включения следующей фазы в 20 отсчётов получается алгоритм коммутации фаз $A \rightarrow AB \rightarrow B \rightarrow BC \rightarrow C \rightarrow CA \rightarrow A \rightarrow$ и т.д. Результаты моделирования показаны на рис. 2.14.

Двойным щелчком по блоку Simscape Component открыть окно настроек (рис. 2.11,а). В свободном поле ввести название функции драйвера силового ключа *elec_gate_drive* и нажать кнопку Apply, после чего откроется окно настройки параметров драйвера (рис. 2.11, б).



а



б

Рис. 2.11. Параметры блока Simscape Component

Окно настроек блока Friction приведено на рис. 2.12, блока источника питания Voltage Source – на рис. 2.13.

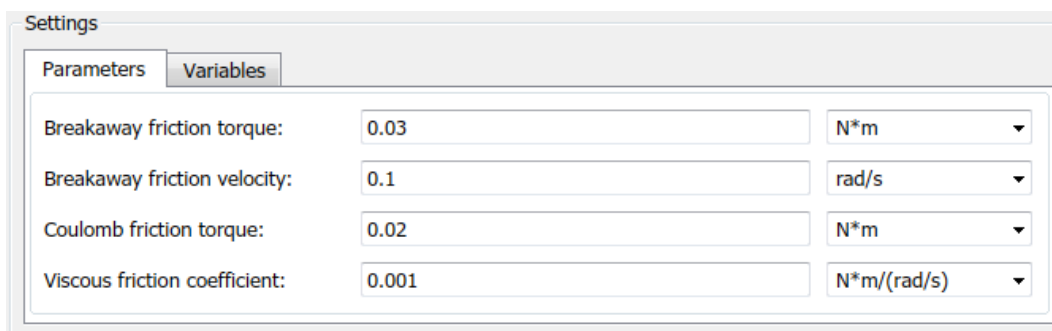


Рис. 2.12. Окно настроек блока Friction

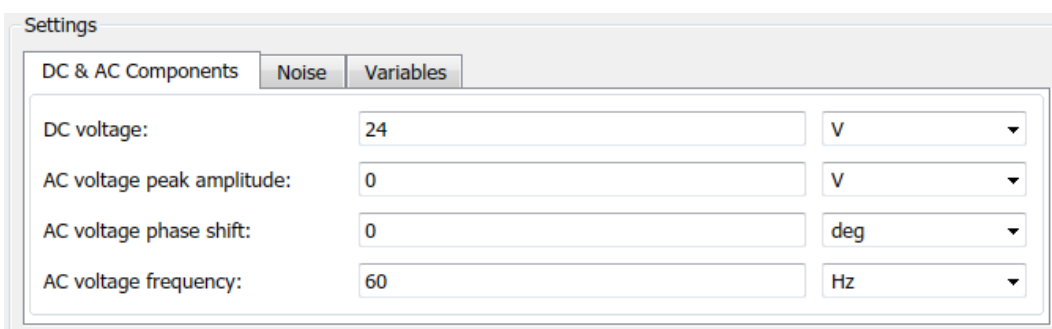


Рис. 2.13. Окно настроек блока Voltage Source

В окне настроек блока Resistor ввести значение 0.01 Ohm.

После ввода всех параметров настройки системы запускается симуляция работы созданной модели.

Результаты моделирования представлены на рис. 2.14.

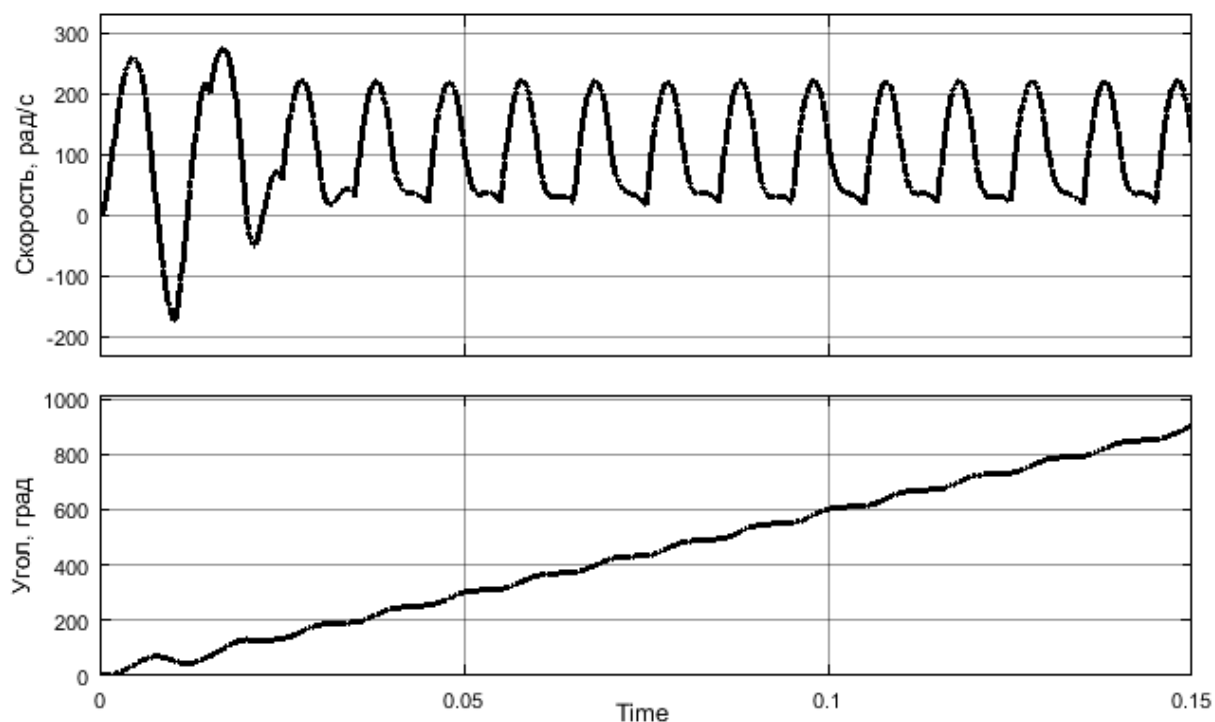


Рис. 2.14. Результаты моделирования БДПТ

Анализируя полученные характеристики, можно отметить явно выраженную пульсацию скорости вращения ротора вследствие пульсации момента двигателя. Пульсация момента вызвана особенностями алгоритма коммутации статорных обмоток двигателя, что подробно описано выше. Как показало модельное исследование, увеличение момента инерции приводит к сглаживанию пульсации скорости, что объясняется увеличением электромеханической постоянной времени БДПТ: $T_m = J\omega_0/M_n$, где ω_0 – скорость холостого хода, J – приведённый к валу двигателя момент инерции, M_n – пусковой момент.

3. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Векторное управление позволяет существенно увеличить диапазон управления, точность регулирования, повысить быстродействие электропривода. Данный метод обеспечивает непосредственное управление вращающим моментом двигателя.

Чтобы понять, как работает векторное управление, нужно мысленно построить координаты, отображающие процесс трансформации. Если представить себе двигатель переменного тока со стороны статора, то можно увидеть синусоидальный входной ток, приложенный к обмоткам статора. В данном случае переменный ток создает вращающийся магнитный поток. Скорость ротора является функцией вращающегося вектора потока. В неподвижной системе координат относительно статора токи статора и вращающийся вектор магнитного потока выглядят как переменные величины.

Если посмотреть на двигатель относительно вращающейся системы координат ротора, то токи статора и вектор вращающегося магнитного потока будут постоянными величинами.

При соответствующем преобразовании координат токи статора могут контролироваться как постоянные значения с использованием стандартных контуров регулирования.

3.1. Основы теории векторного управления

Принцип векторного управления можно сформулировать следующим образом:

1. Измеряются фазные токи в двух обмотках статора (i_A и i_B). Ток i_C рассчитывается из условия $i_A + i_B + i_C = 0$.
2. Полученные значения фазных токов преобразуются в i_α и i_β (преобразование Кларка, рис. 3.1).

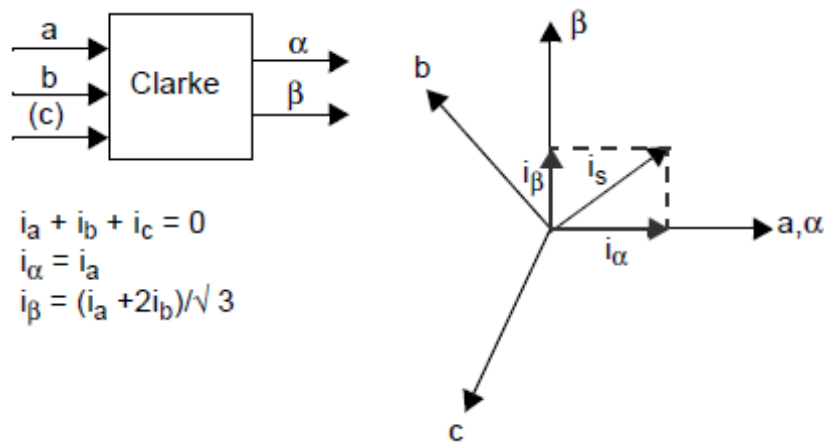


Рис. 3.1. Преобразование Кларка

3. Вычисленные значения i_α и i_β , а также измеренный угол поворота ротора θ позволяют получить токи I_d и I_q во вращающейся системе координат (преобразование Парка, рис. 3.2).

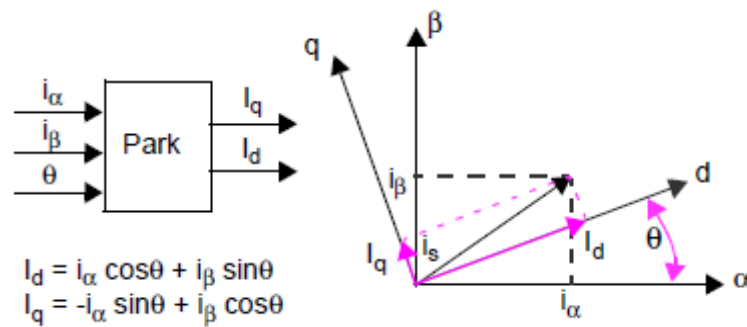


Рис. 3.2. Преобразование Парка

4. Сигналы ошибок формируются с использованием вычисленных и желаемых значений I_d , I_q : I_d характеризует магнитный поток ротора; I_q – выходной момент двигателя. Разность между вычисленными и желаемыми значениями токов (сигналы ошибок) подаётся на вход ПИ-регуляторов. На выходе получают напряжения U_d и U_q , которые описывают вектор напряжения, подаваемого на двигатель.

5. Вычисляется новое значение угла поворота ротора.

6. По данным U_d и U_q с выходов ПИ-регуляторов получают новые значения u_α и u_β с учетом нового угла (обратное преобразование Парка, рис. 3.3).

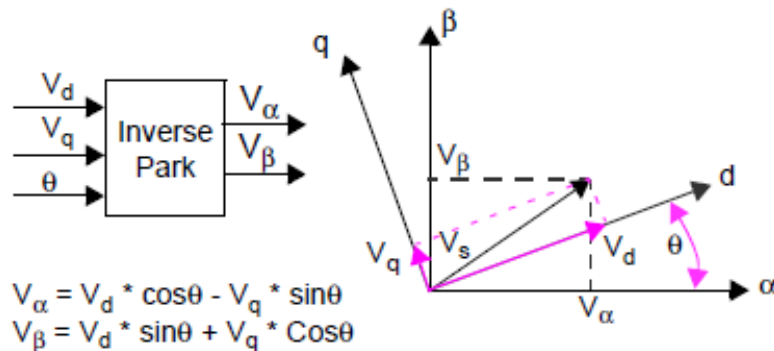


Рис. 3.3. Обратное преобразование Парка

7. Напряжения u_α и u_β преобразуются обратно к u_A , u_B и u_C (обратное преобразование Кларка, рис. 3.4).

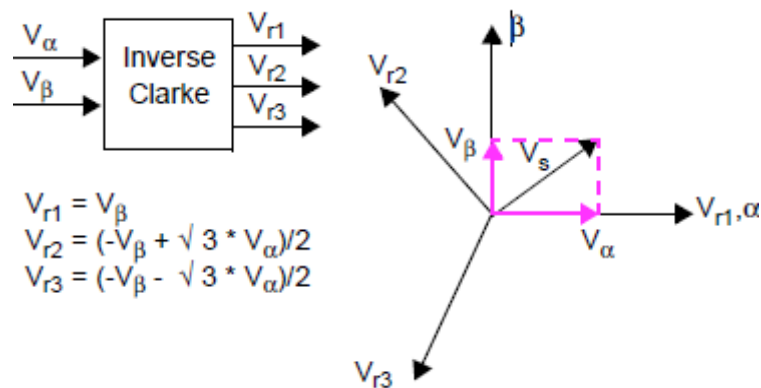


Рис. 3.4. Обратное преобразование Кларка

Структурная модель описанного способа приведена на рис. 3.5.

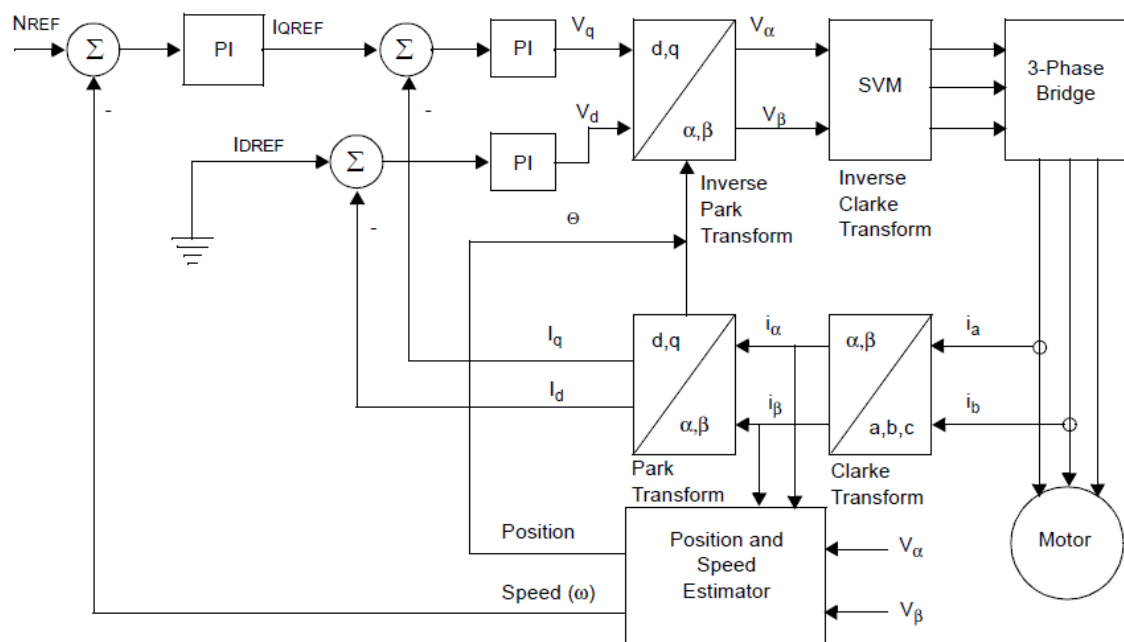


Рис. 3.5. Структурная модель векторного управления

При питании двигателя от преобразователя обмотками статора создается вращающееся магнитное поле статора. Его взаимодействие с магнитным полем ротора создает момент на валу. Из-за магнитной связи между статором и ротором ротор ускоряется и в дальнейшем вращается с той же угловой скоростью, что и поле статора, т.е. синхронно.

При увеличении нагрузки на валу поле ротора начинает отставать от поля статора на некоторый так называемый *угол нагрузки* θ (рис. 3.6).

Сначала вращающий момент растет с ростом угла. Когда угол достигает 90 электрических градусов, т.е. полюс ротора расположен точно между двумя полюсами статора, усилие, действующее на ротор, достигает максимума. Это тот случай, когда поле статора опережает поле ротора и тянет за собой ротор. Если полюсный угол продолжает расти, т.е. двигатель перегружен, то вращающий момент уменьшается, двигатель попадает в зону неустойчивой работы и выходит из режима синхронизации. Поэтому для обеспечения максимально возможного момента на валу двигателя необходимо обеспечить угол нагрузки $\theta = 90^\circ$. Электрический градус меньше геометрического на число пар полюсов ротора.

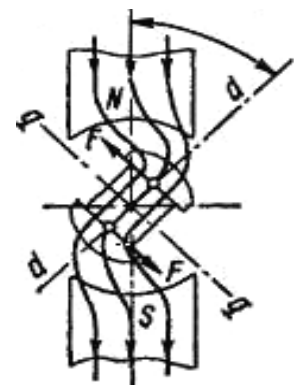


Рис. 3.6. Магнитные линии синхронной машины

Из сказанного следует, что для удержания угла нагрузки θ в заданном диапазоне $0 < \theta < 90^\circ$ необходимо следить за положением ротора и формированием закона управления токами фазных обмоток.

Положение ротора определяют с помощью различных типов датчиков положения или на основании проходящих электромагнитных процессов. Получение информации и управление двигателем без применения специальных датчиков называется *бездатчиковым управлением*.

Бездатчиковое управление позволяет расширить область применения данных машин, а исключение датчика положения повышает надежность системы и требует меньших затрат по установке и наладке.

3.2. Векторное управление БДПТ

По принципу действия БДПТ представляет собой обращенную машину постоянного тока с магнитоэлектрическим индуктором на роторе и обмоткой якоря на статоре, в которой функции щеточно-коллекторного узла выполняет полупроводниковый коммутатор, питающий обмотки якоря и переключающийся в функции положения ротора. Момент БДПТ образуется вследствие реакции двух магнитных потоков – статора и ротора. Магнитный поток статора всегда стремится так развернуть ротор с постоянными магнитами, чтобы поток последнего совпал с ним по направлению.

В последние годы БДПТ стали часто применяться во многих отраслях промышленности из-за своей надежности, бесшумности, низких эксплуатационных расходов и высокой производительности. Кроме того, они позволяют получить очень высокую скорость вращения, свыше 100000 об/мин. Обычно БДПТ применяется совместно с датчиком положения ротора, например датчиком Холла или фотоэлектрическим датчиком.

Главным преимуществом прямоугольной коммутации является простота получения сигналов положения и их преобразования в сигналы управления током.

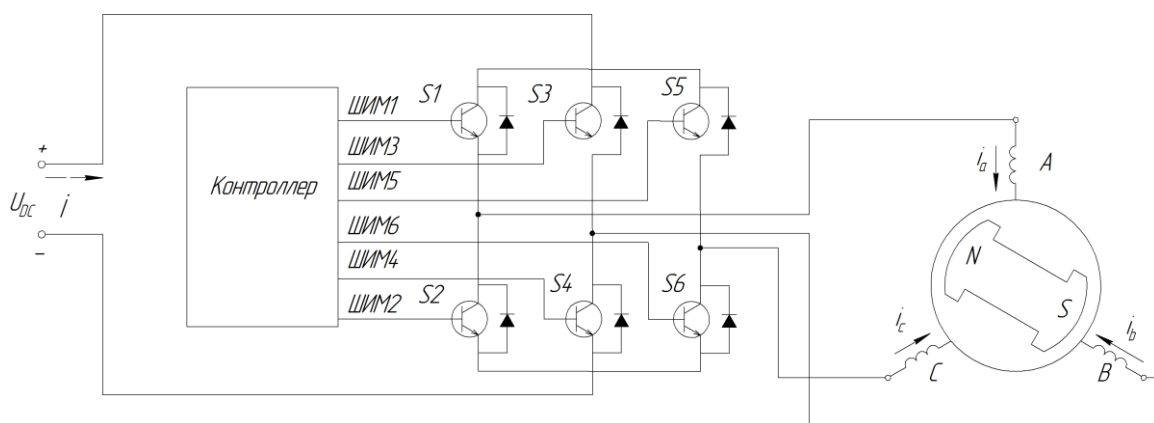


Рис. 3.7. Схема БДПТ с трехфазным инвертором

Управление трехфазным двигателем БДПТ осуществляется через трехфазный инвертор с шестишаговой коммутацией (рис. 3.7 и 3.8). На рис. 3.8 стрелками показано направление, в котором ток течет через обмотки двигателя в каждом из шести шагов.

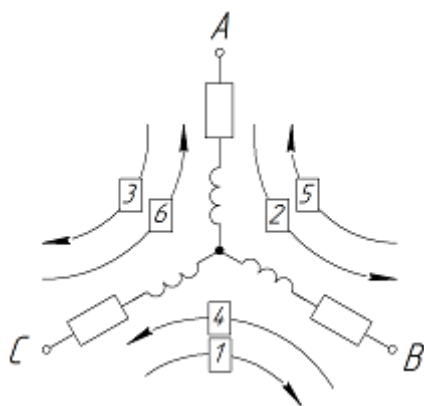


Рис. 3.8. Шестишаговая коммутация

Положения ротора при шестишаговой коммутации показаны на рис. 3.10.

Наличие одной фазной обмотки, невозбужденной в течение каждого шага, является важной характеристикой шестишагового управления, которая позволяет использовать алгоритм бездатчикового управления.

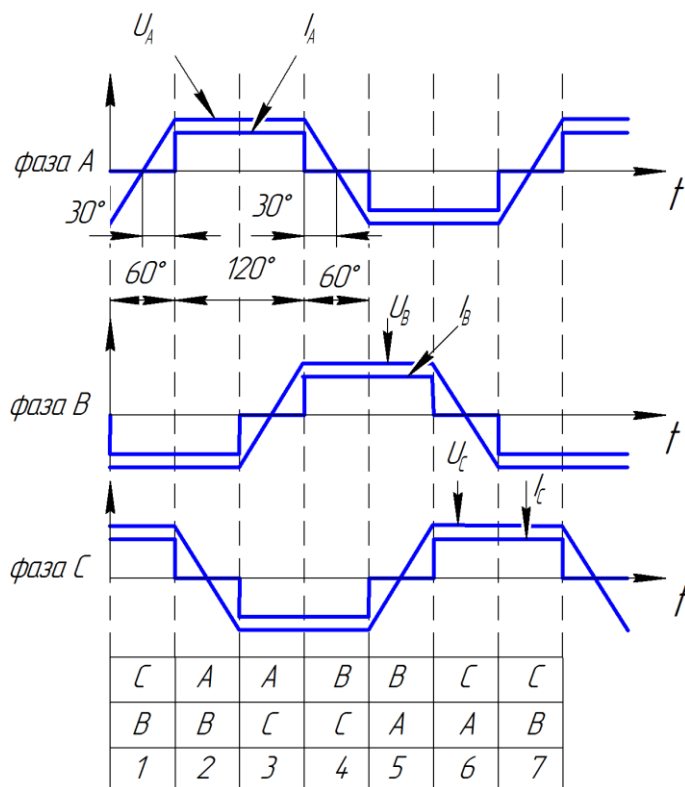


Рис. 3.9. Форма фазных токов и напряжений

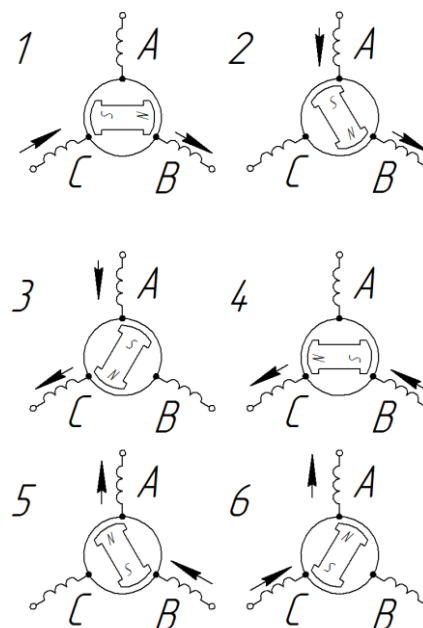


Рис. 3.10. Положения ротора при шестишаговой коммутации

3.3. Модель векторного управления БДПТ

Рассмотрим математическую модель векторного управления БДПТ, созданную в среде Matlab-Simulink (рис. 3.11).

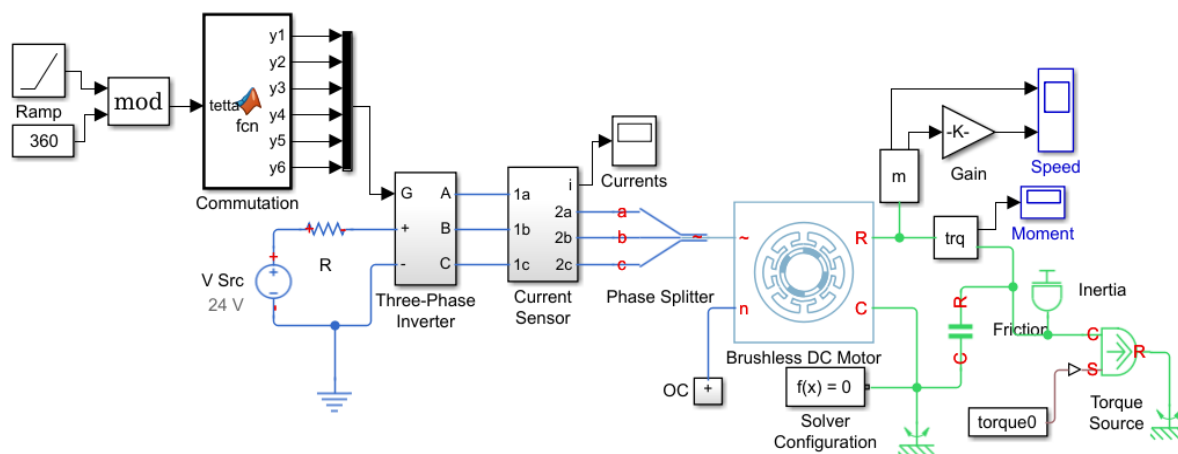


Рис. 3.11. Модель векторного управления БДПТ

Модель для векторного шестишагового управления содержит:

- бесколлекторный двигатель постоянного тока (Brushless DC Motor) – Simscape → Power Systems → Simscape Components → Machines → Permanent Magnet Rotor;
- трёхфазный инвертор напряжения (Three-Phase Inverter) – рис. 3.12;
- систему измерения фазных токов БДПТ (Current Sensor) – рис. 3.13;
- три датчикаточка (Sensor Ia, Sensor Ib, Sensor Ic) – Simscape → Foundation Library → Electrical → Electrical Sensors → Current Sensor;
- разделитель фаз (Phase Splitter) – Simscape → Power Systems → Simscape Components → Connections;

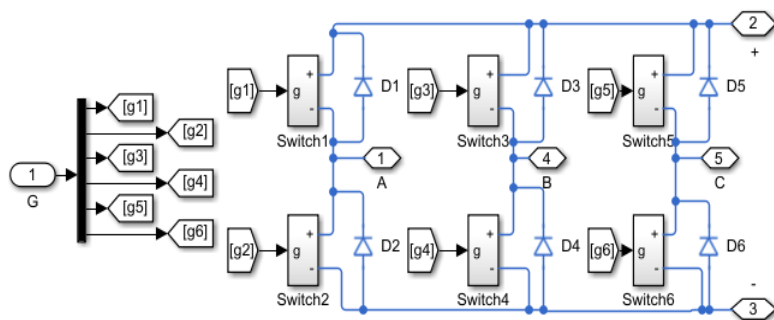


Рис. 3.12. Подсистема Three-Phase Invertor

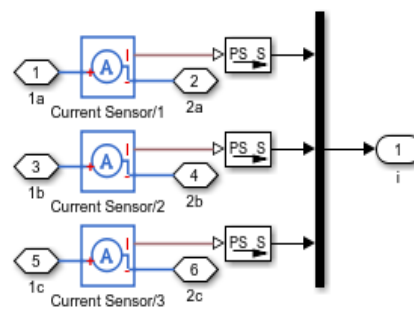


Рис. 3.13. Подсистема Current Sensor

- механическую часть, аналогичную модели на рис. 2.5;
- блок математической функции (mod) – Simulink→MathOperations→Exp;
- источник линейно изменяющегося сигнала (Ramp) – Simulink→Sources→Ramp;
- программу расчёта алгоритма коммутации (Commutation), реализующую последовательность коммутации статорных обмоток двигателя в соответствии с рис. 3.9. Листинг программы расчёта алгоритма коммутации приведён в приложении 2;
- блок настроек (Solver Configuration) – Simscape→Utilities.

Модели блоков ключей Switch, ОС и блока создания момента на валу двигателя torque0 приведены на рис. 3.14.

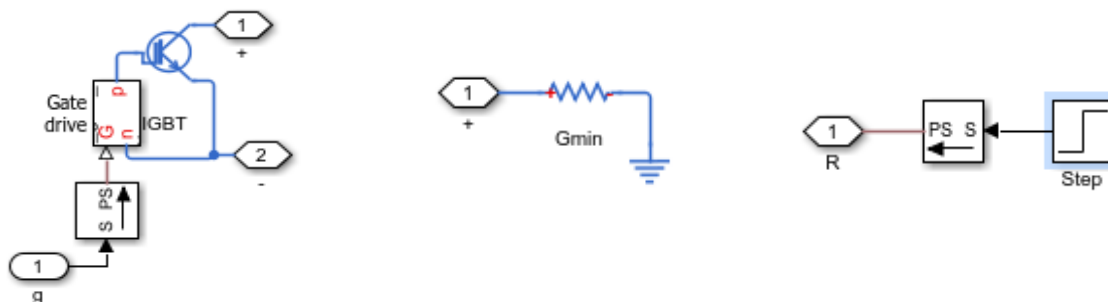


Рис. 3.14. Модели блоков Switch, ОС и torque0

Параметры элементов, входящих в электрическую и механическую части модели, аналогичны представленным на рис. 2.5. Величина сопротивления $G_{min} 1 \cdot 10^9$ Ом.

В окне настроек блока Ramp (задание линейно нарастающего угла) в поле *Slope* ввести 1000, в поле *StartTime* 0, поле *InitialOutput* оставить без изменений.

В окне настроек блока MathFunction в выпадающем меню *Function* выбрать функцию *mod*. Таким образом, линейно нарастающий сигнал будет преобразован в пилообразный 0-360.

Результаты моделирования механических и электрических процессов, протекающих в БДПТ, приведены на рис. 3.15 и 3.16.

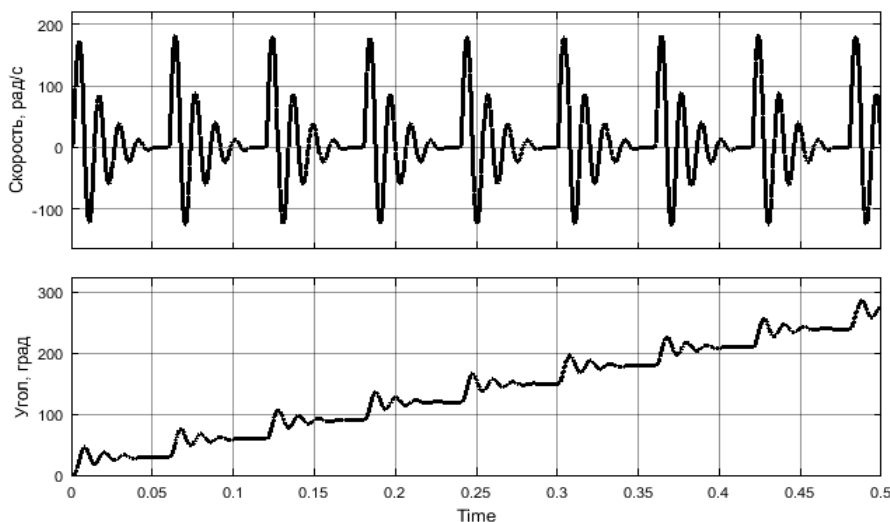


Рис. 3.15. Результаты моделирования механических характеристик векторного управления БДПТ

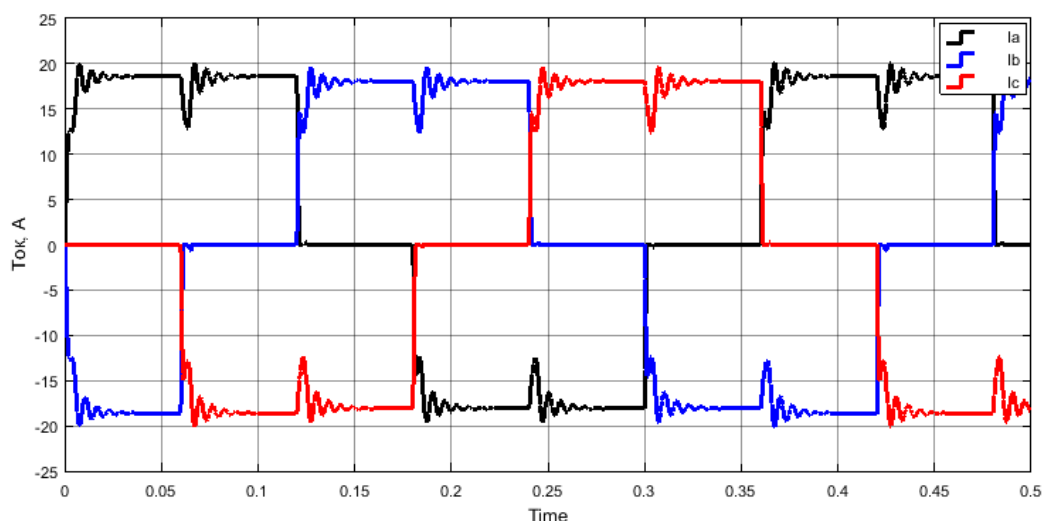


Рис. 3.16. Токи в статорных обмотках двигателя

Анализируя полученные характеристики, можно заключить, что ротор двигателя на каждый такт коммутации совершает поворот на 30° .

3.4. Бесколлекторные двигатели переменного тока

Последовательность коммутационного процесса принципиально не отличается от ступенчатой коммутации. Особенностью коммутации бесколлекторного двигателя переменного тока является то, что в любой момент времени во всех фазных обмотках текут токи (рис. 3.17). Протекающие токи, напряжения в фазах и магнитные потоки статора имеют синусоидальную форму. Такая форма организации питания обмоток позволяет получить постоянство вращающего момента и скорости и при больших и при малых оборотах. Этому способствует также исполнение механической части электрической машины.

Двигатели с питанием синусоидальным током оборудуются, как правило, измерительной системой в виде резольвера. Алгоритм обработки сигналов с резольвера сложный и требует большего математического аппарата. Современное развитие цифровых сигнальных процессоров, работающих на больших частотах более 60 МГц, позволяют получить высокую разрешающую способность (12-14 бит и выше).

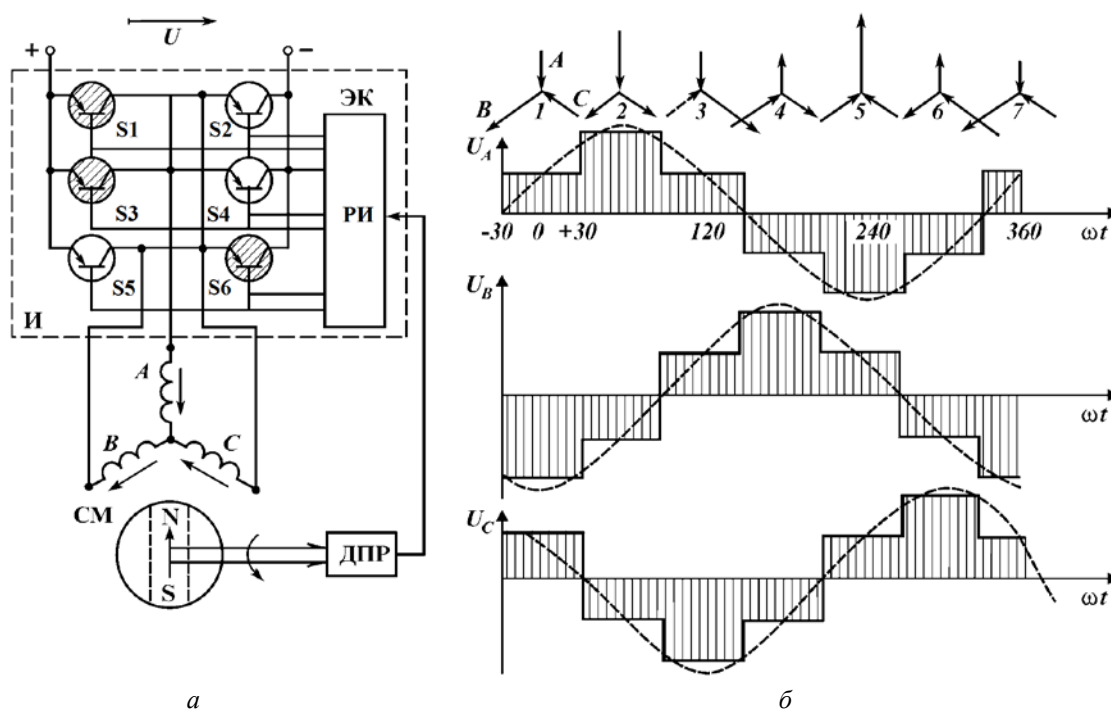


Рис. 3.17. БДПТ с синусоидальной коммутацией: *а* – принципиальная схема, *б* – векторные диаграммы напряжений на зажимах обмотки статора и графики фазных напряжений, ДПР – датчик положения ротора, И – инвертор, ПИ – распределитель импульсов, СМ – синхронная машина, ЭК – электронный коммутатор

Бесколлекторные двигатели переменного тока сложны в изготовлении по сравнению с бесколлекторными двигателями постоянного тока. Несмотря на это они превосходят последние по массогабаритным показателям, обеспечивают минимальные пульсации вращающего момента.

Задача управления бесколлекторным двигателем переменного тока состоит в том, чтобы вычислить и задать значения трех фазных токов исходя из требуемого тока или момента на валу, и определить пространственное размещение вектора магнитного потока исходя из текущего положения ротора относительно статора.

При построении системы управления с помощью датчиков определяется истинное положение ротора. К полученному значению угла ротора в зависимости от направления вращения и знака момента прибавляются или вычитаются 90 электрических градусов и рассчитываются требуемые токи фаз. Для каждого углового положения ротора определяется соответствующее положение поля статора, т.е. ротор определяет значение и направление поля статора. Таким образом, ротор “поворачивает” поле статора. Модель СД с синусоидальной коммутацией (рис. 3.18) содержит:

- синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов Permanent Magnet Synchronous Motor – Simscape→Power Systems→Simscape Components→Machines→ Permanent MagnetRotor→ Permanent Magnet Synchronous Motor;
- подсистему измерения фазных токов Current Sensor (см. рис. 3.13);
- подсистему силового полупроводникового преобразователя Three-Phase Inverter (см. рис. 3.12);

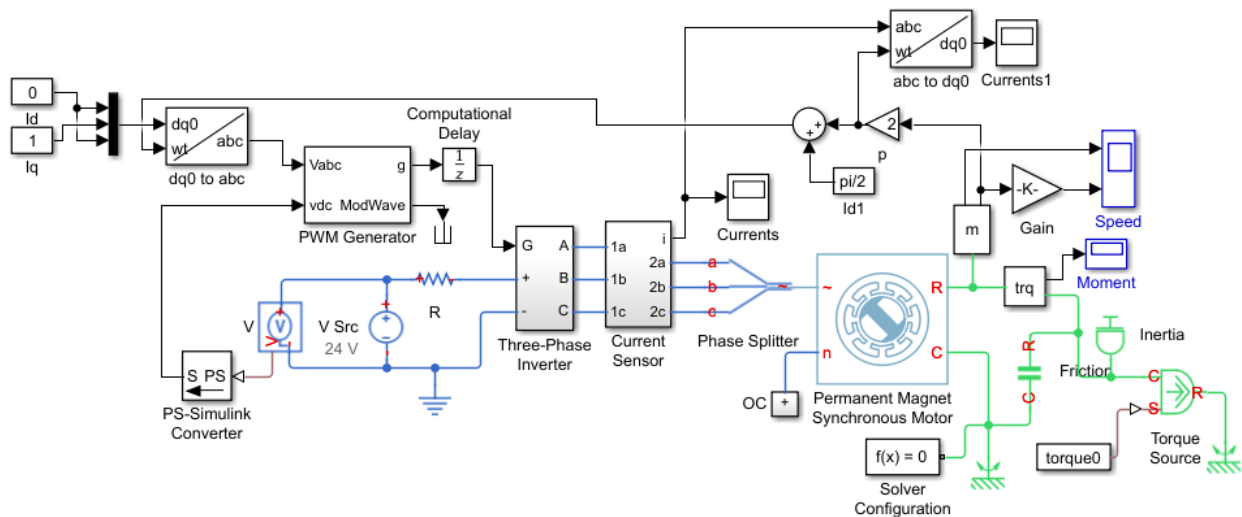


Рис. 3.18. Модель СД с постоянными магнитами с синусоидальной коммутацией

- генератор синусоидальной широтно-импульсной модуляции управляющих импульсов силовыми ключами инвертора PWM Generator – Simscape→Power Systems→ Simscape Components → Control→Pulse Width Modulation→PWM Generator (Three-phase, Two-level);
- терминатор сигналов \square – Simulink→Sinks→Terminator;
- преобразователи координат из неподвижной системы в вращающуюся систему и наоборот dq0 to abc и abc to dq0 – Simscape → Power Systems → Specialized Tehnology → Control&Measurements →Transformation;
- блок единичной задержки Computational Delay – Simulink→Discrete→UnitDelay;
- блоки механической части системы (см. рис. 3.11).

В открывшемся окне настроек блока Permanent Magnet Synchronous Motor (рис. 3.19) во вкладке Main необходимо указать:

- Number of pole pairs – количество пар полюсов;
- Permanent magnet flux linkage – магнитный поток в воздушном зазоре между статором и ротором, производимый постоянными магнитами;
- Stator parameterization – способ описания статора Specify Ld, Lq, and L0;
- Stator d-axis inductance, Ld – индуктивность статорной обмотки по продольной оси;
- Stator q-axis inductance, Lq – индуктивность статорной обмотки по поперечной оси;
- Stator zero-sequence inductance, L0 – индуктивность нулевой последовательности;
- Stator resistance per phase, Rs – сопротивление статорной обмотки.
- Вкладка Initial Conditions Tab (начальные условия) остаётся без изменений.

Settings

Main Initial Conditions

Number of pole pairs: 2

Permanent magnet flux linkage: 0.0295 Wb

Stator parameterization: Specify Ld, Lq, and L0

Stator d-axis inductance, Ld: 0.000933 H

Stator q-axis inductance, Lq: 0.000747 H

Stator zero-sequence inductance, L0: 0.0007 H

Stator resistance per phase, Rs: 0.6 Ohm

Рис. 3.19. Окно настройки параметров СД

Окно настроек блока ШИМ генератора - PWM Generator представлено на рис. 3.20.

В блоке Computational Delay в поле *Sample time* необходимо записать значение -1. Данный элемент необходим для того, чтобы на первом шаге расчёта Matlab корректно произвёл инициализацию инвертора.

В окне настроек блока PWM Generator выбрать способ ШИМ модуляции: непрерывный – *continuous PWM (SPWM)*; прерывистый – *discontinuous PWM (DPWM)*.

При выборе непрерывной модуляции указать тип модуляции: синусоидальная SPWM – *sinusoidal PWM (default)*; пространственный вектор SVM – *space vector modulation*.

Далее указать тип выборки Sampling mode: Natural (default), Asymmetric – асимметричный, Symmetric – симметричный.

Задаётся несущая частота ШИМС *witching frequency (Hz)* и период расчёта *Sampletime (s)*.

Block Parameters: PWM Generator

PWM Generator (three-phase, two-level) (mask) (link)

This block implements a three-phase, two-level PWM waveform generator.

Parameters

PWM mode: Continuous PWM (CPWM)

Continuous PWM: SPWM: sinusoidal PWM

Sampling mode: Natural

Switching frequency (Hz): 5000

Sample time (s): 5e-5

OK Cancel Help Apply

Рис. 3.20. Блок PWM Generator

Результаты моделирования работы бесколлекторного двигателя переменного тока представлены на рис. 3.21 и 3.22.

Отличие фазных токов от синусоидального вида объясняется отсутствием контура тока в системе управления. При этом в обмотках двигателя появляется реактивная составляющая тока, которая приводит к снижению эффективности СД и искажению формы фазных токов.

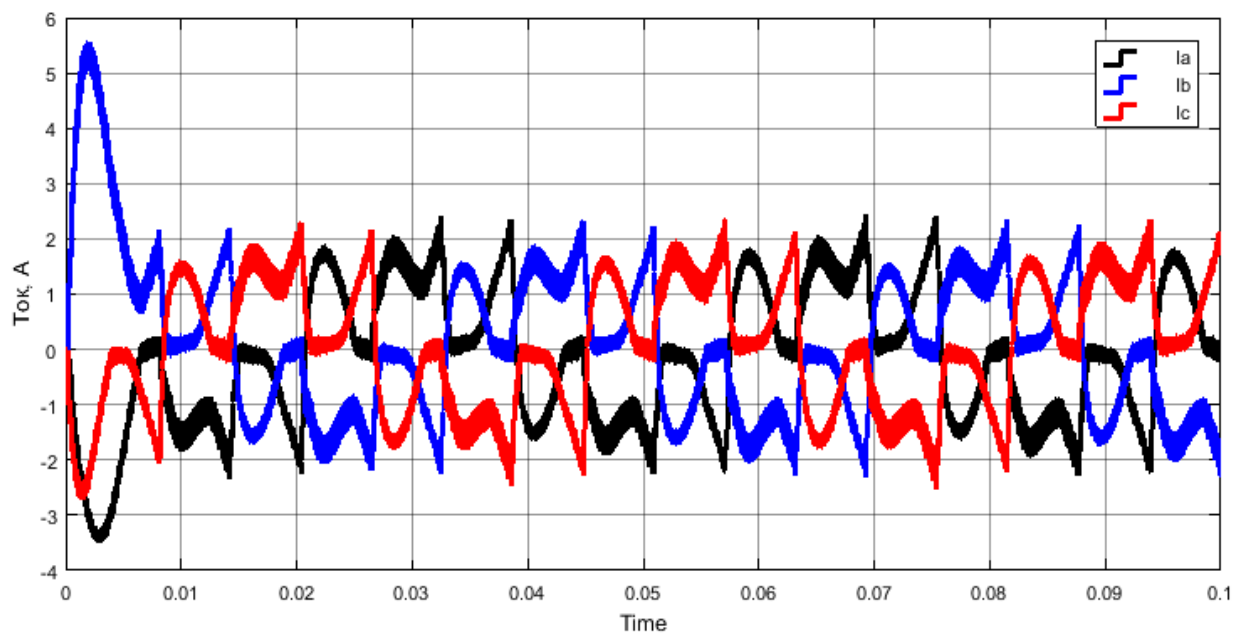


Рис. 3.21. Токи в статорных обмотках двигателя

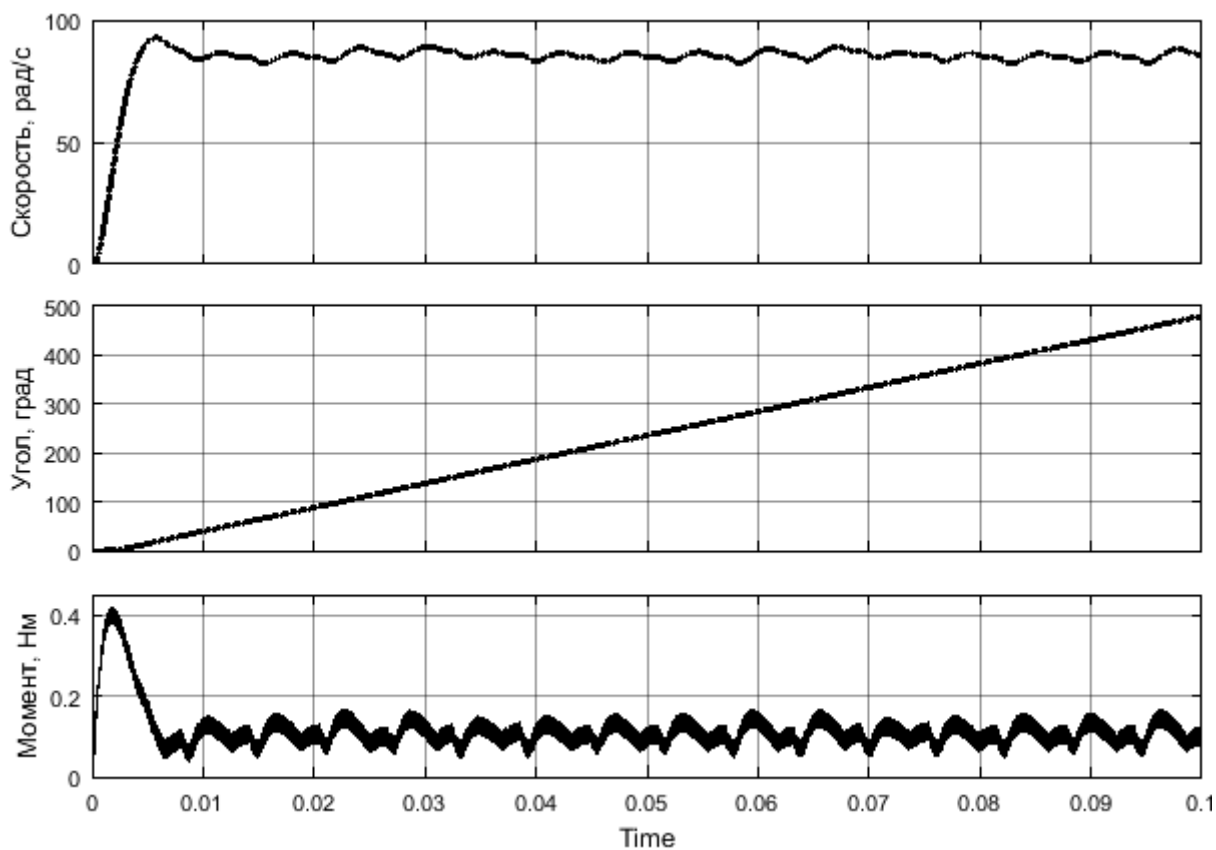


Рис. 3.22. Скорость, угол поворота ротора, электромагнитный момент

Таким образом, при рассмотрении трёх способов управления СД (см. рис. 2.14, 3.16 и 3.24) можно заключить, что усложнение алгоритма управления приводит к уменьшению пульсаций скорости и момента СД. Однако для решения конкретных задач управления необходимо выбирать способ, обеспечивающий наилучший результат при минимальных затратах ресурсов.

4. ТЕОРИЯ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ

Из курса электрических машин известно, что синхронная частота вращения магнитного поля определяется зависимостью $n = 60p/f$, где p – число пар полюсов, f – частота питающей сети, Гц. Следовательно, ее можно регулировать путем изменения частоты питающего напряжения или числа пар полюсов p . Последнее нецелесообразно, так как требуется изменять число пар полюсов как на статоре, так и на роторе, что значительно усложняет конструкцию ротора и машины в целом. Поэтому на практике чаще всего изменяют частоту питающего напряжения.

Для электроприводов с большим моментом инерции более пригоден принцип частотного регулирования с самосинхронизацией. Принцип заключается в том, что управление преобразователем частоты осуществляется от системы датчиков положения ротора, вследствие чего напряжение подается на каждую фазу двигателя при углах нагрузки $\theta < 90^\circ$. При таком способе регулирования автоматически обеспечивается устойчивая работа двигателя и его перегрузочная способность определяется только перегрузочной способностью преобразователя частоты.

Существуют три типа управления: по скорости, положению и моменту (току).

Управление по скорости заключается в поддержании заданной скорости двигателя независимо от изменения момента нагрузки. Для выполнения этой задачи заданная скорость должна непрерывно сравниваться с действительным значением скорости. Определяемое таким образом рассогласование используется контроллером для управления силовой ступенью, чтобы уменьшить это рассогласование. Это типичная схема управления, замкнутая по скорости.

Управление по положению обеспечивает соответствие текущей позиции и заданной, подавая на двигатель соответствующее корректирующее воздействие аналогично системе управления по скорости. Данные о текущем значении положения обычно поступают от цифрового энкодера.

Управление по моменту (току) обеспечивает поддержание тока двигателя, пропорционального заданному моменту. Следовательно, и момент на валу двигателя изменяется пропорционально установленному значению. Управление по моменту также улучшает динамику при управлении по положению и скорости.

4.1. Классификация способов введения обратной связи по положению

Для организации управления синхронными двигателями с постоянными магнитами требуется информация о положении ротора в любой момент времени. Существует множество способов введения обратной связи по положению ротора для управления этими двигателями (рис. 4.1). На основании сделанного анализа отечественной и мировой литературы была составлена структурная схема, в которой объединены способы определения положения по определенным признакам. Обратную связь для формирования законов коммутации можно организовать либо по встроенным датчикам положения ротора, либо бездатчиковым способом.

4.2. Обратная связь по датчикам положения

В качестве датчиков положения в системе управления СДПМ, показанной на рис. 4.2, обычно применяются резольверы, оптические энкодеры и датчики Холла. Датчики положения бывают абсолютными и относительными.

Абсолютный датчик положения выдает однозначную информацию о своем положении в каком-либо масштабе или в пределах какого-то диапазона. Когда на датчик подается питание, он сообщает о своем положении даже без указания точки отсчета.

Резольвер – это созданный на основе вращающегося трансформатора преобразователь угла поворота ротора в пропорциональный электрический сигнал (рис. 4.3). Ротор резольвера соединяют с валом двигателя. На первичную обмотку, расположенную на роторе, подается переменное напряжение. На статоре резольвера размещаются две вторичные обмотки, повернутые в пространстве относительно друг друга на 90° . Принцип работы резольвера основан на том, что при повороте его ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора изменяется в определенной функциональной зависимости от угла поворота (рис. 4.4).

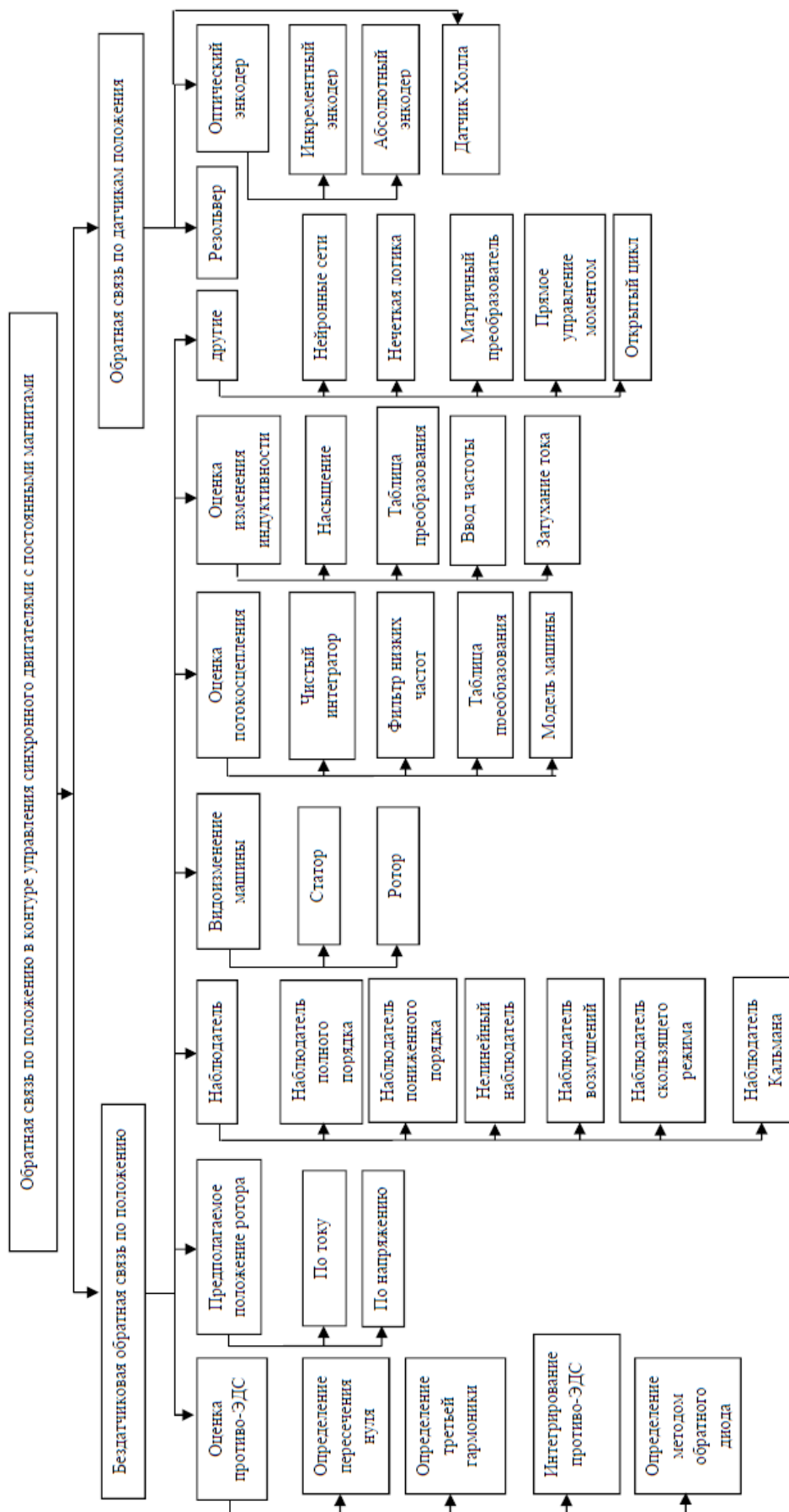


Рис. 4.1. Структурная схема способы введения обратной связи по положению

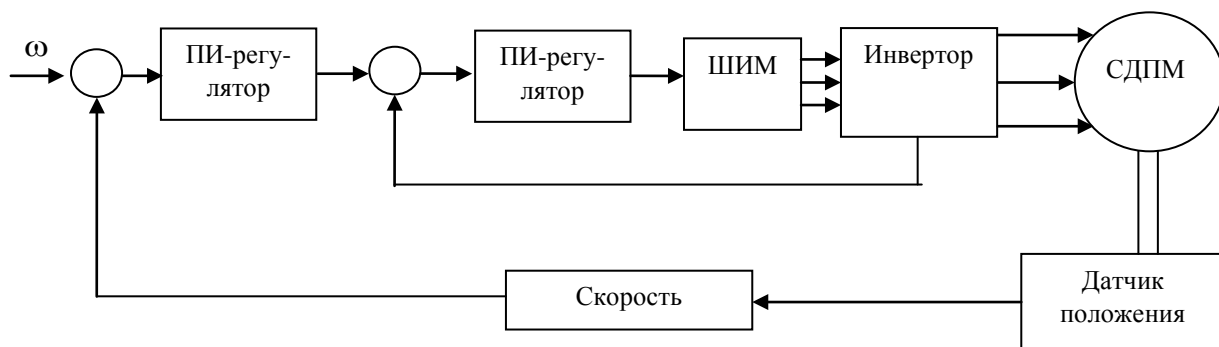


Рис. 4.2. Система управления СДПМ



Рис. 4.3. Резольвер

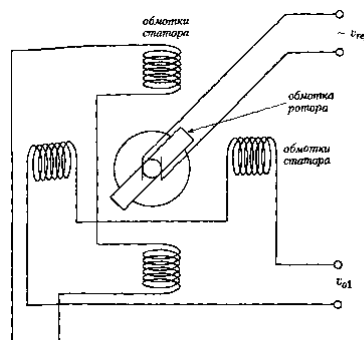


Рис. 4.4. Принцип работы резольвера

Резольверы обычно применяются для точного измерения угловых перемещений и скорости, так как они обладают высокой точностью и их разрешающая способность может достигать единиц угловых минут. Для подачи информации о положении в цифровую систему управления применяются аналогово-цифровые преобразователи типа угол–код.

Энкодер – устройство, предназначенное для преобразования угла поворота вращающегося объекта (вала) в электрические сигналы, позволяющие определить угол его поворота. По принципу действия различают оптические, магнитные и магниторезистивные энкодеры.

Оптические энкодеры имеют жёстко закреплённый на валу специальный оптический диск с оптическим растром, светоизлучающий диод и фотодетектор (рис. 4.5). При вращении объекта специальный датчик считывает информацию и преобразует ее либо в код, либо в импульсы.

Абсолютные оптические энкодеры выдают уникальный цифровой выходной код (код Грея, параллельный код и т.д.), различный для каждого положения вала. Их главной особенностью является свойство не терять свою позицию при исчезновении питания.

Инкрементные оптические энкодеры определяют угол поворота вращающегося объекта, выдавая импульсный цифровой код, по которому принимающее устройство определяет текущее положение координаты путем подсчета числа импульсов счётчиком. При неподвижном валу передача импульсов прекращается, т.е. не сохраняется абсолютное угловое положение.

Инкрементный оптический энкодер состоит из источника света, диска с метками, фототранзисторной сборки и схемы обработки сигнала. Диск инкрементного энкодера разделен на точно позиционированные прозрачные и непрозрачные области (метки), количество которых определяет число импульсов за один оборот. К примеру, если диск поделен на 1000 меток, то за 250 импульсов вал должен повернуться на 90° .

Рассмотрим инкрементный 5-вольтовый датчик CFS50-AFV11X08, имеющий на выходе разностные сигналы A , \bar{A} , B , \bar{B} и N , \bar{N} и 2048 отсчётов на оборот, где сигналы \bar{A} , \bar{B} и \bar{N} являются ин-

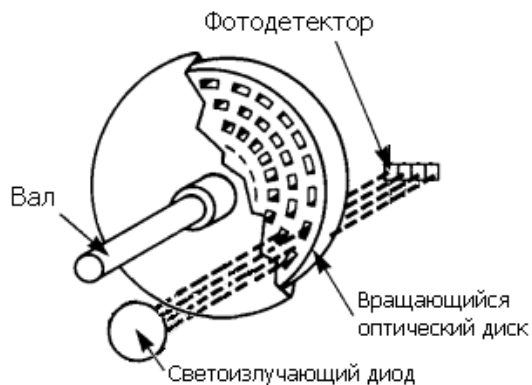


Рис. 4.5. Схема оптического энкодера

версными по отношению к А, В и N. Сигналы А и В сдвинуты по фазе на 90° относительно друг друга. У инкрементного 5-вольтового датчика дорожки А и В используются для счета, дорожка N при соответствующей параметризации – для установки счетчика на загружаемое значение. Датчики с этими шестью сигналами называются симметричными. На рис. 4.6 показана временная последовательность этих сигналов.



Рис. 4.6. Временная последовательность импульсов инкрементного датчика

DSP-контроллеры могут подсчитывать фронты сигналов посредством таймеров. Обычно анализируется фронт на А (\bar{A}) (однократный анализ). Для получения более высокого разрешения путем параметризации может быть использован однократный, двойной или четырехкратный анализ.

Множественный анализ возможен только у инкрементных 5-вольтовых датчиков с сигналами А и В, сдвинутыми на 90°, или у инкрементных 24-вольтовых датчиков с сигналами А* и В*, сдвинутыми на 90°.

Однократный анализ (рис. 4.7) означает, что анализируется только один фронт А, импульсы прямого счета регистрируются при нарастающем фронте на А и низком уровне сигнала на В, а импульсы обратного счета – при падающем фронте на А и низком уровне сигнала на В.

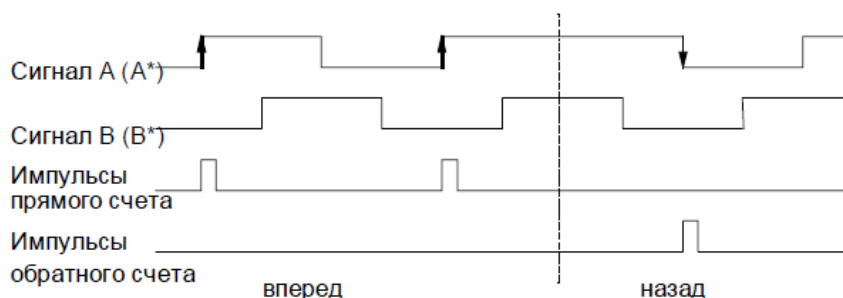


Рис. 4.7. Однократный анализ сигналов инкрементного датчика

Двойной анализ (рис. 4.8) означает, что анализируются нарастающий и падающий фронты сигнала А; генерируются ли импульсы прямого или обратного счета, зависит от уровня сигнала В.

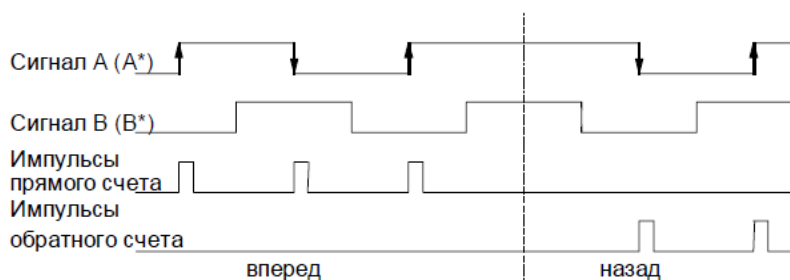


Рис. 4.8. Двукратный анализ сигналов инкрементного датчика

Четырехкратный анализ (рис. 4.9) означает, что анализируются нарастающий и падающий фронты А и В; генерируются ли импульсы прямого или обратного счета, зависит от уровней сигналов А и В.

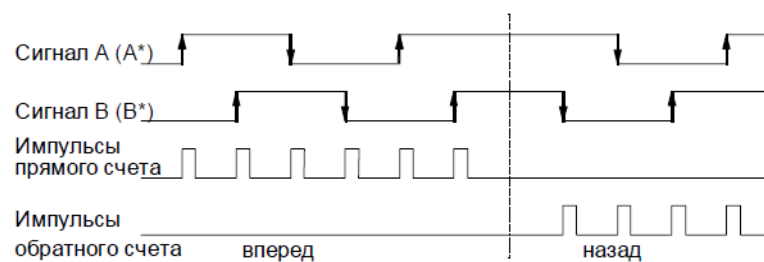


Рис. 4.9. Четырёхкратный анализ сигналов инкрементного датчика

В DSP-контроллерах STM32 используется четырёхкратный анализ сигналов, что позволяет программно увеличить точность определения положения в четыре раза.

Датчик Холла – это датчик, работающий на эффекте Холла, суть которого заключается в том, что при помещении в магнитное поле некоторого проводника с постоянным током в этом проводнике возникает поперечная разность потенциалов (рис. 4.10).

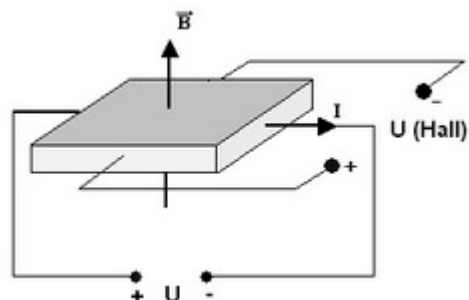


Рис. 4.10. Эффект Холла

Датчики Холла бывают аналоговыми и цифровыми. Аналоговый преобразует индукцию магнитного поля в напряжение, знак и величина которого будут зависеть от полярности и силы поля. Цифровой же выдаёт лишь факт наличия/отсутствия поля и обычно имеет два порога: включения (когда значение индукции выше порога, датчик выдаёт логическую единицу) и выключения (когда значение ниже порога, датчик выдаёт логический ноль). Зона нечувствительности между порогами называется *гистерезисом* и служит для исключения ложного срабатывания датчика на помехи. Аналогично работает цифровая электроника с логическими уровнями напряжения. Цифровые датчики Холла делятся ещё на унipoлярные и биполярные: первые включаются магнитным полем определённой полярности и выключаются при снижении индукции поля; вторые включаются полем одной полярности, а выключаются полем противоположной полярности.

Применение датчиков удорожает систему и снижает её надёжность в целом. Существуют технологические механизмы, в которых использование датчиков положения практически невозможно.

4.3. Обратная связь по току

При построении системы управления с синхронным двигателем обратная связь по току может быть реализована двумя основными способами (рис. 4.11).

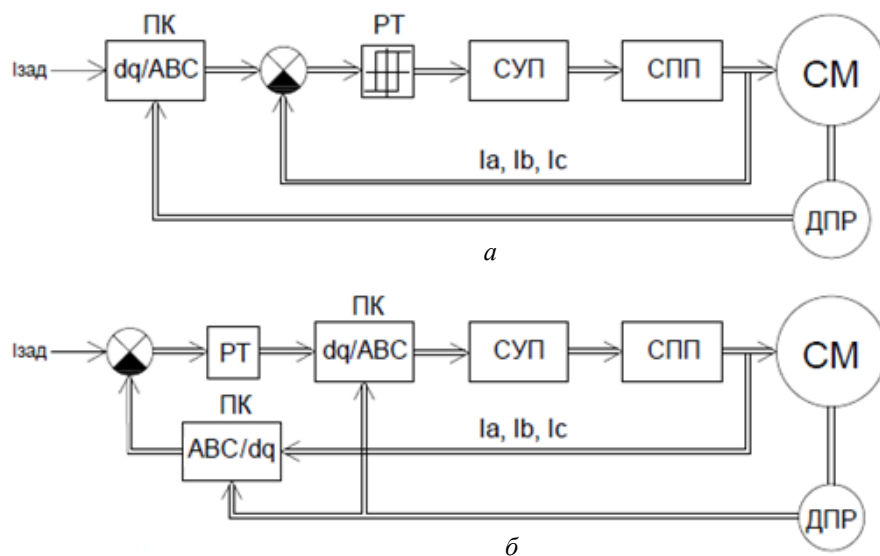


Рис. 4.11. Структурные схемы системы управления СД с обратной связью по току

В схеме *a* контур тока является внутренним по отношению к контуру системы управления силовым полупроводниковым преобразователем (СУ СПП). В этом случае обратная связь по току реализуется в неподвижной системе координат и регулятор тока (РТ) выполняется релейным, обеспечивающим скользящее управление током на выходе СПП (частота и скважность ШИМ меняются в функции разности заданного и измеренного значения токов в обмотках двигателя).

В схеме *б* контур тока является внешним по отношению к контуру СУ СПП. В этом случае управление током осуществляется во вращающейся системе координат и регулятор тока синтезируется в соответствии с классической теорией синтеза линейных регуляторов.

Заданные техническими условиями динамические характеристики электропривода могут быть обеспечены в любой из рассмотренных схем. Существенное влияние структура системы управления электроприводом оказывает на электромагнитные и энергетические характеристики.

В обоих вариантах системы управления приводом изменение момента нагрузки на валу исполнительного двигателя изменяет значение тока двигателя I_1 . При этом напряжения продольной и поперечной составляющих находят из уравнений

$$\begin{aligned} U_d &= RI_d - \omega L_q I_q = RI_1 \sin \omega T - \omega L_q I_1 \cos \omega T, \\ U_q &= RI_q + \omega L_d I_d + C_E \cdot \omega_m = RI_1 \cos \omega T + \omega L_d I_1 \sin \omega T + C_E \omega_m. \end{aligned} \quad (4.1)$$

На рис. 4.11, *a* контур СУ СПП – внешний по отношению к контуру тока. Регулятор тока в данной структурной схеме является релейным. После замыкания обратной связи по току замкнутый контур тока можно считать безынерционным, а силовой полупроводниковый преобразователь – источником тока. Тогда передаточная функция замкнутого контура тока будет равна $W_3(s) = 1$.

Однако запаздывание T в канале "датчик положения ротора → преобразователь координат → силовой полупроводниковый преобразователь (ДПП-ПК-СПП)" присутствует в уравнениях (4.1) и влияет на характеристики привода только при скоростях, близких к номинальной.

В функциональной схеме на рис. 4.11, *б* контур СУ СПП является внутренним по отношению к контуру тока. В этом случае регулятор в контуре тока линейный, запаздывание T компенсируется регулятором тока и в (4.1) можно положить $T=0$.

На рис. 4.12 приведена модель СД с системой управления, реализованной по схеме рис. 4.11, *a*.

Основное отличие модели на рис. 4.12 от модели на рис. 3.18 заключается в том, что вместо блока PWM Generator необходимо реализовать регулятор контура тока (CurrentControl) в неподвижной системе координат (рис. 4.13). В качестве положения ротора будем использовать не идеальный датчик перемещения Ideal Rotational MotionSensor, а инкрементный Incremental Shaft Encoder с блоком преобразования сигналов инкрементного датчика Decoder.

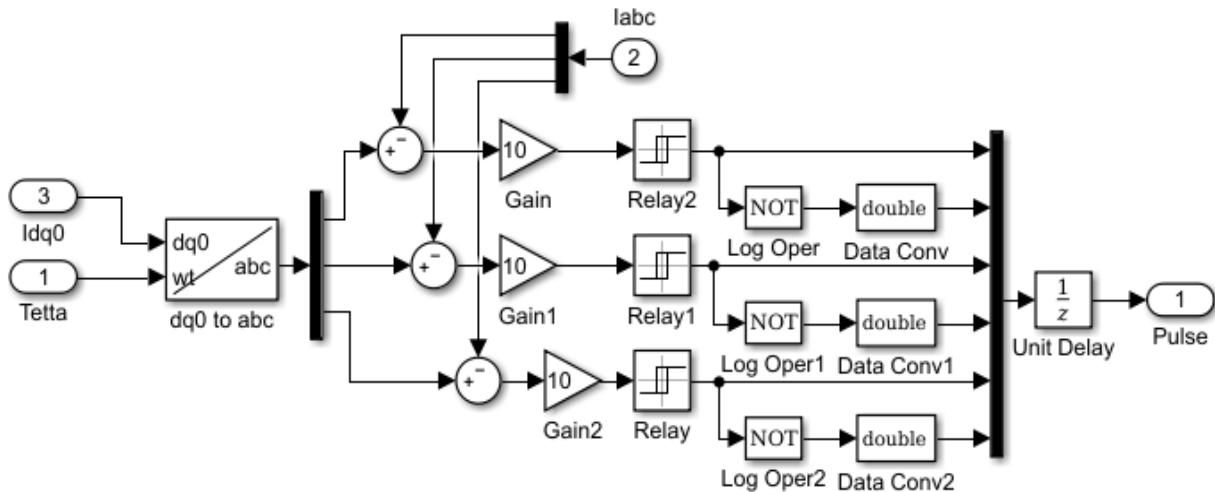


Рис. 4.13. Регулятор контура тока (CurrentControl) в неподвижной системе координат

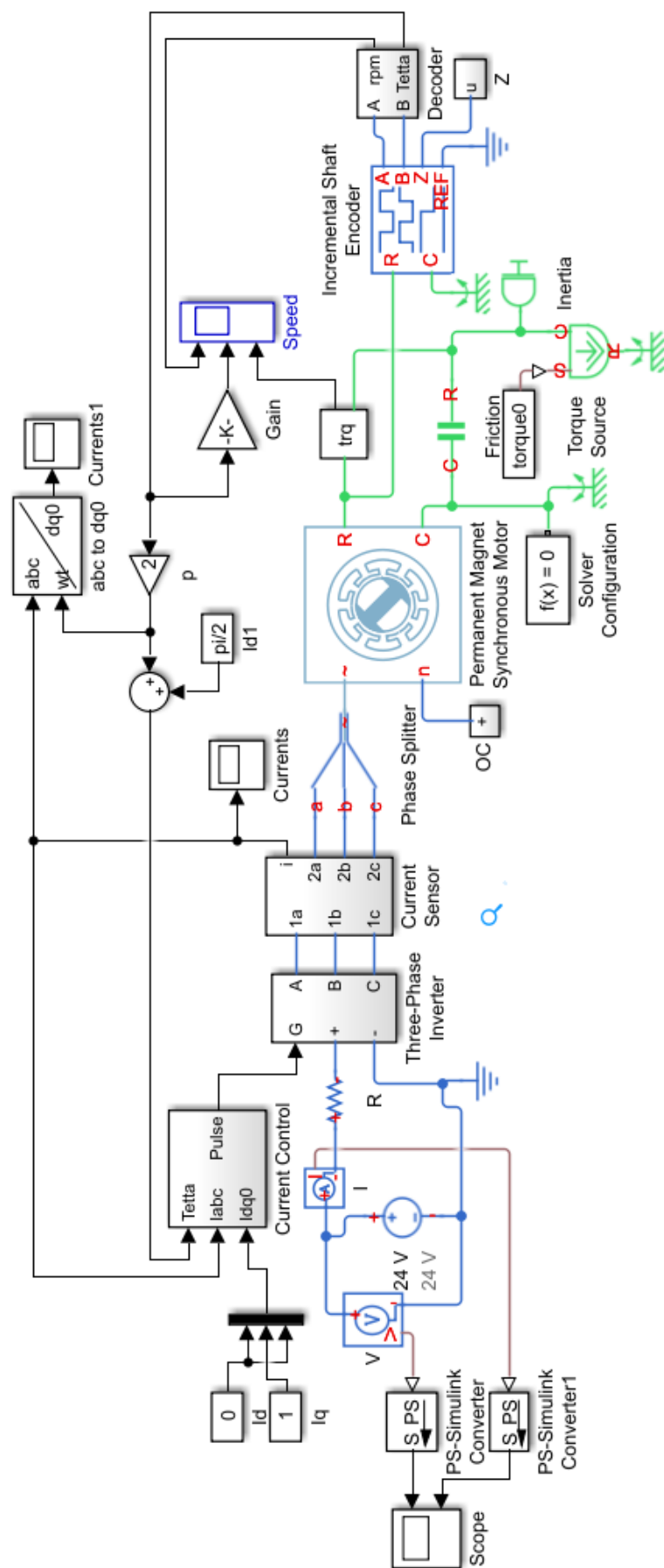


Рис. 4.12. СД с контуром тока в неподвижной системе координат

Регулятор включает в свой состав:

- преобразователь координат из вращающейся системы координат в неподвижную dq0 to abc – Simscape → Power Systems → Specialized Tehnology → Control&Measurements → Transformation;
- блок единичной задержки Computational Delay – Simulink → Discrete → UnitDelay;
- блоки объединения и разъединения сигналов – Simulink→Signal Routing→ Mux/Demux;
- сумматоры – Simulink→Math Operations→Sum;
- усилители Gain – Simulink→Math Operations→ Gain;
- реле Relay – Simulink→Discontinuities→Relay;
- блоки инверсии Log Oper – Simulink→Logical and Bit Operatins→Logical Operator;
- блок преобразования типов сигнала Data Conv – Simulink→Commonly Used Blocks→Data Type Conversion.

Окно настройки параметров блока Relay показано на рис. 4.14.

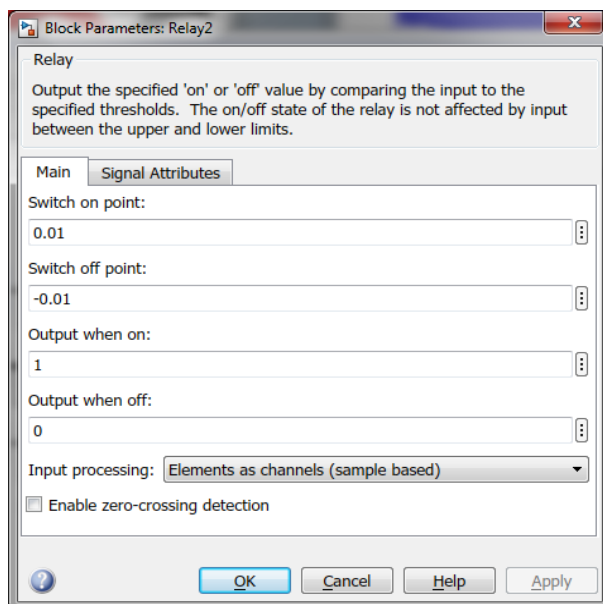


Рис. 4.14. Окно настройки параметров блока Relay

Настройка ширины петли гистерезиса реле производится в полях *Switch on point* и *Switch off point* соответственно. Чем уже гистерезис, тем выше частота ШИМ. В полях *Output when on* и *Output when off* задаются значения выхода (открытого/закрытого состояния верхнего силового ключа полумоста инвертора).

В блоке Logical Operator из выпадающего меню *Operator* выбрать функцию инверсии *NOT*. Выходом данного блока будет переменная типа *boolean*, которую необходимо преобразовать в тип *double*.

В блоке Data Type Conversion в выпадающем меню *Output data type* выбрать тип выходного сигнала *double*.

Структура модулей V2SL_1 и V2SL_2 для преобразования физических сигналов энкодера (U_A , U_B) с использованием *S* – функций Matlab приведена на рис. 4.15. На рис. 4.16 показан модуль обработки и преобразования аналоговых сигналов в импульсные для цифрового регулятора контура тока и определения скорости и направления вращения. Для отображения на осциллографе физического сигнала (напряжений U_A , U_B) используют блок PS-Simulink Converter(рис. 4.17).

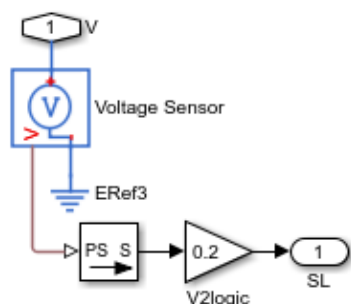


Рис. 4.15. Модуль блока V2S

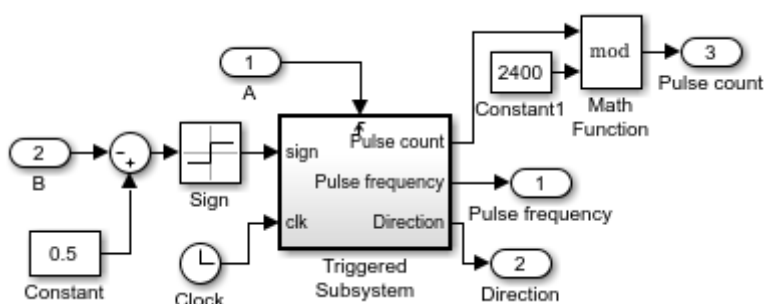


Рис. 4.16. Модуль блока Pulse decoder

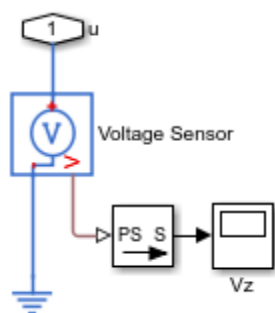


Рис. 4.17. Модуль блока Z

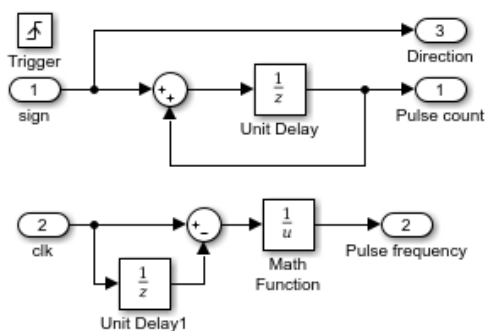


Рис. 4.18. Модуль блока Trigger Subsystem

Расчёт скорости осуществляется путём измерения интервала времени между нарастающими фронтами входа *A* с последующим взятием обратной величины от полученного значения времени (элемент MathFunction с функцией reciprocal). Вход *B* используется для определения направления вращения (рис. 4.18). Окно настройки параметров блока Incremental Shaft Encoder показано на рис. 4.19.

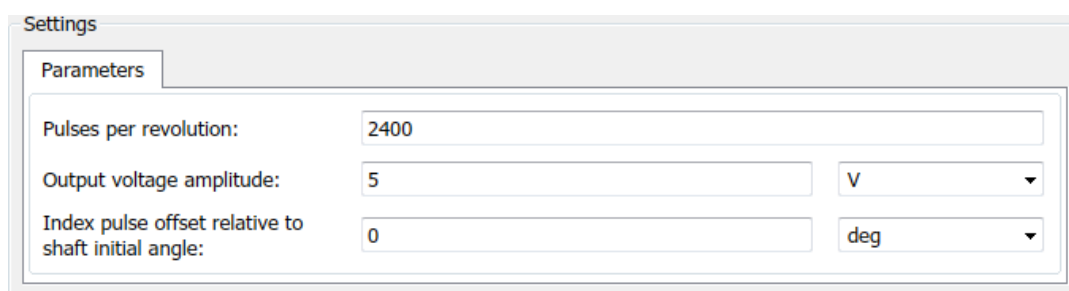


Рис. 4.19. Окно настройки параметров блока Incremental Shaft Encoder

Особенностью инкрементного энкодера является то, что при совершении полного оборота счётчик импульсов должен обнуляться. Следовательно, для корректной работы модели выход блока Trigger Subsystem Pulse Count необходимо сбрасывать каждый раз, когда счётчик отсчитает число импульсов, равное числу импульсов на полный оборот датчика. В рассматриваемой модели полагается, что датчик имеет 2400 отсчётов на оборот. Функция *mod* в блоке Math Function реализует описанный выше алгоритм.

Таким образом, реле и блок инверсии соотносят с открытым состоянием верхнего ключа полумоста инвертора соответствующее закрытое состояние нижнего ключа инвертора и наоборот. Блок Decoder производит расчёт скорости и угла поворота ротора. Результаты моделирования приведены на рис. 4.20 и 4.21.

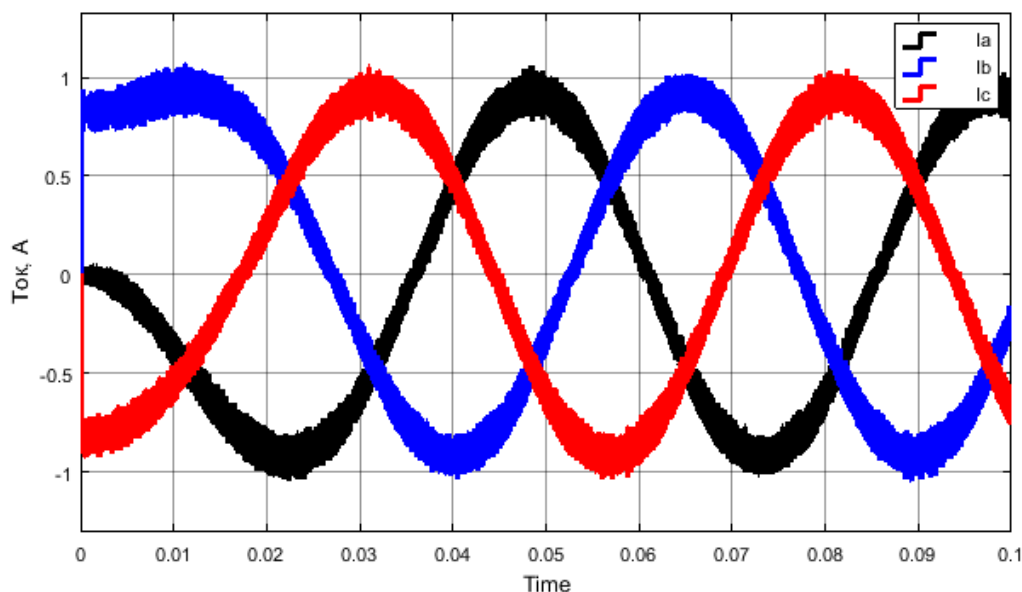


Рис. 4.20. Фазные токи статорной обмотки СД

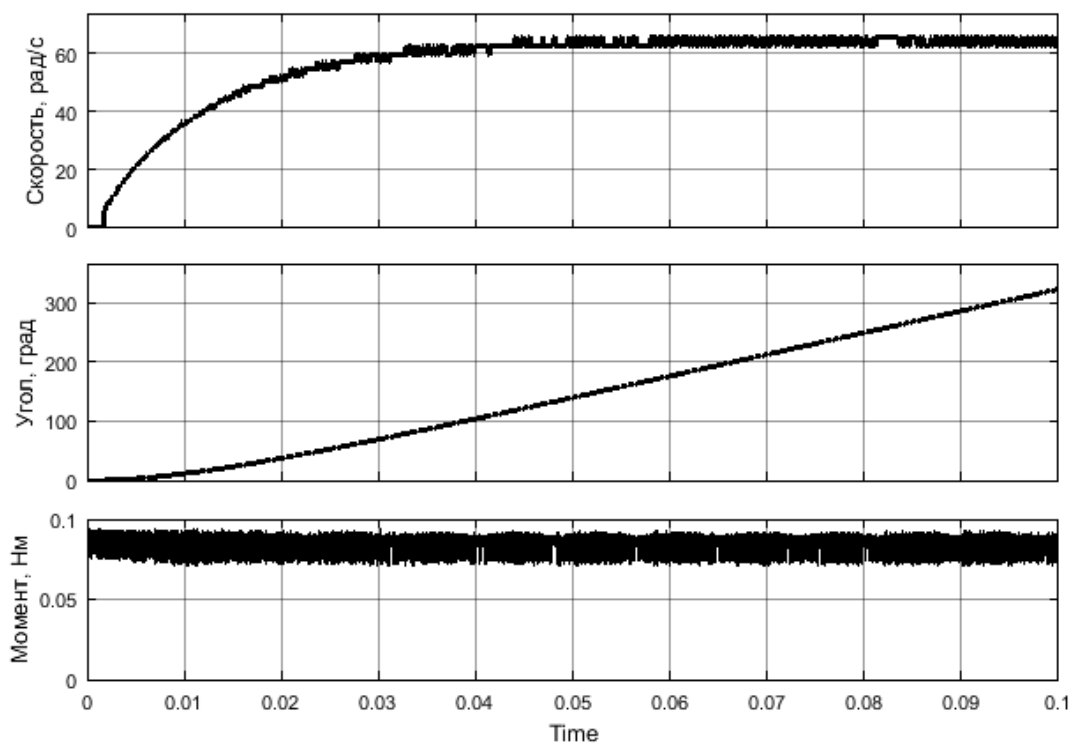


Рис. 4.21. Скорость, угол поворота ротора и электромагнитный момент СД

Введение обратной связи по току позволило получить фазные токи СД практически синусоидальной формы, а реактивную составляющую тока I_d минимизировать (рис. 4.22).

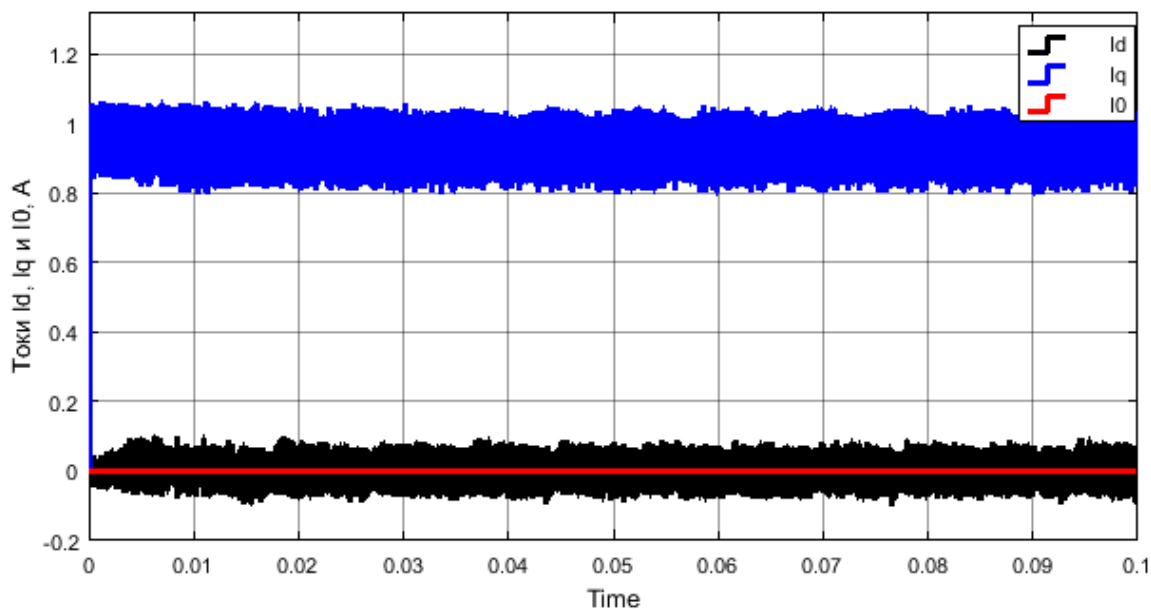


Рис. 4.22. Статорные токи СД во вращающейся системе координат

На рис. 4.23 представлена модель СД с системой управления согласно рис. 4.11, б, модель регулятора тока во вращающейся системе координат – на рис. 4.24.

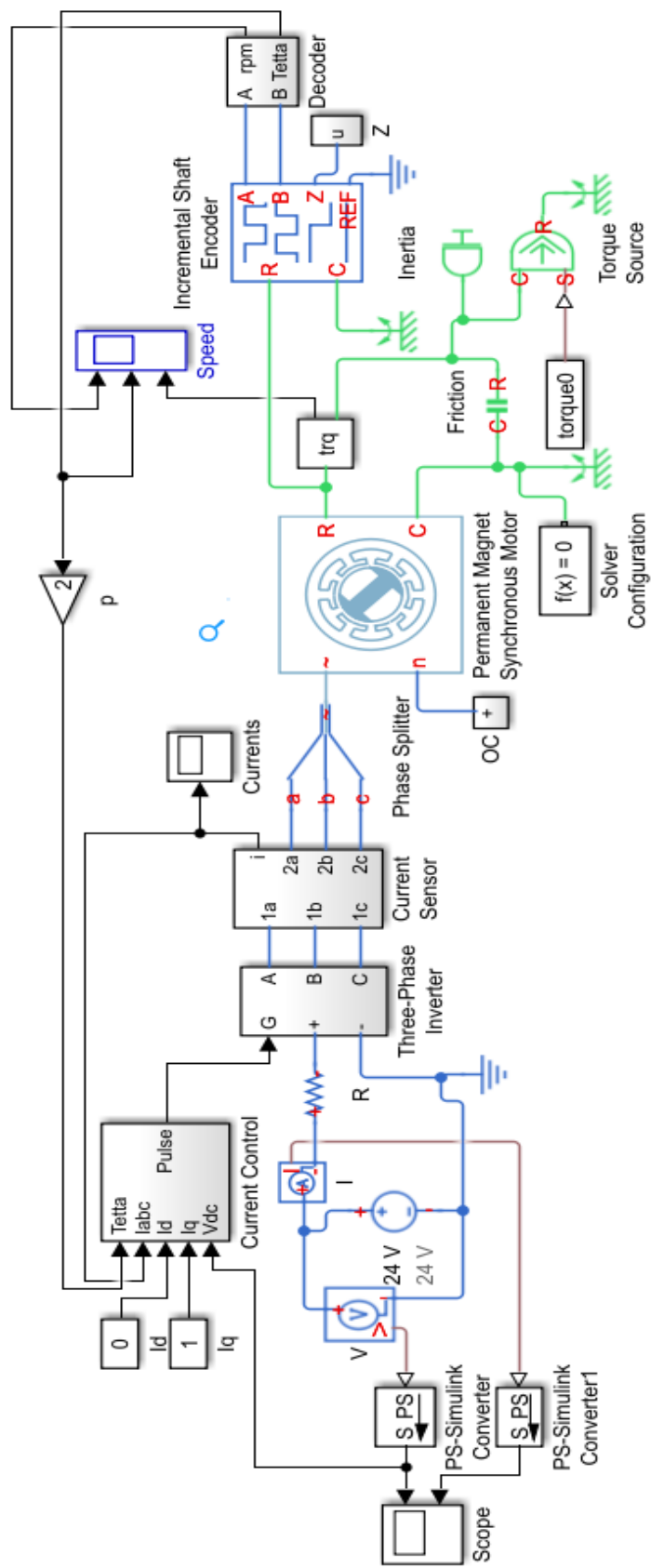


Рис. 4.23. СД с контуром тока во вращающейся системе координат

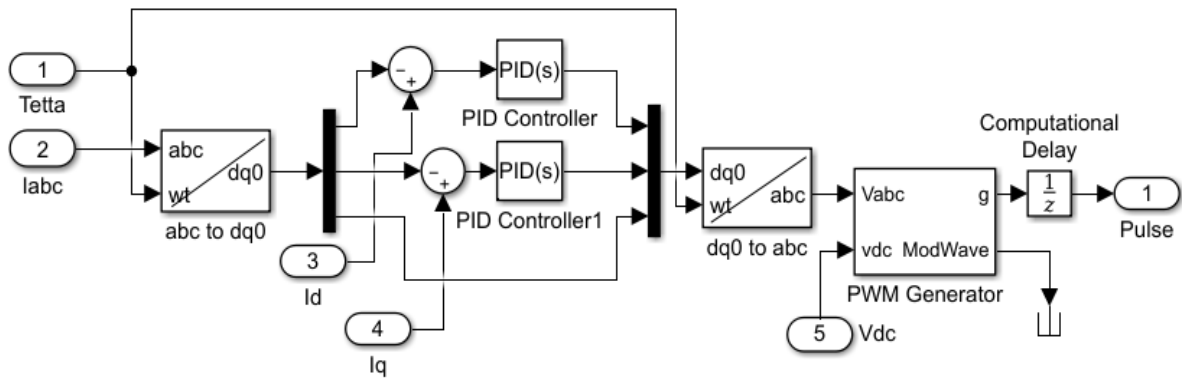


Рис. 4.24. Регулятор контура тока во вращающейся системе координат

Разомкнутый контур тока для продольной и поперечной составляющих тока описывается как апериодическое звено, следовательно, в качестве регулятора необходимо использовать ПИ-регулятор для каждой составляющей тока:

$$W_{PTd}(s) = \frac{T_d s + 1}{T_0 s} = \frac{L_d / R}{T_0} + \frac{1}{T_0 s} = K_n + K_n \frac{1}{s};$$

$$W_{PTq}(s) = \frac{T_q s + 1}{T_0 s} = \frac{L_q / R}{T_0} + \frac{1}{T_0 s},$$

где T_0 – желаемая постоянная времени замкнутого контура тока.

Примем $T_0 = 0,001$ с, тогда параметры ПИ-регуляторов равны:

$$W_{PTd}(s) = 1,555 + 1000 \frac{1}{s};$$

$$W_{PTq}(s) = 1,245 + 1000 \frac{1}{s}.$$

Результаты моделирования приведены на рис. 4.25 - 4.27.

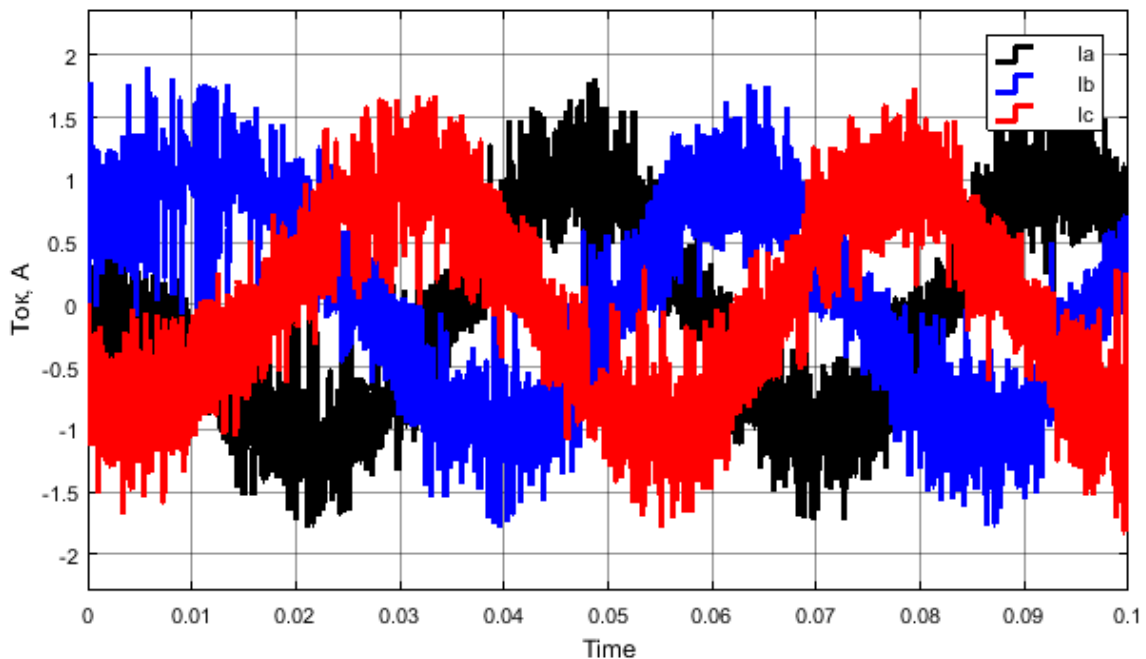


Рис. 4.25. Фазные токи статорной обмотки СД

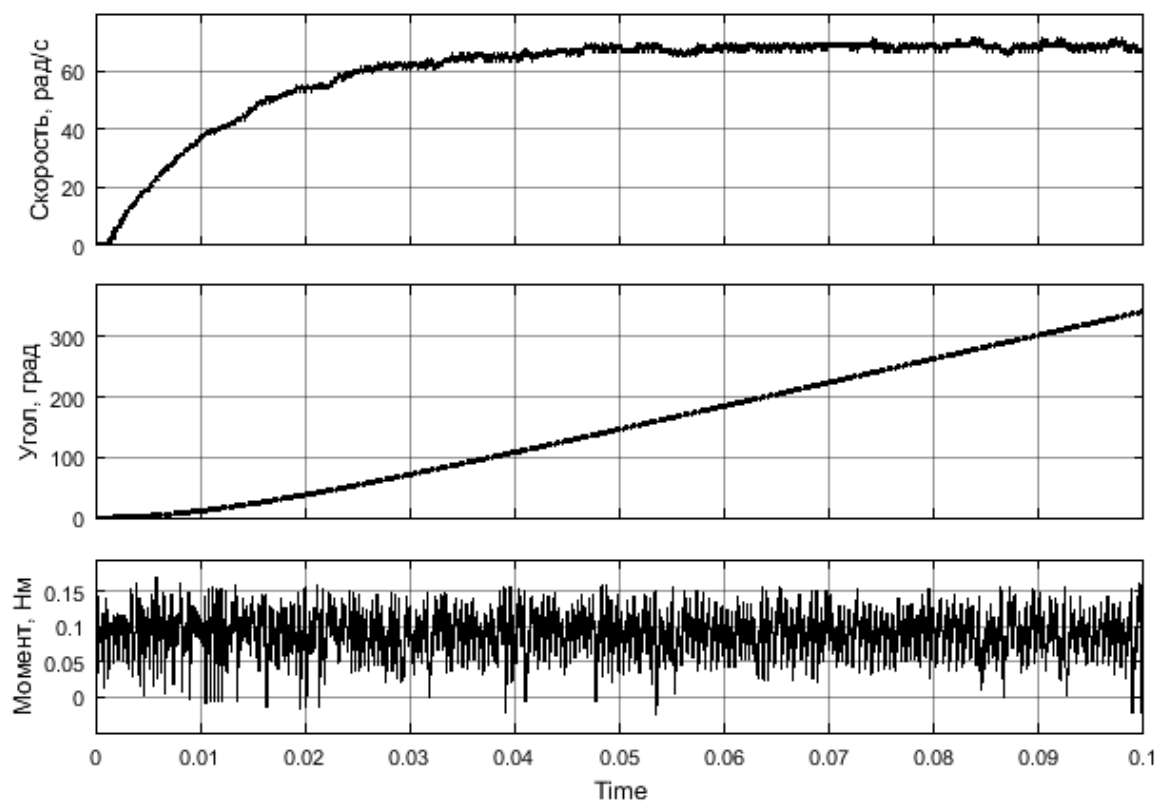


Рис. 4.26. Скорость, угол поворота ротора и электромагнитный момент СД

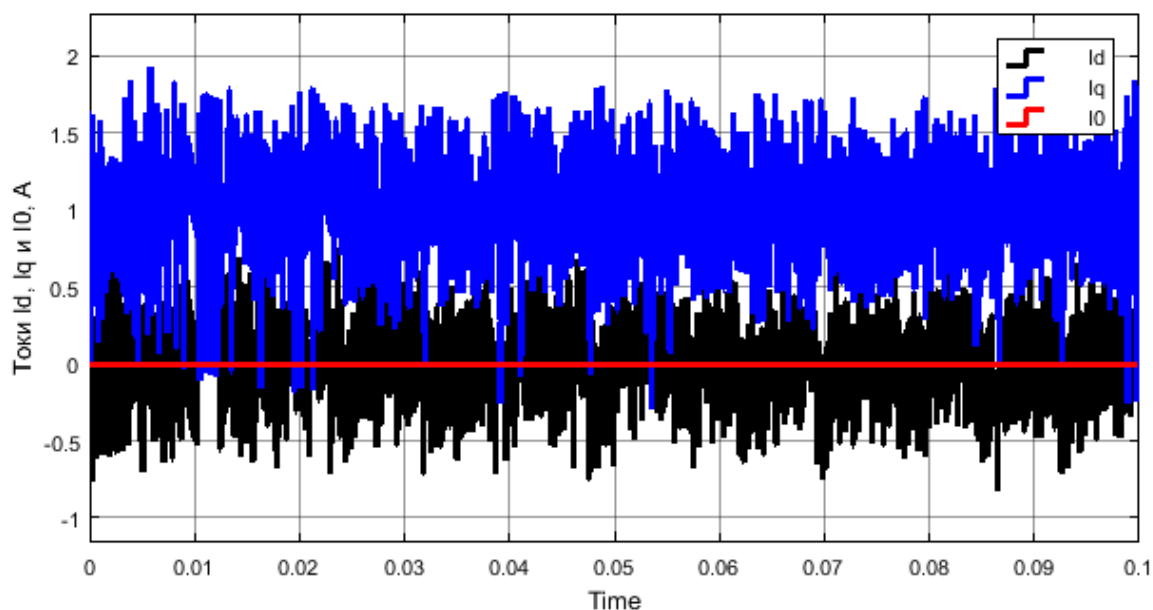


Рис. 4.27. Статорные токи СД во вращающейся системе координат

Анализ полученных результатов показывает, что регулятор тока как в неподвижной системе координат, так и во вращающейся обеспечивает требуемые характеристики системы: максимальное быстроедействие контура тока, минимизацию реактивной составляющей тока и, как следствие, минимизацию потерь.

Однако следует отметить, что реализация контура тока во вращающейся системе координат требует двойного преобразования тока из неподвижной системы координат abc во вращающуюся dq на входе регулятора тока и наоборот из вращающейся dq в неподвижную abc на выходе регулятора тока, что приводит к искажениям сигнала, как явствует из рис. 4.26.

4.4. Обратная связь по скорости

Рассмотрим организацию обратной связи по скорости для СД с релейным регулятором в контуре тока. Тогда разомкнутый контур скорости описывается интегрирующим звеном с передаточной функцией $W_o(s) = \frac{k}{s}$, где $k = \frac{\Phi_0 p m}{2J} = \frac{0,0295 \cdot 2 \cdot 3}{2 \cdot 117 \cdot 10^{-7}} = 7564$, где Φ_0 – магнитный поток в воздушном зазоре между статором и ротором, p – число пар полюсов ротора, m – количество фаз статорной обмотки двигателя, J – приведённый к валу двигателя момент инерции ротора и нагрузки.

В этом случае рекомендуется использовать пропорциональный регулятор скорости:

$$W_p(s) = k_p, \text{ причём } W_{\text{раз}}(s) = \frac{k_{\text{pc}} \cdot k \cdot k_{\text{oc}}}{s} = \frac{1}{T_0 s},$$

$$\text{где } T_0 = \frac{1}{k_{\text{pc}} \cdot k \cdot k_{\text{oc}}}.$$

Из последнего соотношения следует, что постоянная времени T_0 может принять любое малое наперёд заданное значение. После замыкания контура его передаточная функция

$$W_3(s) = \frac{1}{k_{\text{oc}}} \cdot \frac{\frac{1}{T_0 s}}{1 + \frac{1}{T_0 s}} = \frac{1}{k_{\text{oc}}} \cdot \frac{1}{1 + T_0 s}.$$

Для обеспечения заданного диапазона регулирования скорости необходимо, чтобы контур скорости имел частоту среза

$$\omega_{\text{cp}} = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}},$$

где $\omega_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{max}}}{\Theta_y}}$, ε_{max} – максимальное ускорение системы; Θ_y – максимальная ошибка системы; ε_{max} и Θ_y задаются в техническом задании на разрабатываемую мехатронную систему.

Зададим максимальное ускорение системы $\varepsilon_{\text{max}} = 3000 \text{ }^\circ/\text{с}^2 = 52,36 \text{ рад/с}^2$, а максимальную ошибку $\Theta_y = 1' = 0,00029 \text{ рад}$. Примем показатель колебательности $M = 1,1$, тогда

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{52,36}{0,00029}} = 425 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega_{\text{cp}} = 425 \cdot \sqrt{\frac{1,1}{0,1}} = 1409,3 \text{ с}^{-1};$$

$$T_0 = \frac{1}{\omega_{\text{cp}}} = \frac{1}{1409,3} = 0,00071 \text{ с};$$

$$k_{\text{pc}} = \frac{1}{T_0 k k_{\text{oc}}} = \frac{1}{0,0071 \cdot 7564 \cdot 1} = 0,186.$$

Использование пропорционального регулятора в контуре регулирования скорости приведёт к появлению статической составляющей ошибки, что не всегда удовлетворяет требованиям системы управления. Следовательно, необходимо ввести интегрирующее звено в регулятор скорости с коэффициентом усиления $k_{\text{и}} = 10 \cdot k_{\text{pc}} = 18,6$. Таким образом, в контуре регулирования скорости будем использовать ПИ-регулятор. Модель замкнутой скоростной системы приведена на рис. 4.28.

На рис. 4.29 показано окно настройки параметров блока PIController из библиотеки Simulink → Continuous → PIDController. В блоке torque0 вместо блока Constant необходимо ввести блок Step, задающий величину момента нагрузки и момент времени, в который она начинает действовать, из библиотеки Simulink → Sources → Step. На рис. 4.30 представлены окна настроек блоков Step, задающих скорость и момент.

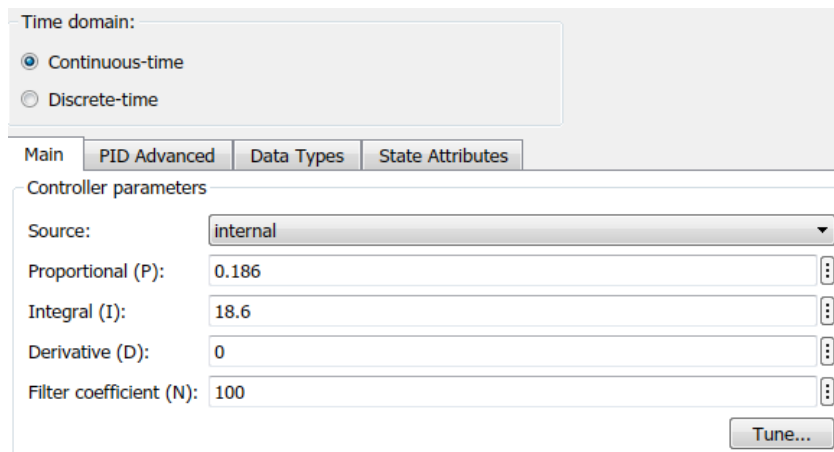
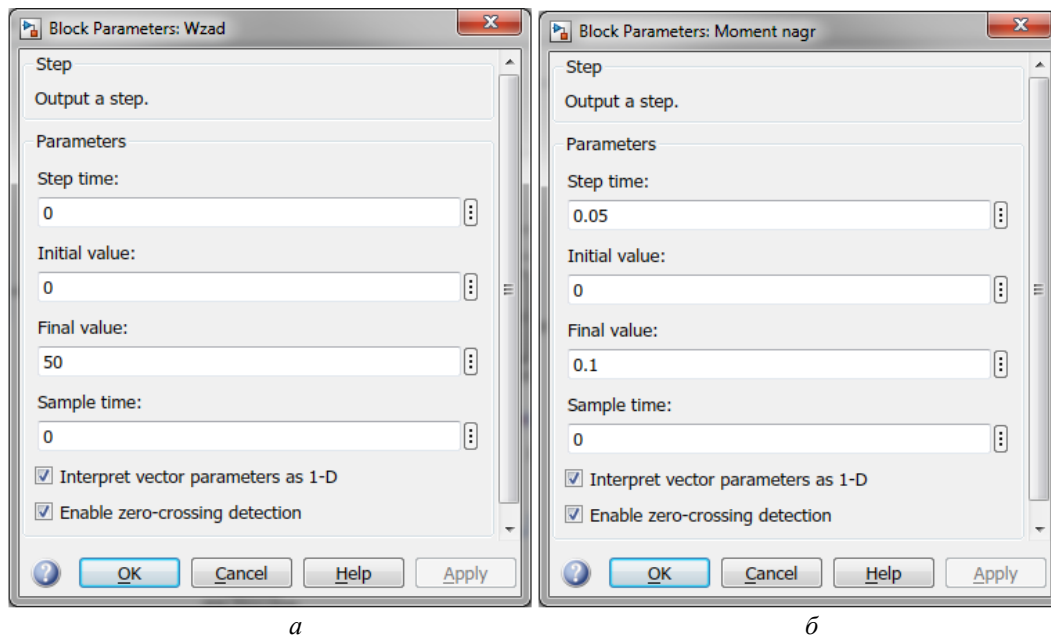


Рис. 4.29. Окно настройки параметров блока PIDController



a

б

Рис. 4.30. Окна настроек блоков Step, задающих скорость (*a*) и момент (*б*)

В момент времени $t = 0,05$ с к валу двигателя прикладывается внешний нагружающий момент $0,1$ Н·м. Результаты моделирования приведены на рис. 4.31 и 4.32.

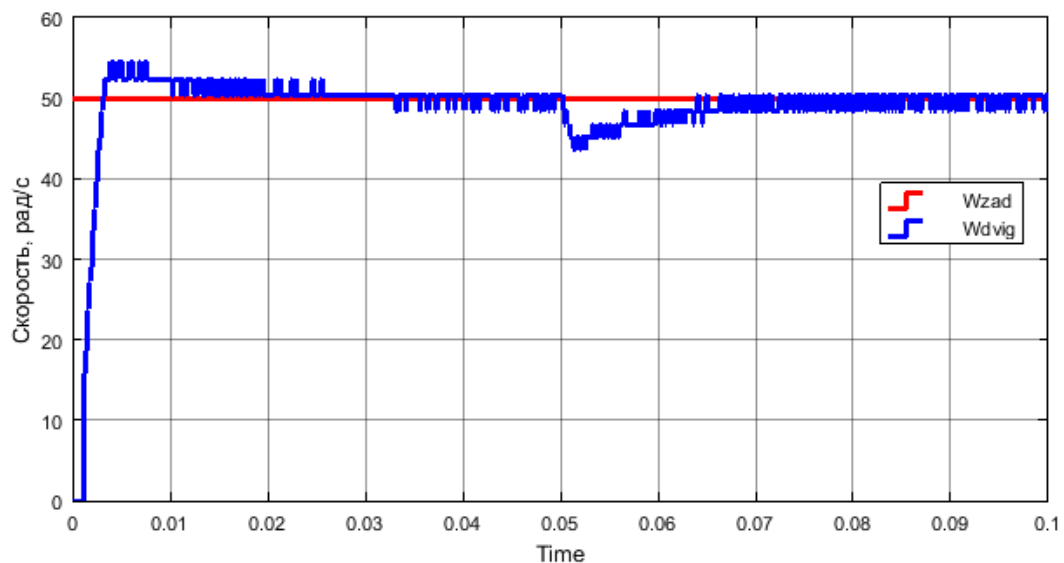


Рис. 4.31. Переходные процессы в контуре скорости

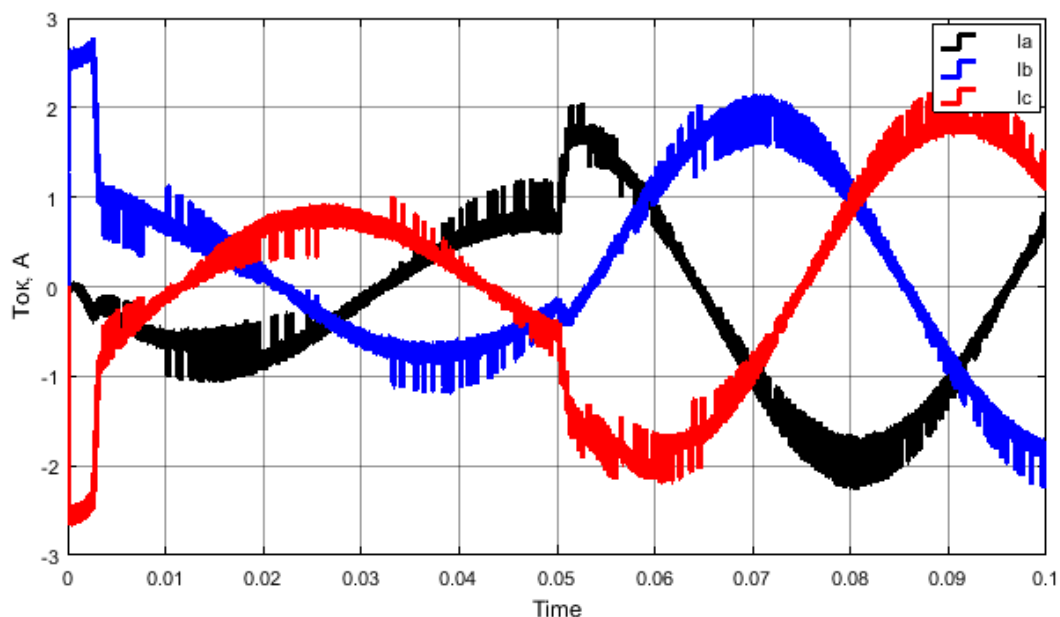


Рис. 4.32. Фазные токи СД

Интегрирующее звено в регуляторе скорости «притягивает» скорость двигателя к заданной величине. Существенное (в несколько раз) увеличение интегрирующей составляющей может вывести систему на границу устойчивости, что приведёт к колебательному виду переходного процесса.

После начала действия внешнего возмущающего момента через $t = 0,03$ с скорость двигателя вернулась к заданной величине. Таким образом, замкнутая по скорости система имеет астатизм первого порядка по управлению и возмущению.

5. БЕЗДАТЧИКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

5.1. Бездатчиковая обратная связь по положению

Быстрое развитие современных микроконтроллеров с большим аппаратом обработки входящих аналоговых и цифровых сигналов позволяет построить множество способов и методов бездатчикового управления синхронной машиной с постоянными магнитами.

Бездатчиковая обратная связь производится путем анализа поведения электромагнитных переменных, которые могут быть измерены непосредственно на выходных клеммах полупроводникового преобразователя, и текущей частоты вращения (питания) двигателя.

Бездатчиковые способы определения положения ротора могут быть основаны на оценке противо-ЭДС, на предположении положения ротора, на наблюдателях, на изучении видоизменения машины, на оценке потокосцепления и изменения индуктивности.

Высокая производительность цифровых сигнальных процессоров (DSP) позволяет приводам бесколлекторных двигателей выполнять регулирование с высоким разрешением и свести к минимуму задержки регулирования. Цифровой контроллер уменьшает колебания крутящего момента и улучшает динамические характеристики во всем диапазоне скоростей двигателя. Эти усовершенствования привели к снижению стоимости системы и увеличению надежности.

Методы, основанные на оценке противо-ЭДС. Это методы, в которых исследуется информация о положении ротора по значению противо-ЭДС в отключенной обмотке. Они применяются только для БДПТ и являются наиболее распространенными методами бездатчикового управления.

При вращении двигателя в каждой обмотке создается противо-ЭДС в соответствии с законом Ленца и зависит от трех параметров двигателя: числа витков в обмотках статора, угловой скорости ротора и магнитного поля, создаваемого магнитами ротора.

Значение противо-ЭДС может быть рассчитано по формуле

$$e = NlrB\omega, \quad (5.1)$$

где N – число обмоток на фазу; l – длина ротора; r – внутренний радиус ротора; B – магнитная индукция ротора; ω – угловая скорость.

Уравнение (5.1) содержит только одну переменную величину – угловую скорость ротора. Таким образом, значение противо-ЭДС прямо пропорционально скорости вращения ротора.

Величина наводимого противо-ЭДС двигателя изменяется в зависимости от положения и скорости ротора, поэтому определить противо-ЭДС при нулевой и малых скоростях невозможно. Наводимый в обмотках ЭДС знакопеременный. Методы, основанные на противо-ЭДС, подходят для применений, где не требуется контроль положения и применения обратной связи на малых скоростях. Существует несколько различных способов использования противо-ЭДС: определение пересечения нуля противо-ЭДС, определение третьей гармоники, интегрирование противо-ЭДС, метод обратного диода.

Определение пересечения нуля противо-ЭДС. Для управления БДПТ может быть использовано значение противо-ЭДС незапитанной фазы с целью определить последовательность коммутации инвертора. Система управления БДПТ, основанная на этом методе, приведена на рис. 5.1.

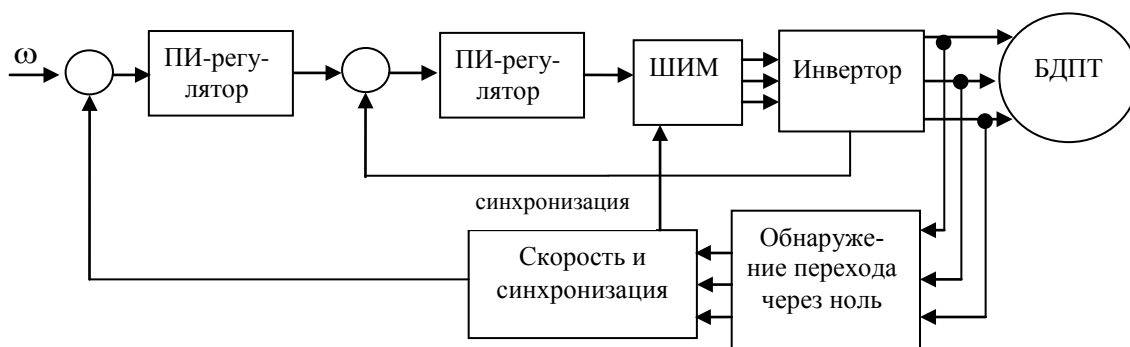


Рис. 5.1. Система управления БДПТ, основанная на методе определения пересечения противо-ЭДС нуля

На рис. 5.2 показаны временные взаимоотношения между тремя противо-ЭДС, событиями пересечения нуля и событиями коммутации. Из рисунка видно, что для обеспечения эффективной и бесперебойной работы двигателя необходимо выдерживать разницу в 30 электрических градусов между моментом пересечения нуля противо-ЭДС и моментом коммутации.

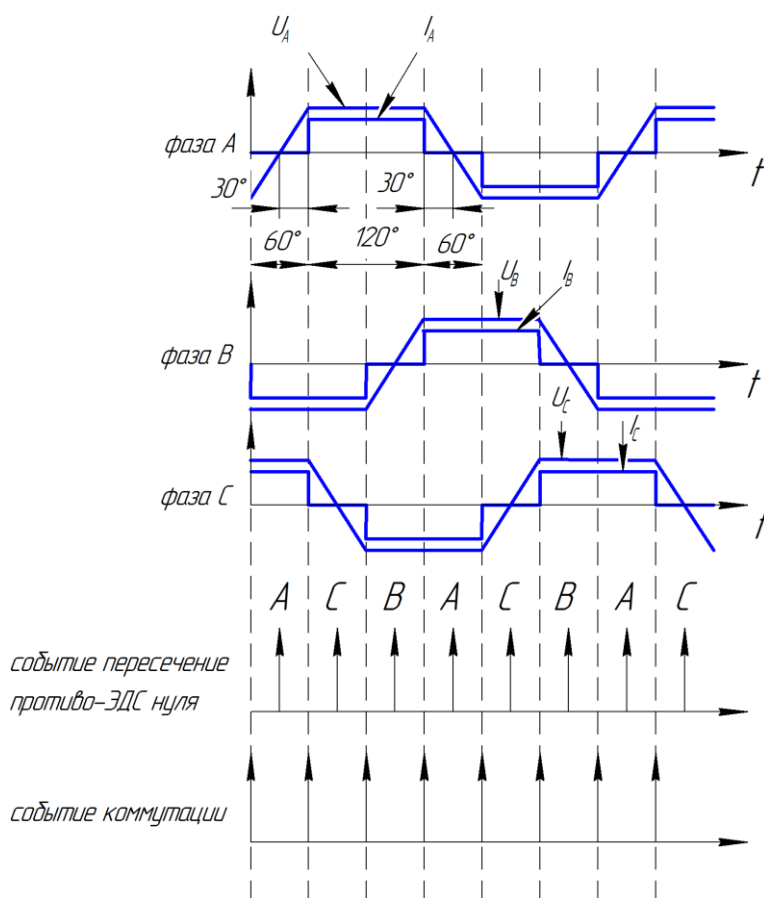


Рис. 5.2. Временные взаимоотношения между тремя противо-ЭДС событиями пересечения нуля и событиями коммутации

Определить пересечение нуля противо-ЭДС можно путем определения либо напряжения на зажимах двигателя, либо напряжения средней точки – нейтральной точки двигателя. Часто производители не выводят её на клеммы, что усложняет получение информации о значении её напряжения относительно зажимов источника питания. Поэтому для определения напряжения создается виртуальная нейтральная точка с помощью резисторов (номинал резисторов 1-10 кОм), как показано на рис. 5.3.

Схема обнаружения противо-ЭДС является простой и имеет свои недостатки. Из-за ШИМ нейтральная точка непостоянна, и её потенциал «прыгает» вверх и вниз. ШИМ также генерирует шумы высокой частоты с большим диапазоном напряжений. Поэтому эта схема нуждается в делителях напряжения и низкочастотных фильтрах для уменьшения пульсации и сглаживания высокочастотных шумов (рис. 5.4). Однако делитель напряжения будет уменьшать чувствительность сигнала на малой скорости, особенно на начальном этапе (момент пуска), где это необходимо больше всего. Низкочастотный фильтр будет порождать постоянную задержку, не зависящую от скорости двигателя. При возрастании скорости вращения ротора процентный вклад задержки по отношению на период будет возрастать. Эта задержка будет нарушать согласование тока с противо-ЭДС и являться причиной серьёзных проблем при коммутировании на высокой скорости. Следовательно, этот метод имеет, как правило, узкий диапазон скоростей.

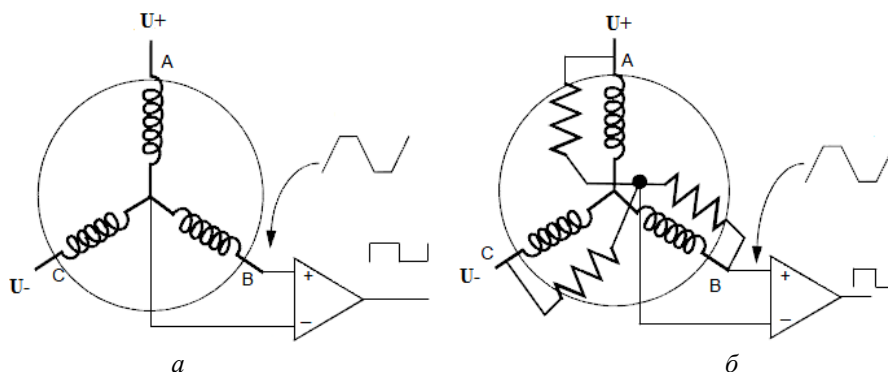


Рис. 5.3. Схема обнаружения противо-ЭДС: *а* – с доступной нейтральной точкой, *б* – с виртуальной нейтральной точкой

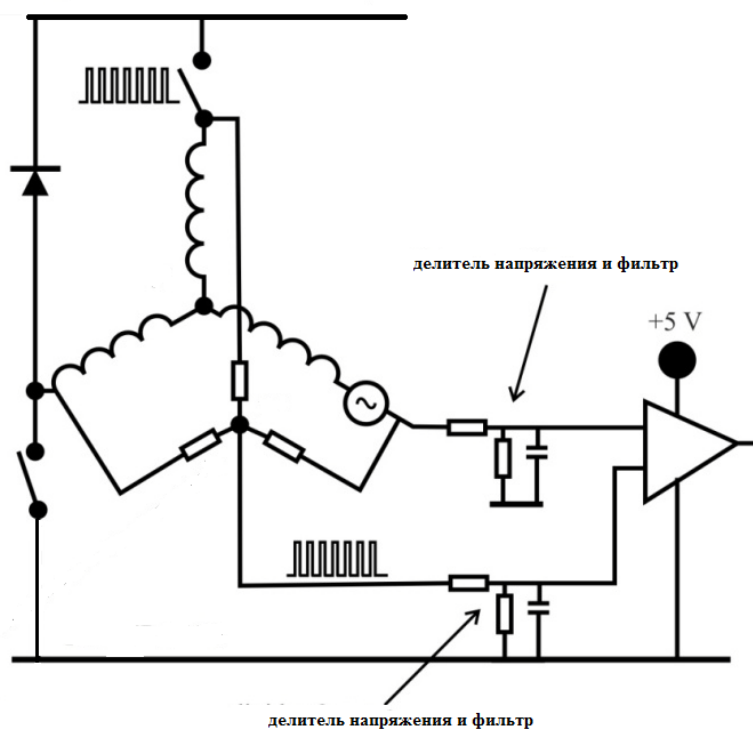


Рис. 5.4. Схема обнаружения противо-ЭДС с виртуальной нейтральной точкой, делителями напряжения и низкочастотными фильтрами

Существует метод восстановления нейтральной точки с помощью программного обеспечения (ПО). Напряжение на нейтральной точке равно среднему сигналов противо-ЭДС. Таким образом, напряжение нейтральной точки $U_0 = \frac{E_A + E_B + E_C}{3}$, где U_0 – напряжение нейтральной точки двигателя; E_A, E_B, E_C – противо-ЭДС фаз A, B и C .

Восстановленное значение напряжения в нейтральной точке двигателя сравнивается с каждым сигналом обратной ЭДС для определения момента пересечения нуля противо-ЭДС. Переход через ноль происходит, когда сигналы противо-ЭДС равны величине на нейтральной точке.

Шумы в нейтральной точке создают множество проблем. Поэтому лучше использовать метод обнаружения противо-ЭДС определением напряжения на зажимах двигателя путем прямого измерения или вычисления.

Рассмотренные выше способы основаны на том, что в любой момент времени к источнику подключены только две фазы, а третья отсоединена и доступна для обнаружения противо-ЭДС.

Рассмотрим случай, когда отключена фаза B (рис. 5.5). Ток протекает через ключ $S1$, обмотку фазы A , обмотку фазы B и ключ $S4$.

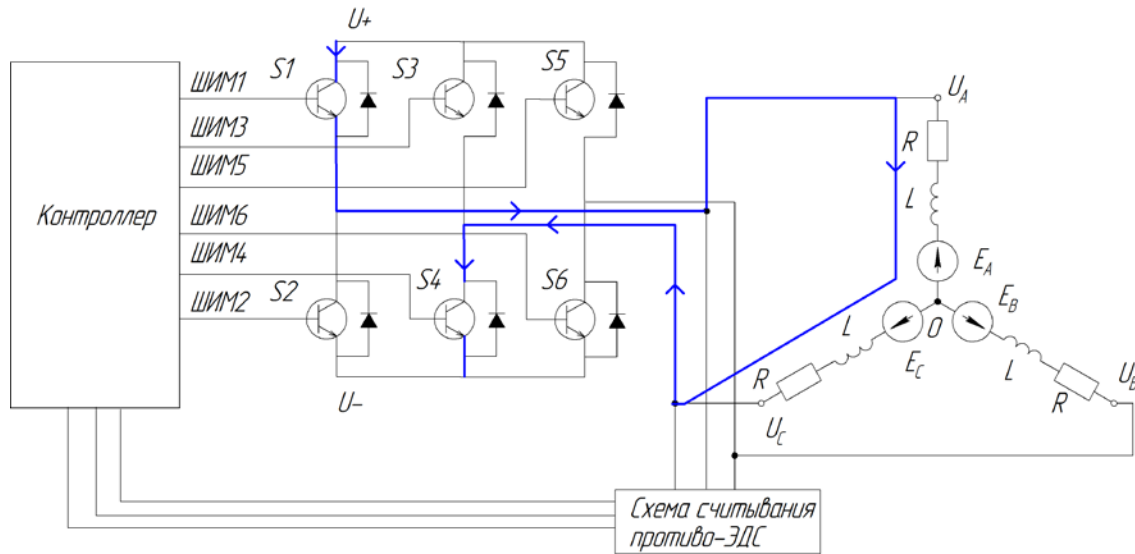


Рис. 5.5. Схема протекания тока при отключенной фазе B

Для фазы B

$$U_B = E_B + U_0, \quad (5.2)$$

где U_B – напряжение на зажимах фазы B , E_B – противо-ЭДС, U_0 – напряжение нейтральной точки относительно зажима источника.

Для фазы A напряжение нейтральной точки двигателя

$$U_0 = U_{DC} - U_s - Ri - L \frac{di}{dt} - E_A, \quad (5.3)$$

для фазы C

$$U_0 = U_s + Ri + L \frac{di}{dt} - E_C, \quad (5.4)$$

где U_s – падение напряжения на транзисторе. Из (5.3) и (5.4) получим

$$U_0 = \frac{U_{DC}}{2} - \frac{(E_A + E_C)}{2}. \quad (5.5)$$

При условии сбалансированной трехфазной системы и пренебрегая третьей гармоникой, так как она не влияет на пересечение нуля основной гармоники,

$$E_A + E_B + E_C = 0. \quad (5.6)$$

Из (5.5) и (5.6)

$$U_0 = \frac{U_{DC}}{2} + \frac{E_B}{2}. \quad (5.7)$$

Подставив (5.7) в (5.2), найдем напряжение на фазе B относительно отрицательного зажима источника «—»:

$$U_B = \frac{U_{DC}}{2} + \frac{3E_B}{2}. \quad (5.8)$$

Из (5.8) видно, что напряжение на зажимах двигателя на плавающей фазе (в нашем примере фазе B) прямо пропорционально значению противо-ЭДС плюс половина от напряжения на шине постоянно-го тока. Следовательно, зная E_B и U_{DC} , можно вычислить переход противо-ЭДС через ноль. Также важно отметить, что напряжение на зажимах не передается плавающей нейтральной точке, т.е. информация о точке нулевого напряжения не является необходимой при определении перехода противо-ЭДС через ноль. Результат этого – отсутствие проблем с синфазными помехами напряжения. После того как истинная величина противо-ЭДС извлечена из напряжения на зажимах, плавающий ноль фазы противо-ЭДС может быть определен очень точно.

Этот метод можно улучшить путем правильно подобранной стратегии ШИМ, например, если ШИМ

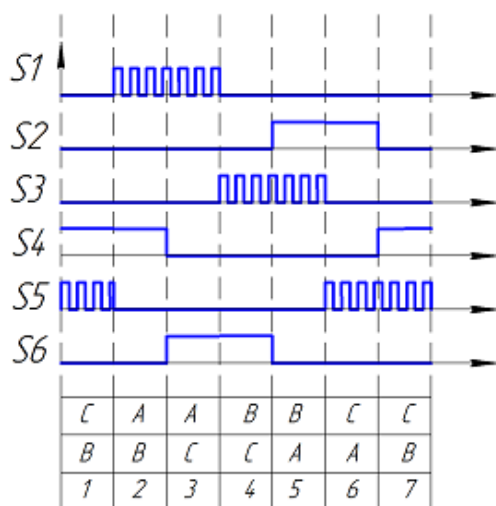


Рис. 5.6. ШИМ-стратегия

прикладывать только к верхним ключам, а нижние держать включенными на протяжении шага (рис. 5.6). При этом сигнал противо-ЭДС нужно считывать в моменты отключения

ШИМ и формула (5.8) примет вид $U_B = \frac{3E_B}{2}$.

Данный метод обладает рядом преимуществ: высокая чувствительность, мгновенное значение, так как нет фильтра, что хорошо при работе на высоких скоростях, возможность быстрого запуска двигателя благодаря точному определению пересечения противо-ЭДС нуля без затухания.

При трапецеидальном алгоритме коммутации в каждый момент времени одна из фаз двигателя подключена к высокому уровню питания, вторая – к низкому, а третья остается свободной. Вращаясь, двигатель наводит ЭДС в свободной обмотке. По мере вращения напряжение на свободной фазе изменяется. Измеряя его, можно определить момент переключения к следующему положению ротора. Обычно опре-

деляют момент перехода напряжения на свободной фазе через нулевую точку (половину питающего напряжения). Требуется отследить момент, когда напряжение на свободной фазе сравняется со средней точкой. Для того чтобы данный метод выполнялся, двигатель должен вращаться. Этот метод хорошо работает при сравнительно высоких оборотах двигателя. При низких оборотах наводимая ЭДС может оказаться недостаточной для четкого определения положения ротора.

Запуск БДПТ в бездатчиковом режиме. Задача корректного запуска БДПТ является одной из главных в современных системах управления. Для этого необходимо знать точное положение ротора. В том случае, когда отсутствует абсолютный датчик положения, самое простое решение – подать напряжение на одну из фаз и дождаться, пока ротор сориентируется по полю. Но если положение полюсов ротора не совпало с этой фазой, ротор может совершить неконтролируемое движение назад, а если ротор имеет всего одну пару полюсов (такие чаще всего используются на высокооборотистых электродвигателях), и вовсе не принять необходимое положение. Так как ротор электрической машины в начальный момент находится в неподвижном состоянии, он не создает обратной ЭДС, которая позволяет определить его положение, поэтому все методы определения начального положения ротора используют специальный тестовый сигнал, который подается на статор машины, и специальный алгоритм анализа отклика на него.

В случае когда произвольное движение ротора при старте недопустимо, можно применить метод определения положения ротора в остановленном состоянии, который основан на обнаружении нелинейностей в обмотках статора двигателя. Этот метод обеспечивает надежный и быстрый запуск бесколлекторного двигателя, не зависит от применения датчиков и пригоден для разных схем управления. Метод основан на обнаружении нелинейностей в обмотках статора двигателя при различных положениях постоянных магнитов ротора (когда ротор двигателя не вращается). Однако в данном случае нет необходимости использовать данный метод.

Самый простой способ – установить ротор в заведомо известное положение, подав напряжение на две из обмоток двигателя. Выждать паузу, пока ротор займет положение, после чего начать коммутировать (см. рис. 5.6). В зарубежной литературе такой метод называют Align. Он применяется на большинстве малоинерционных, слаботочных двигателей. Рассмотрим его подробнее.

Установка ротора в начальное положение. Ротор устанавливается в положение P1. Согласно таблице последовательности коммутации фаз (см. таблицу) открываются ключи VT1 и VT2. Однако если

просто открыть ключи, ток будет быстро расти и достигнет тока короткого замыкания к моменту, когда ротор займет свое положение. Такой ток может вывести из строя обмотку двигателя или ключи инвертора. Для того чтобы этого не произошло, на VT1 и VT2 следует подавать сигнал широтно-импульсной модуляции). Скважностью ШИМ-сигнала можно установить уровень безопасного напряжения. Позиционирование ротора происходит тем мягче и медленнее, чем меньше напряжение, и тем быстрее и с большими вибрациями, чем напряжение выше. Слишком малое напряжение может вовсе не повернуть ротор, в то время как слишком большое – вызвать нежелательные колебания ротора и увеличить время позиционирования.

Последовательность коммутации фаз при бездатчиковом разгоне вентильного привода

№ этапа коммутации	Активные транзисторы		Напряжение фазы		
			A	B	C
P1	VT1	VT2	$+U$	выкл	$-U$
P2	VT1	VT6	$+U$	$-U$	выкл
P3	VT5	VT6	выкл	$-U$	$+U$
P4	VT5	VT4	$-U$	выкл	$+U$
P5	VT3	VT4	$-U$	$+U$	выкл
P6	VT3	VT2	выкл	$+U$	$-U$

Время установки ротора в начальное положение зависит не только от напряжения, приложенного к обмоткам статора, но и от инертности двигателя и нагрузки на валу. Чем больше масса ротора и приводимого им устройства на валу, тем медленнее он будет устанавливаться в начальное положение. Важно правильно определить время, которое нужно выждать между подачей напряжения на обмотки и окончанием позиционирования ротора.

Если продолжить запуск двигателя до того, как ротор установился в начальное положение, старт может оказаться неуспешным. В случае с излишним промедлением запуска двигателя обмотки будут нагреваться из-за большого тока.

В большинстве случаев скважность ШИМ и время установки ротора в начальное положение определяют экспериментально. В особо ответственных случаях для этого используют специальные приборы, которые помогают анализировать колебательные вращения ротора при установке его в начальное положение и последующем старте (рис. 5.7).

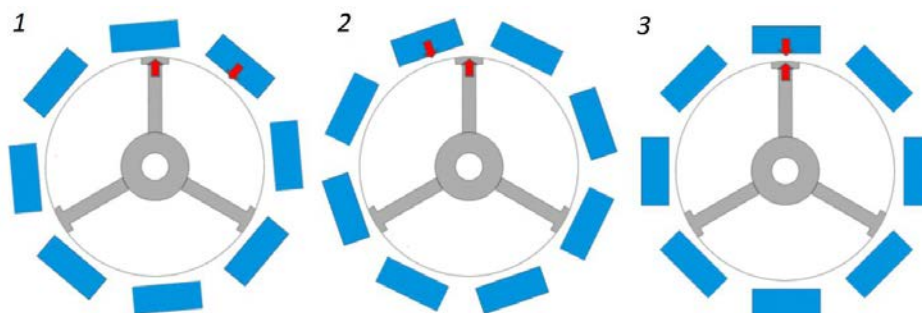


Рис. 5.7. Пример установки ротора в начальное положение

Если изобразить временную диаграмму установки ротора в начальное положение, она будет иметь форму затухающих колебаний (рис. 5.8).

Важно понимать, что ротор может находиться в одном из шести положений и для того, чтобы занять исходное положение, ему придется повернуться на разный угол, что может занять различное время.

Разгон двигателя до минимальной требуемой скорости. Теперь, когда положение ротора известно, можно переключить ключи в состояние P2, ротор начнет вращаться к следу-

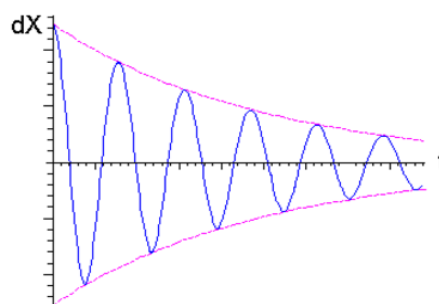


Рис. 5.8. Временная диаграмма установки ротора в начальное положение

ящему положению. Скорость вращения ротора еще слишком мала, чтобы по наводимой в статоре ЭДС можно было определить его положение. Поэтому первые несколько переключений выполняют последовательно с определённой задержкой, не определяя положения ротора. Количество таких переключений зависит от момента инерции двигателя и нагрузки. Чем больше масса, значит, больше инертность ротора, тем длительнее разгон и необходимо будет выполнить большее число переключений. При этом период между переключениями с каждым разом сокращается, таким образом разгоняя ротор двигателя. Разгон так же зависит от того, насколько правильно будет определён момент следующего переключения. Если переключение произойдет слишком рано или поздно, ротор будет тормозиться.

На следующем этапе необходимо перейти в режим управления двигателем, считая, что он вращается, а положение ротора соответствует текущему состоянию ключей. Однако не всегда удаётся запустить двигатель с первого раза. В алгоритме управления следует предусмотреть контроль вращения ротора двигателя. Если старт не удался, следует вовремя отключить питание. В противном случае при остановленном двигателе и открытых ключах могут выйти из строя как двигатель, так и инвертор. Один из способов контроля вращения ротора – измерить время, прошедшее от момента предыдущего переключения ключей. При сравнительно длительном периоде, при котором положение ротора не изменилось, можно констатировать факт клина двигателя. Это позволит отключить двигатель при заклинивании или неудачном старте еще до момента достижения критического значения тока. В случае неудачного старта попытку следует повторить.

Управление двигателем на номинальной (заданной) скорости. Двигатель разогнался до требуемой скорости, и величина генерируемой ЭДС на свободной фазе достаточна для измерения. Напряжение измеряется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) или компараторов.

Модель БДПТ с бездатчиковой схемой определения скорости по противо-ЭДС и виртуальной средней точкой представлена на рис. 5.9.

Виртуальная средняя точка статора БДПТ для определения противо-ЭДС выполнена на трёх резисторах R1-R3, соединённых звездой и номиналом 1 кОм. Блоки датчиков напряжения Ua и Ub измеряют величину противо-ЭДС на обмотках БДПТ (BrushlessDCMotor). Далее полученные сигналы посредством блоков PS-Simulink Converter преобразуются в числовую форму и фильтруются фильтром нижних частот (блоки Filter из библиотеки Simulink→Continuos→Transferfcn).

Так как противо-ЭДС БДПТ имеет трапецидальную форму, то для определения скорости достаточно вычислить длительность между импульсами противо-ЭДС фазы A, а импульсы фазы B использовать для определения направления вращения. В блоке Speedmeasure (измерения скорости) реализован вышеизложенный алгоритм (рис. 5.10 - 5.12).

В блоках PWM (рис. 5.13) реализован алгоритм управления скважностью ШИМ в функции от величины входного напряжения пропорционального заданному току.

На вход блока поступает сигнал напряжения, пропорционального заданному току, который блоком PS-Simulink Converter преобразуется в физический сигнал и является управляющим для блока Controlled Voltage Source, который формирует напряжения величины, равной входному сигналу. Блоком Saturation введено ограничение максимального сигнала на уровне от 0 до 15. Блок Controlled PWM Voltage (рис. 5.14) из библиотеки Simscape→Electronics→Actuators&Drivers→Drivers формирует ШИМ-последовательность со скважностью, пропорциональной величине на входе +ref.

На рисунке PWM frequency – частота ШИМ выходного сигнала; Pulsedelaytime – время задержки импульса; Pulse width offset – смещение ширины импульса; Inputvalue Vminfor 0% dutycycle – величина входного напряжения для скважности ШИМ 0%; Inputvalue Vmaxfor 100% dutycycle – величина входного напряжения для скважности ШИМ 100%; Output voltage amplitude – амплитуда выходного напряжения; Simulation mode – режим моделирования; Switching event type – режим работы ШИМ.

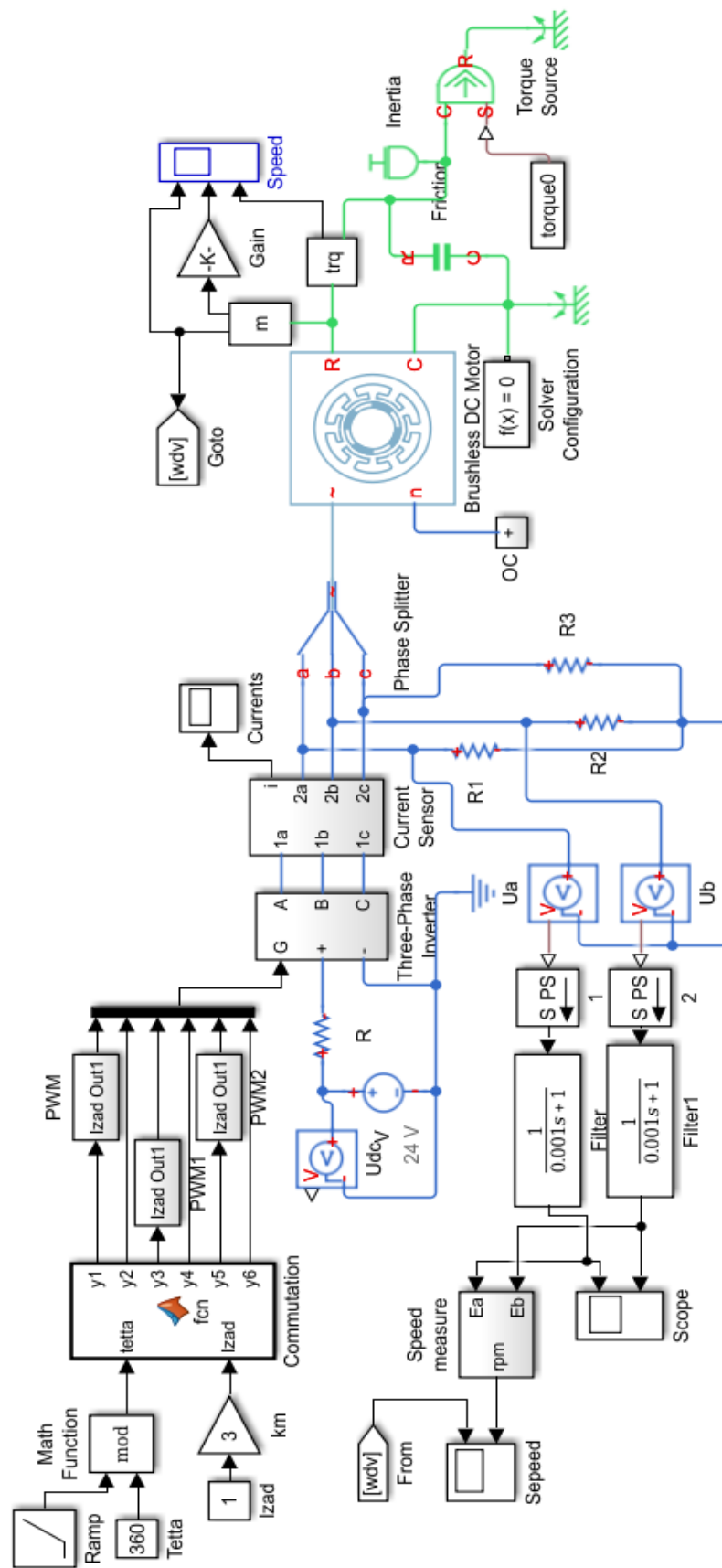


Рис. 5.9. Модель БДПТ с бездатчиковым расчётом скорости

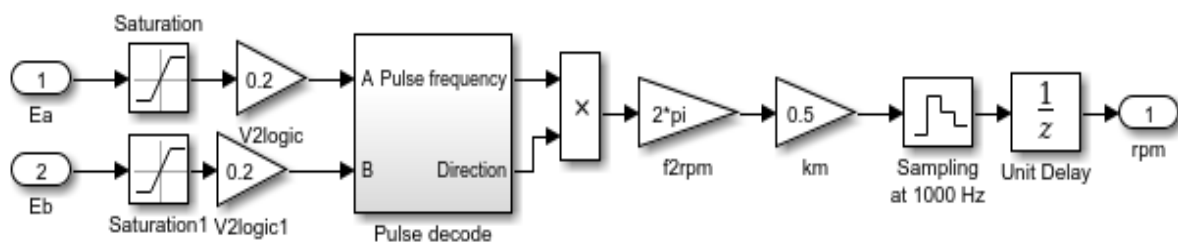


Рис. 5.10. Модель блока измерения скорости Speedmeasure. Коэффициент km переводит электрическую скорость в механическую, коэффициент f2rpm переводит частоту в скорость, рад/с

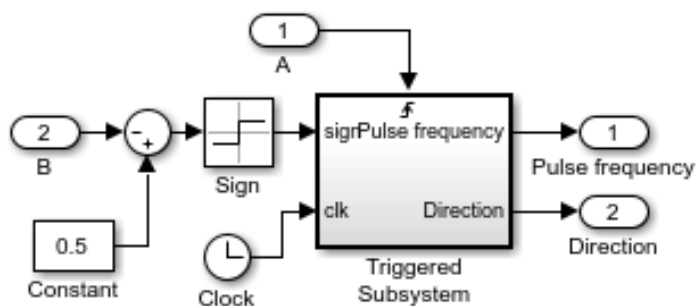


Рис. 5.11. Модель блока Pulsedecoder (выделения импульса)

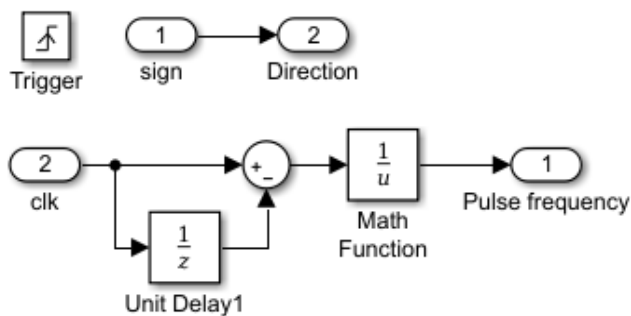


Рис. 5.12. Модель блока Triggered Subsystem

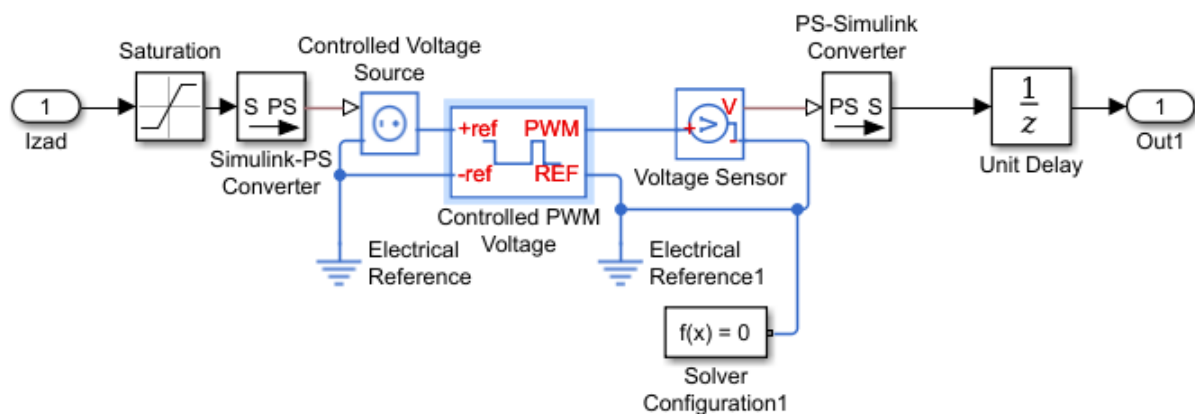


Рис. 5.13. Модель блока PWM (ШИМ)

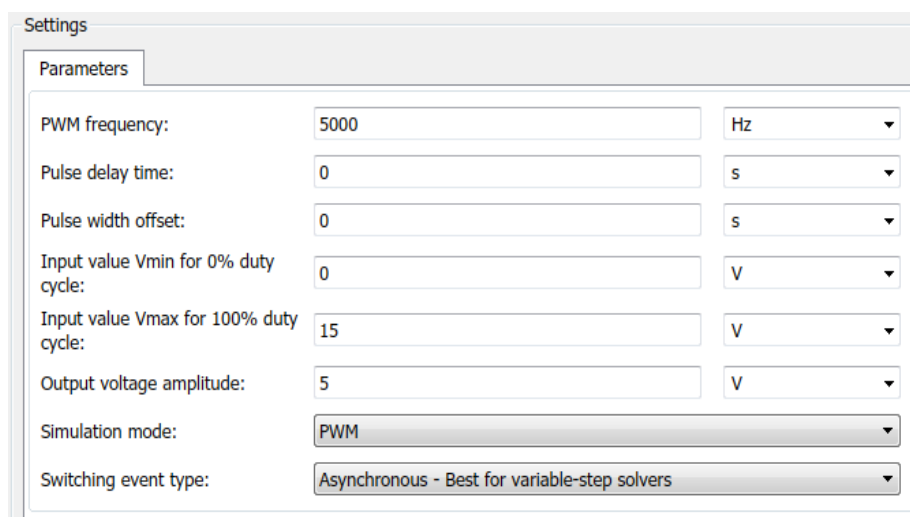


Рис. 5.14. Окно настроек блока ControlledPWMVoltage

Результаты моделирования представлены на рис. 5.15.

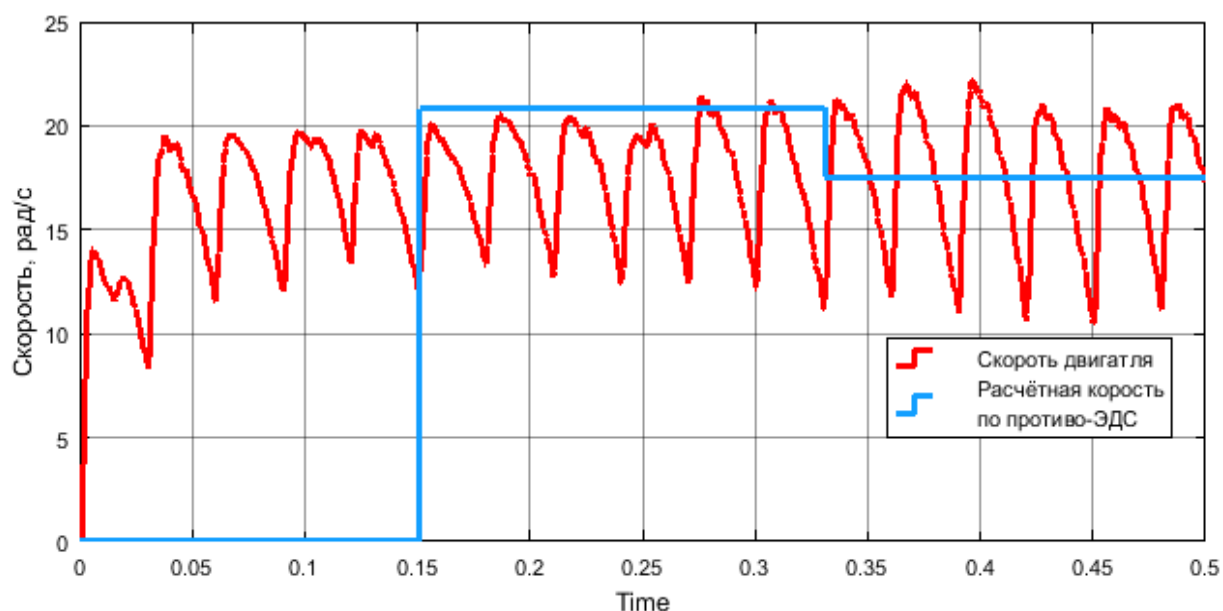


Рис. 5.15. Результаты моделирования

Анализ полученных результатов показывает, что метод определения скорости по противо-ЭДС существенно ограничен в применении. При моделировании БДПТ с двумя парами магнитных полюсов первый расчёт скорости был выполнен через 0,15 с, а установившееся значение – через 0,33 с. Следует отметить, что при увеличении числа пар полюсов время расчёта будет сокращаться.

В отечественной и иностранной литературе можно ознакомиться еще с несколькими стратегиями ШИМ: для малых скоростей или применения низкого напряжения, для высоких скоростей или применения высокого напряжения, для применения малой энергии, ШИМ-техника с непосредственным управлением током (гистерезисное управление током).

Определения третьей гармоники. Для определения положения ротора можно использовать третью гармонику наводимого противо-ЭДС в обмотках статора. Однако для реализации данного способа машина с постоянными магнитами должна быть спроектирована таким образом, чтобы иметь плотность потока воздушного зазора с индуцированной третьей гармоникой напряжения. Для выделения третьей гармонически противо-ЭДС создается виртуальная нейтральная точка (n) с помощью трех резисторов (рис. 5.16).

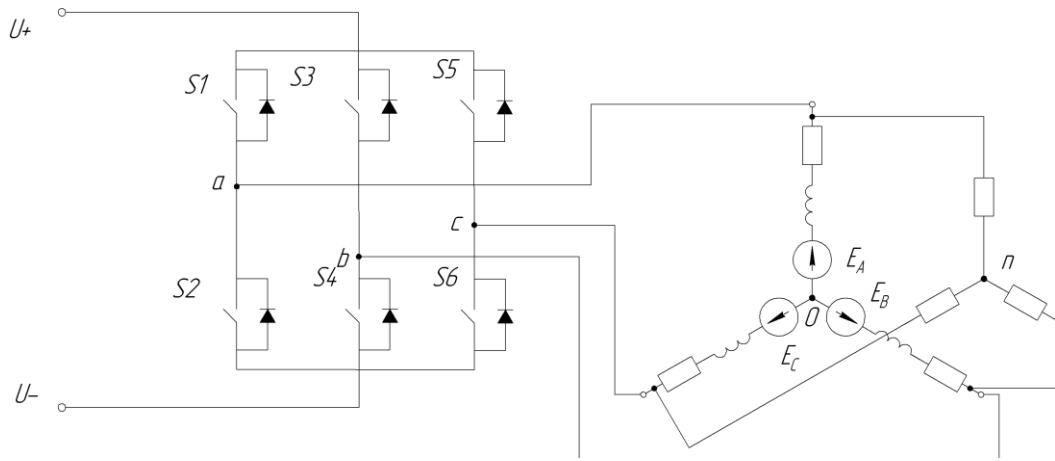


Рис. 5.16. Схема для выделения третьей гармоники

Из курса электротехники известно, что

$$\begin{aligned} u_{a0} + u_{0n} + u_{na} &= 0, \\ u_{b0} + u_{0n} + u_{nb} &= 0, \\ u_{c0} + u_{0n} + u_{nc} &= 0, \end{aligned} \quad (5.9)$$

где u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} – разность потенциалов между точками a (b, c) и нейтральной точкой 0 ; u_{0n} – разность потенциалов между нейтральными точками 0 и n ; u_{na}, u_{nb}, u_{nc} – разность потенциалов между виртуальной нейтральной точкой n и точками a, b, c .

Сложив уравнения (5.9), получим

$$(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) + 3u_{0n} + (u_{na} + u_{nb} + u_{nc}) = 0.$$

Для трехфазных обмоток двигателя сумма токов статора равно нулю, как и сумма мгновенных значений фазных напряжений:

$u_{0n} = \frac{1}{3}[u_3 + u_1]$, где u_1 – напряжение основной частоты, u_3 – третья гармоника напряжения.

Потокосцепление ротора может быть получено путем интегрирования третьей гармоники напряжения u_3 : $\psi_{0n} = \int u_3 dt$, где ψ_{0n} – потокосцепление ротора, вычисленное из напряжения относительно виртуальной нейтральной точки.

Третья гармоника напряжения интегрируется и подается на вход детектора пересечения нуля. Детектор пересечения нуля определяет последовательность коммутаций включения и выключения ключей силового инвертора (рис. 5.17).

Данный метод менее чувствителен к фазовой задержке, чем метод пересечения противо-ЭДС нуля. Так как частота третьей гармоники в три раза больше основной, требования к фильтру низких частот становятся более благоприятными. Недостаток данного метода в том, что он не работает

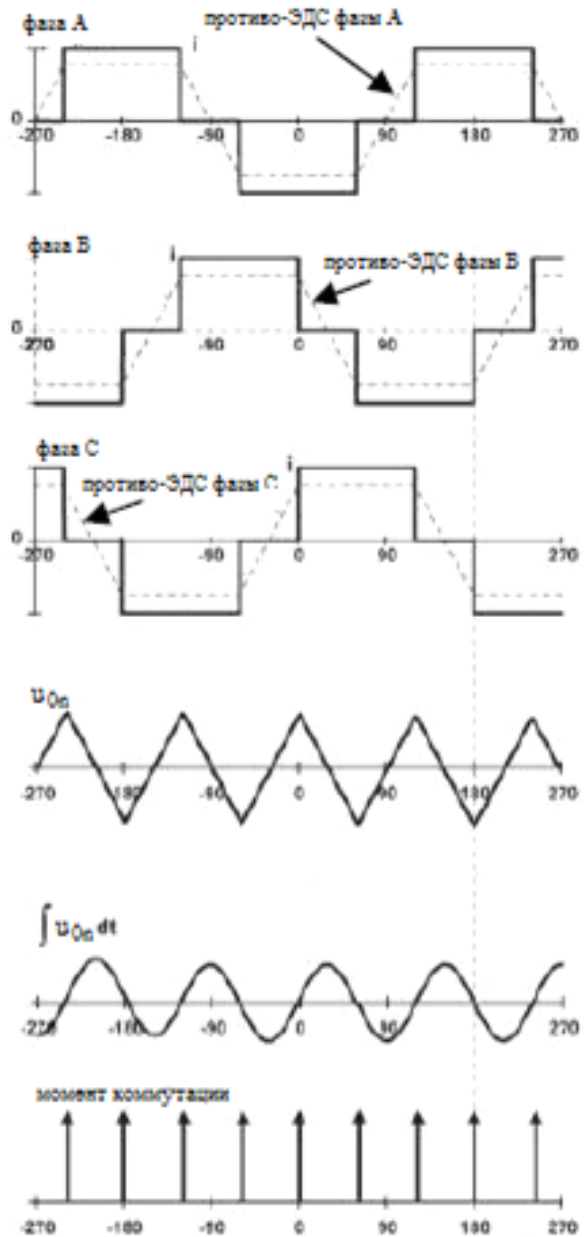


Рис. 5.17. Управление коммутацией по сигналу третьей гармоники

при остановке и малых скоростях, а также требует трёх датчиков напряжения и двух датчиков тока для осуществления управления.

Интегрирование противо-ЭДС. Метод основывается на интегрировании противо-ЭДС невозбужденной фазы. Главная особенность состоит в том, что область интегрирования, показанная на рис. 5.18, является приблизительно постоянной во всем диапазоне скоростей.

Интегрирование начинается с момента перехода противо-ЭДС невозбужденной фазы через ноль. Когда интегрирование достигает заданного порогового значения, соответствующего точке коммутации, коммутируется фазный ток. Если необходима операция ослабления потока, подача тока может быть достигнута изменением порогового напряжения. Пороговое напряжение остается постоянным по всему диапазону скоростей, поскольку противо-ЭДС изменяется линейно от положительного до отрицательного значения и этот линейный наклон не зависит от скорости. Как только значение интегрирования достигает порогового напряжения, сигнал сброса устанавливается в ноль и держится до тех пор, пока ток фазы не станет нулевым для предотвращения запуска интегратора.



Рис. 5.18. Область интегрирования противо-ЭДС

Преимущество этого метода в том, что он менее чувствителен к коммутационным помехам и автоматически регулирует моменты коммутации инвертора соответственно изменению скорости ротора.

Недостатки метода в том, что он требует трёх датчиков напряжения и трех датчиков тока. Пороговое значение напряжения, соответствующего точке коммутации, должно быть известно до начала работы.

Метод обратного диода. Информацию о положении ротора получают из проводящего состояния обратных диодов в невозбужденной фазе. В течение короткого периода после отключения фазы машины там все еще остается ток, протекающий в обмотке через обратные диоды моста инвертора. Время, при котором ток отключенной фазы становится нулевым, соответствует времени пересечения нуля противо-ЭДС открытой фазы. Схема для пояснения данного метода приведена на рис. 5.19.

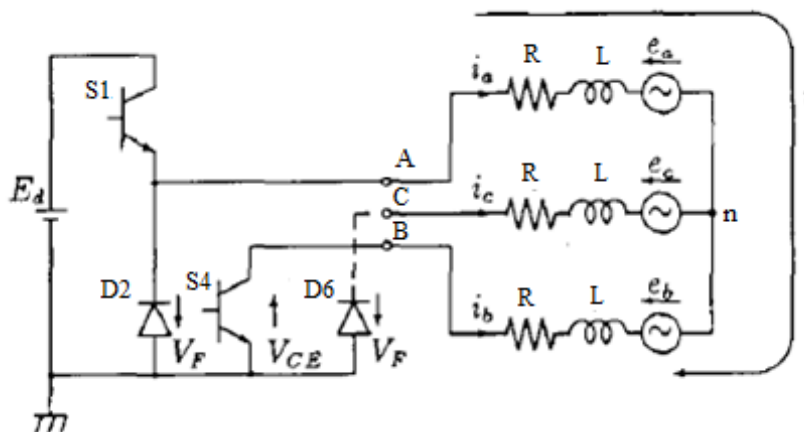


Рис. 5.19. Упрощенная схема, показывающая пути протекания тока

Когда включены ключи S1 и S4, ток протекает через фазы A и B, а фаза C обесточена. После выключения S1 ток продолжает течь через диод D2 и уменьшается. Схема обнаружения состоит из резистора и диода (рис. 5.20), которые связаны с компаратором для фиксации напряжения. Пороговое напряжение компаратора меньше, чем напряжение от обратного тока. Схема обнаружения нуждается в двух изолированных источниках питания.

Этот метод, как и другие, основанные на оценке противо-ЭДС, имеет погрешность позиционирования точек коммутации в переходном состоянии. Самый большой недостаток – требование шести дополнительных изолированных источников питания для каждой схемы сравнения. Выигрышным является возможность использования на малых скоростях, в отличие от методов, основанных на оценке противо-ЭДС.

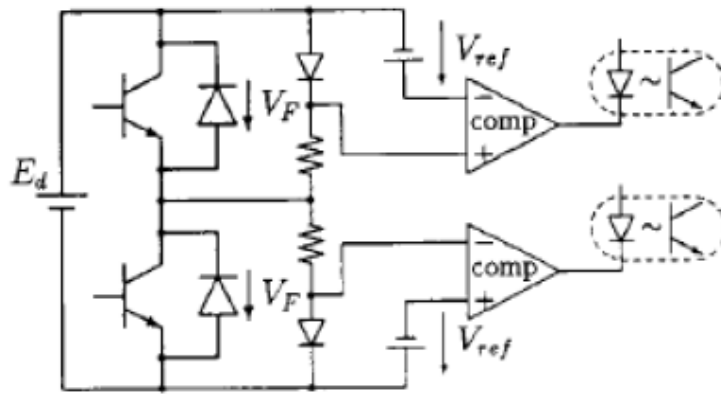


Рис. 5.20. Схема обнаружения

Метод, основанный на предположении положения ротора. Для получения информации о положении ротора может быть использована разница между рассчитанными и измеренными параметрами состояния. Для данного метода информационными параметрами машины являются напряжение и ток. Идеальное напряжение рассчитывается с помощью мгновенного напряжения стабилизации машины и рассчитанного тока. Разность между реальным и идеальным напряжением пропорциональна угловой разнице между предполагаемым и реальным положением ротора.

Предполагаем положение ротора. Затем рассчитываем параметры машины в системе отсчета ротора ($d-q$), используя его предполагаемое положение. Измеренные параметры машины преобразуем к системе отсчета ротора ($d-q$). Вычисляем разность между измеренными и рассчитанными параметрами:

$$(\Delta u = u_{dq} - u_{предdq}) \propto \Delta \theta_e, \quad (\Delta i = i_{dq} - i_{предdq}) \propto \Delta \theta_e,$$

где u_{dq} – напряжение статора, измеренное в системе координат $d-q$; $u_{предdq}$ – напряжение статора, рассчитанное в системе координат $d-q$; i_{dq} – ток статора, измеренный в системе координат $d-q$; $i_{предdq}$ – ток статора, рассчитанный в системе координат $d-q$; $\Delta \theta_e$ – разность между измеренным и рассчитанным электрическим положением ротора.

При исследовании этого метода выявлено, что лучше применять параметры тока, чем параметры напряжения.

К недостаткам этого метода можно отнести большую вычислительную мощность, требующую быстрых процессоров с высокой разрешающей способностью, неработоспособность на низких скоростях, зависимость от вариации параметров.

Методы, основанные на наблюдателях состояния. В этих методах динамическая модель машины используется в наблюдателях состояния (рис. 5.21). Эти динамические модели приводятся в движение теми же входами, что и реальная машина. Состояние смоделированной машины следит за состоянием реальной для проверки и обеспечения точности.

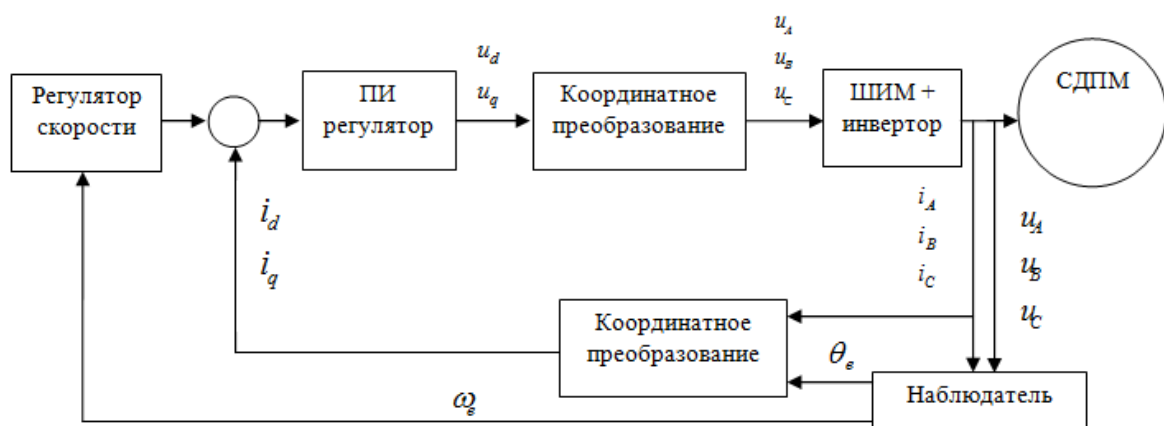


Рис. 5.21. Наблюдатель состояния для оценки положения ротора

Наблюдатели исправляют ошибки, связанные с различием между измеряемым выходом реальной машины и выходом смоделированной в оцениваемом состоянии. Поскольку наблюдатели состояния базируются на моделях, то изменение параметров системы предположительно может влиять на работу наблюдателя. Существует множество опубликованных схем наблюдателей, таких как наблюдатель полного порядка, наблюдатель пониженного порядка, нелинейный наблюдатель, наблюдатель возмущений, наблюдатель скользящего режима и фильтр Калмана.

Фундаментальная идея основы наблюдателя состояний полного порядка была разработана Люенбергом из Стэндфордского университета в 1964 г. и теоретически может быть применена к управлению бесколлекторной машиной с постоянными магнитами. Модель с постоянными магнитами приводится в движение напряжениями и токами, приведенными к системе отсчета ротора $d-q$ при помощи оценки его положения. Таким образом, разница между оцененным выходом модели и измеренными токами, приведенная к оценочной системе, не является правильной, но может быть использована для исправления предыдущей оценки позиции. Работа наблюдателя зависит от соответствующего выбора коэффициентов усиления. Для заданного набора коэффициентов усиления может быть спрогнозирована устойчивость наблюдателя.

Наблюдатель полного порядка является основным наблюдателем, который оценивает все состояния. Наблюдатель пониженного порядка зависит от системы выходов, являющейся линейным преобразованием системы состояний. Наблюдатель может быть понижен при помощи присоединения некоторых состояний системы к выходу наблюдателя через линейное преобразование (или реальных измерений, если состояние доступно для измерений). В оценке при помощи наблюдателя пониженного порядка нуждаются только те состояния, которые представляют интерес. Напряжения и токи могут быть легко измерены, помогая понизить порядок и тем самым понижая число состояний, необходимых для наблюдателя пониженного порядка. Нелинейный наблюдатель принимает во внимание положение ротора и скорость оценки, которые наилучшим образом подходят под имеющиеся данные функции противо-ЭДС.

Наблюдатель возмущений, основанный на наблюдателе пониженного порядка, используется с системой состояний, применяющей квазистатический расчет времени. Незначительное изменение переменных состояния от одного шага к следующему называется возмущением, которое приводит к небольшим изменениям в угле положения ротора. Этот наблюдатель обычно контролирует потокосцепление.

Наблюдатель скользящего режима является в основном наблюдателем, в котором в качестве входов используются дискретные функции ошибки между рассчитанными и измеренными выходами. Поведение динамики системы в скользящем режиме решено при помощи поверхностей, выбранных в пространстве состояний, и не зависит от соответствующей неопределенности. Оценка положения, рассчитанная наблюдателем скользящего режима, зависит от качества и точности измеренных напряжений и токов.

Фильтр Калмана является оценщиком наблюдателя состояний, обеспечивающим оптимальное наблюдение за сигналами помехи и изменением параметров. Измеренные напряжения и токи переводятся в компоненты стационарной системы отсчета с помощью уравнений состояний, а фильтр Калмана оценивает недостающие состояния (положение ротора и скорость). Рассчитанное положение ротора используется для коммутации. Оценка фильтра постоянно корректируется дополнительным временем, создаваемым исходя из измерений. Функция фильтра – исправлять оценку рекурсивным способом, основанным на измерении параметров.

При построении системы управления двигателем используют наблюдатели со скользящим режимом и фильтр Калмана. Наблюдатель скользящего режима был использован для определения мгновенного значения противо-ЭДС двигателя, а фильтр Калмана подключен каскадно и использовался для идентификации скорости ротора и основной формы противо-ЭДС, из которой может быть оценено положение. Важным шагом в проектировании наблюдателя является выбор коэффициентов усиления, которые приводят к лучшему положению.

Для иллюстрации некоторых из этих наблюдателей система координат статора бесколлекторной машины с постоянными магнитами может быть записана так:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{\omega_e}{L} \\ \frac{\omega_e}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix},$$

где i_α – ток статора обобщенной машины по оси α ; i_β – ток статора обобщенной машины по оси β ; ω_e – электрическая угловая скорость; ψ_α – потокосцепление обобщенной машины по оси α ; ψ_β – потокосцепление обобщенной машины по оси β ; u_α – напряжение статора обобщенной машины по оси α ; u_β – напряжение статора обобщенной машины по оси β .

Потокосцепление рассматривалось как состояние возмущения, которое удовлетворяет дифференциальному уравнению

$$\begin{pmatrix} \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_e \\ \omega_e & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix}.$$

Комбинирование вектора состояния возмущения с переменными состояния дает

$$x = (i_\alpha \quad i_\beta \quad \psi_\alpha \quad \psi_\beta)^T.$$

Входной вектор u является приложенным фазным напряжением в координатах $\alpha - \beta$: $u = (u_\alpha \quad u_\beta)^T$. Выходной вектор y является вектором измеренных токов в координатах $\alpha - \beta$: $y = (i_\alpha \quad i_\beta)^T$. Таким образом, состояние бесколлекторной машины с постоянными магнитами и уравнения выходов имеют вид

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_0 x + Bu, \\ y &= Cx. \end{aligned}$$

Потокосцепления модели состояний ψ_α и ψ_β неизмеряемы, поэтому вместо комплексного наблюдателя полного порядка может быть использован наблюдатель пониженного порядка для стабильного определения потокосцепления и вместо измеряемого напряжения фазы – эталонное напряжение в качестве входа измерителя.

Общей проблемой для всех наблюдателей является неработоспособность на малых скоростях и при остановке. Математическая модель двухосевой системы отсчета ротора должна иметь правильные параметры. Если значения параметров неправильные, то будет потерян контроль скорости и вращающего момента. На малых скоростях наблюдатель становится чувствительным к сопротивлению статора. Потеря устойчивости наблюдателя возникает в результате непредсказуемой и опасной работы двигателя.

Методы, основанные на видеоизменении машины. Сущностью данного способа оценки положения ротора состоит в модификации статора или ротора машины. Модификация ротора состоит в приклеивании немагнитного материала к его поверхности. Данный метод использует изменение фазовых токов, вызванных вихревыми токами и изменяющихся в соответствии с положением ротора. Этот метод используется в состоянии покоя и при малых скоростях, а после достижения «пороговой скорости» используются другие бездатчиковые методы. Для извлечения положения ротора мониторинг токов затруднителен, поэтому лучше и проще производить мониторинг напряжений.

Методы, основанные на оценке потокосцепления. Определение положения ротора через изменение потокосцепления стало возможным только после появления устройств с достаточными вычислительными возможностями для обработки данных в реальном масштабе времени. Напряжение на выводе фазы, ток фазы и создаваемое в обмотке ЭДС (через изменения потокосцепления Ψ) связаны соотношением

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt}, \quad (5.10)$$

где R – сопротивление обмотки фазы; i – ток фазы; ψ – потокосцепление фазы.

Потокосцепление оценивается в неподвижной системе координат $\alpha - \beta$ и является функцией тока и положения ротора. Уравнение (5.10) в неподвижной системе координат может быть представлено следующим образом:

$$\psi_\alpha = \int (u_\alpha - Ri_\alpha) dt, \quad \psi_\beta = \int (u_\beta - Ri_\beta) dt. \quad (5.11)$$

Непрерывная оценка потокосцепления производится путем интегрирования разности фазного напряжения и резистивного падения напряжения.

Положение потокосцепления может быть вычислено по формуле

$$\theta_{\psi} = \arctan \frac{\Psi_{\beta}}{\Psi_{\alpha}}.$$

Следует отметить, что функция \arctan может принимать значения в интервале углов $-\frac{\pi}{2} \div \frac{\pi}{2}$, что необходимо учитывать при построении системы управления.

Существуют два вида методов оценки потокосцепления.

1. *Оценка потока разомкнутой системы* – это метод без обратной связи, но посредством оценки прямого потока. Она используется со схемой чистого интегратора оценивания потока. Однако чистый интегратор имеет проблему дрейфа и проблемы начального значения. Проблема дрейфа вызвана малыми сигналами смещения, которые суммируются со временем и, в конечном счете, являются причиной переполнения интегратора. Проблема начального значения также связана с чистым интегратором: если будет интегрироваться синус, то появится косинус. Это верно только если синус входит в своем пике, иначе появляется смещение постоянной составляющей. Это смещение не существует при работе машины, но может быть сгенерировано для примера, когда есть быстрое изменение во входе. Интегрирование дрейфа – это проблема использования уравнений (5.11), но она может быть уменьшена применением фильтров низких частот.

2. *Оценка потока замкнутой системы.* Существуют два способа оценки потока замкнутой системы: один с использованием механической модели, другой с использованием таблицы преобразования. В механической модели крутящий момент вычислен из потокосцепления и тока, три фазовых тока машины вычислены из предполагаемого начального положения, которое используется для определения потокосцепления. Крутящий момент, вычисленный из тока, вычисленный поток, предполагаемая позиция исправлены при помощи разницы между вычисленным током и реальным током ошибки. Оцененное потокосцепление исправляется использованием исправленной позиции ротора от ошибки между измеренным током статора и вычисленным. При втором способе потокосцепление вычисляется из измеренных токов и напряжений. Таблица преобразований, содержащая в себе позицию напротив потокосцепления и токовую характеристику, использована для оценки тока и позиции. Оценка положения, использующая потокосцепление, может быть рассмотрена как комбинация обнаруженной противо-ЭДС и индуктивности.

В методах, базирующихся на потокосцеплении, требуются параметры машины. Поэтому эти методы чувствительны к изменению параметров. Следует отметить, что на малых скоростях и при остановке предсказать позицию потокосцепления невозможно.

На рис. 5.22 приведена модель БДПТ с определением угла по потокосцеплению.

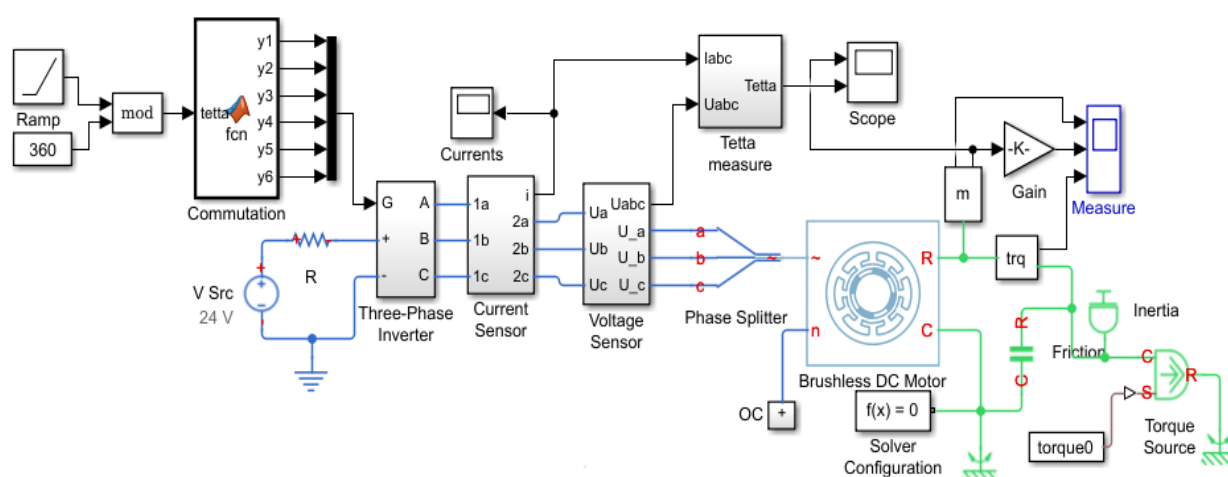


Рис. 5.22. Модель БДПТ с определением угла по потокосцеплению

На рис. 5.23 и 5.24 показаны блоки Voltage Sensor (датчика напряжения) и Tettameasure (измерения угла) соответственно, на рис. 5.25 – результаты моделирования по определению угла θ .

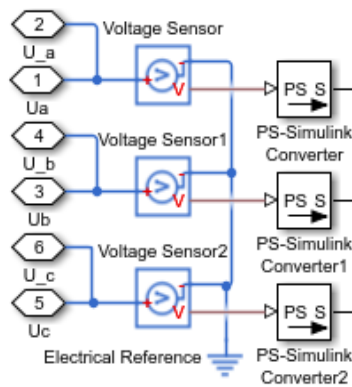


Рис. 5.23. Блок VoltageSensor

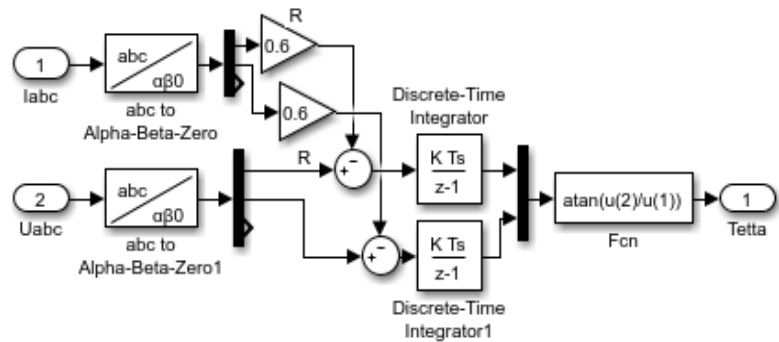


Рис. 5.24. Блок Tettameasure

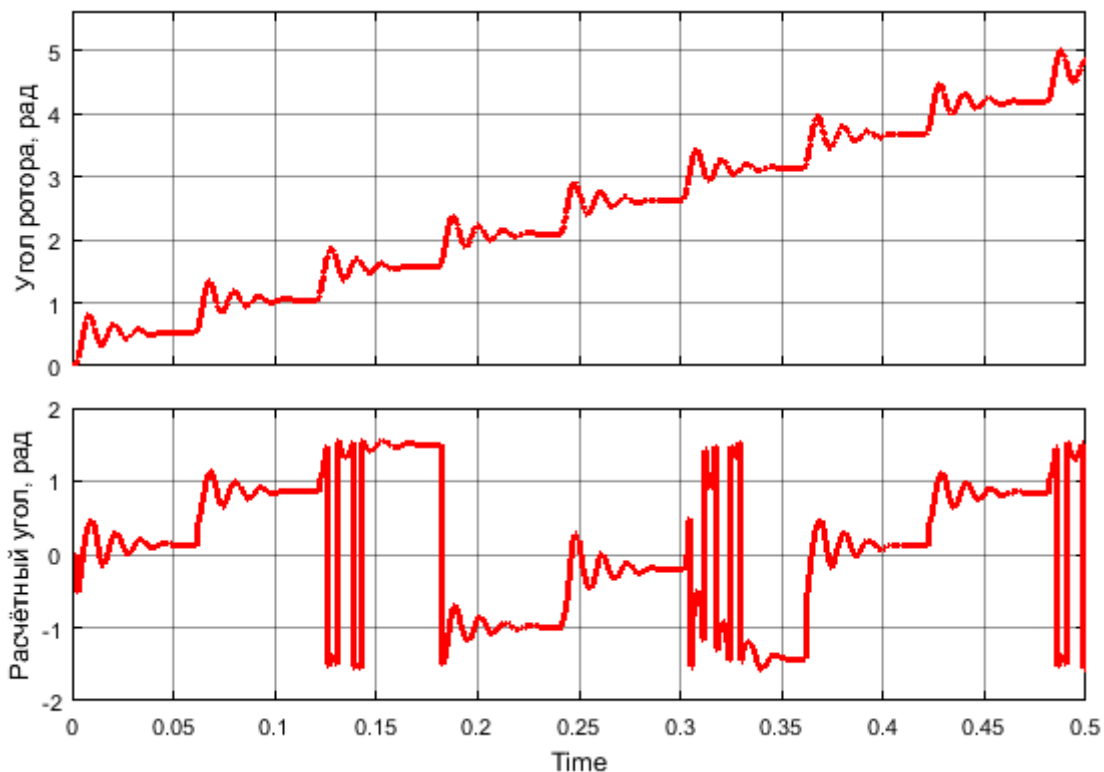


Рис. 5.25. Результаты моделирования

Анализ полученных результатов показывает, что данный метод позволяет с высокой точностью определять угол поворота ротора, однако имеет ряд недостатков: некорректное определение угла в начальный момент времени, необходимость дополнительных преобразований с целью исключения мгновенных переключений угла.

Методы, основанные на оценке изменения индуктивности. Скорость изменения тока обмотки машины зависит от индуктивности обмотки машины, изменение которой может быть функцией от положения ротора и тока обмотки. Положение ротора может быть вычислено путем анализа скорости изменения тока в обмотке машины. Главное преимущество этого метода в том, что положение ротора может быть оценено на нулевой и малой скорости, где нет вращающейся противо-ЭДС. Оценка положения ротора через изменение индуктивности является не прямой и сложной, так как:

- в машине с поверхностно смонтированными магнитами нет или фактически нет выступа, таким образом, любое изменение индуктивности обмоток вместе с положением ротора возникает только от магнитного насыщения;
- противо-ЭДС преобладает над скоростью изменения в токе;
- изменение дифференциальной индуктивности с положением ротора подвергается двум циклам в одном электрическом цикле противо-ЭДС машины, вызывая двусмысленность в обнаружении положения (рис. 5.26).

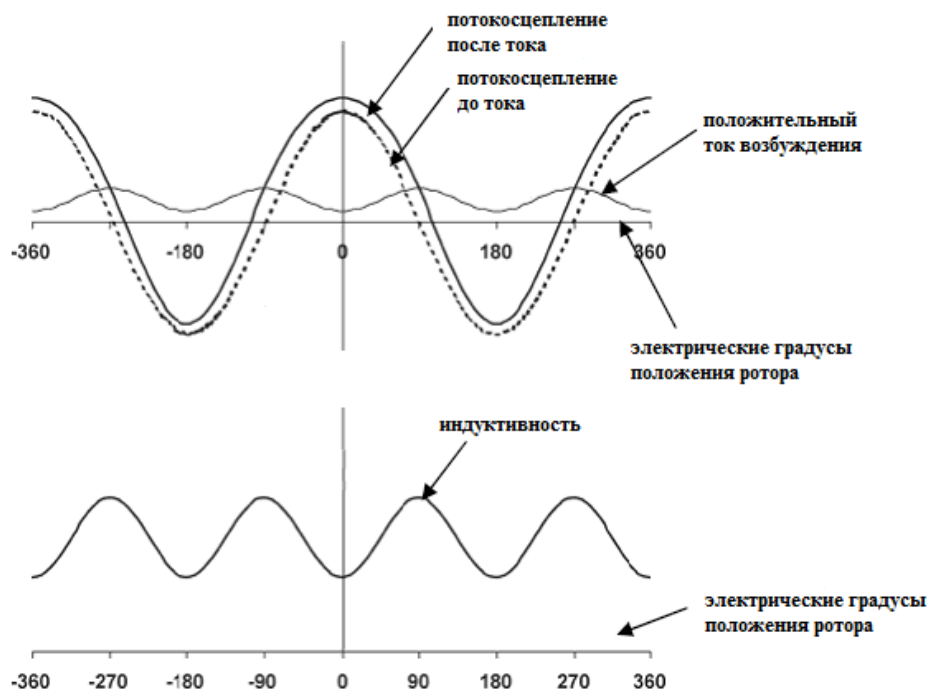


Рис. 5.26. Потокосцепление и изменение индуктивности с электрическим положением

Для оценки положения ротора существуют четыре известных метода, основанных на оценке изменения индуктивности: насыщение, таблица преобразования, ввод частоты и затухание тока.

Метод насыщения. Данный метод основывается на исследовании магнитного насыщения дифференциальной индуктивности обмотки. Принципы этого метода можно понять из характеристики потокосцепления, показанной на рис. 5.26. Здесь можно увидеть, что если ток находится в 0 или 180 электрических градусах, то дифференциальная индуктивность фазы имеет минимальное значение. Результатом положительного импульса тока в случае ориентирования ротора в положение 0 градусов, является увеличение суммарного положительного потокосцепления с фазой, но если ротор ориентирован в положение 180 электрических градусов, то ток уменьшает полное отрицательное потокосцепление. Поэтому имеется различие между двумя амплитудами потока двух альтернативных положений ротора и, следовательно, различие в уровне магнитного насыщения. Если магнитное насыщение увеличивается, то дифференциальная индуктивность ниже и, таким образом, амплитуда импульса тока больше в одном из двух возможных положений ротора (рис. 5.27)

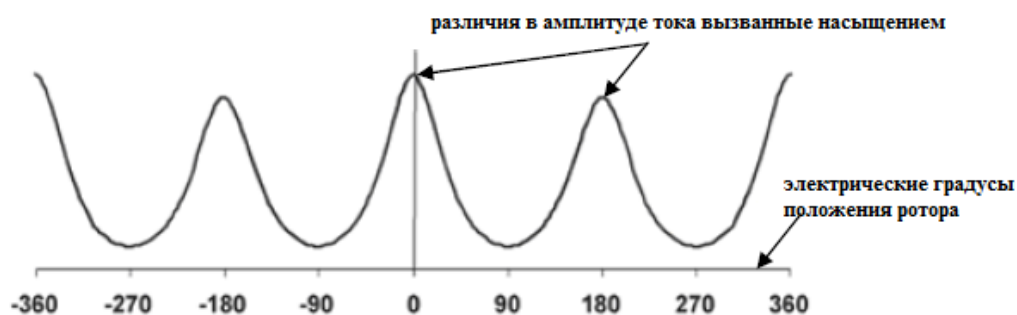


Рис. 5.27. Амплитуда тока вследствие насыщения

Магнитное насыщение оказывает небольшое, но существенное влияние на дифференциальную индуктивность даже в электрической машине, не имеющей явнополюсного ротора.

Таблица преобразования. Данный метод определения положения ротора, основанный на изменении индуктивности, применим только для бесколлекторных машин с постоянными магнитами, в которых продольная и поперечная оси индуктивности различны, т.е. $L_q > L_d$. Это отличие объясняется тем, что в поперечной оси ротора присутствует только железо, в то время как в продольной оси присутствует материал постоянного магнита, обладающий проницаемостью, близкой к единице (т.е. 1,07 для состава Nd-Fe-B).

Индуктивности L_q и L_d :

$$\begin{aligned} L_d &= L_{ls} + \frac{3}{2}(L_m - L), \\ L_q &= L_{ls} + \frac{3}{2}(L_m + L), \end{aligned}$$

где L_{ls} – индуктивность рассеяния обмотки статора; L_m – индуктивность намагничивания, соответствующая основному магнитному потоку в воздушном зазоре; L – собственная индуктивность обмотки статора.

Напряжение фазы A :

$$u_A = Ri_A + L_A \frac{di_A}{dt} + e_A, \quad (5.12)$$

где i_A – ток фазы A , L_A – синхронная индуктивность фазы A , e_A – противо-ЭДС фазы A .

Выразим синхронную индуктивность L_A из (5.12):

$$L_A = \frac{u_A - e_A - Ri_A}{\frac{di_A}{dt}}.$$

Синхронные индуктивности всех фазных обмоток также связаны с индуктивностью L_q и L_d :

$$\begin{aligned} L_A &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos(2\theta_e) - \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \right], \\ L_B &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) - \cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right], \\ L_C &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}) - \cos(2\theta_e - 2\pi) \right]. \end{aligned} \quad (5.13)$$

С помощью уравнений (5.13) может быть составлена таблица преобразования для оценки положения ротора. Использование трех измерений индуктивности решает проблему соответствующего изменения индуктивности в двух осях ротора.

Ввод частоты. Данный метод основан на схеме обнаружения положения ротора за счет ввода высокочастотного напряжения обмоток статора. Этот сигнал производит высокочастотные токи, которые моделируются вместе с положением ротора. При обнаружении этих токов производится сигнал, пропорциональный разнице между фактическим и оцененным положением ротора. Этот метод применим только для рельефных бесколлекторных машин с постоянными магнитами.

Затухание тока. В данном методе производная тока легко может быть вычислена в областях малой и нулевой скорости. Этот метод работает, во-первых, при анализе системы уравнений напряжений статора выраженных во вращающейся системе координат $d-q$ ротора при высокочастотном или переходном возбуждении. Параметры индуктивности L_q и L_d различны из-за машинного выступа, вызванного механической конструкцией ротора, и/или из-за магнитного насыщения. Система уравнений напряжений статора, выраженных в системе отсчета ротора:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt}, \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + k_e \omega_e, \end{cases} \quad (5.14)$$

где k_e – постоянная противо-ЭДС; ω_e – электрическая угловая скорость.

При нулевом векторе напряжения, когда инвертор закорачивается на выводы двигателя, сводя оба напряжения u_d и u_q к нулю, система уравнений (5.14) может быть упрощена:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{Ri_d}{L_d}, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{1}{L_q}[Ri_q + k_e \omega_e]. \end{cases}$$

Недостатками оценки положения по изменению индуктивности являются искажения, возникшие из-за нелинейности в инверторе, смещения нагрузки и шумы, вызванные подачей сигнала.

5.2. Другие методы (нейронная сеть, метод применения нечётной логики)

Одной из привлекательных идей является применение *нейронных сетей* для оценки положения ротора. Обратно воспроизведенная нейронная сеть обеспечивает нелинейное преобразование между измеренными токами и напряжениями для оценки положения ротора. Положение ротора используется для вычисления вектора потокосцепления, который сравнивается с потокосцеплением, оцененным от измеренных токов и напряжений. Эта разница используется как ошибка, которая обратно размножена для изменения весов обратно воспроизведенной нейронной сети. Однако требуется задать начальное положение ротора, и бездатчиковая схема неработоспособна на низких скоростях. Методы, основанные на нейронных сетях, находятся пока в стадии эксперимента из-за трудности реализации.

В научной литературе для оценки положения ротора предлагается *нечеткая логика*, основанная на двух подсистемах: наблюдатель нечеткой логики использовал измеренные токи и напряжения для оценки положения ротора; вторая нечеткая система использовала оцененное положение и синтезировала значения опорных токов для двух различных стратегий: единиц коэффициентов мощности и максимального отношения крутящего момента/ампер. Однако требуется задать начальное положение ротора, и бездатчиковая схема неработоспособна на низких скоростях.

Для бездатчикового управления положением в англоязычной литературе встречается метод, основанный на *матричном преобразователе*. Матричный преобразователь представляет собой матрицу управляемых полупроводниковых ключей, которая соединяет трехфазный источник с трехфазной нагрузкой (рис. 5.28).

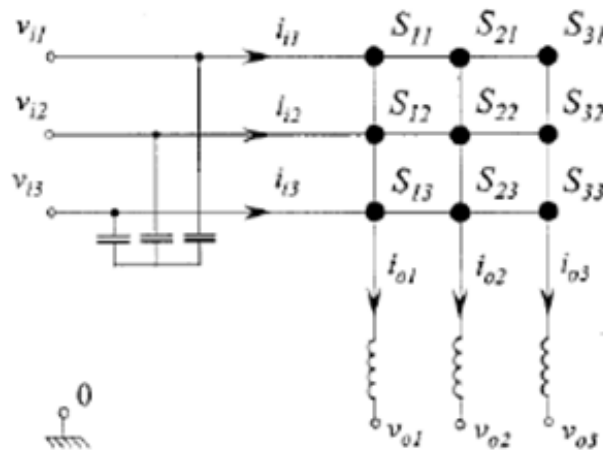


Рис. 5.28. Схема матричного преобразователя

Отличие матричного преобразователя от традиционного инвертора состоит в том, что он обеспечивает больший выбор векторов напряжения. Его уникальная топология создает дополнительные преимущества по сравнению с двухуровневым инвертором, что допускает применение меньших входных напряжений к машине, например, когда необходимы дополнительные определения положения на низкой скорости.

Контроллер разомкнутого контура является источником возбуждения переменной частоты постоянной амплитуды. Машина запускается при условии вращающегося поля статора, которое возрастает по амплитуде и частоте. Затем поле ротора начинает притягиваться к полю статора и возникает крутящий момент. После преодоления крутящим моментом величины трения и инерции ротор начинает вращение. Данный контроллер может быть достаточен для некоторых применений, например для приводов насосов и вентиляторов. Недостатком управления разомкнутым контуром является то, что в нем происходит пульсация крутящего момента, вследствие чего может получиться переключение направ-

ления, а его первоначальное положение непредсказуемо. Следовательно, этот метод неадекватен для применений, требующих однонаправленного движения, подобно приводу диска.

Метод прямого управления моментом является бездатчиковым после достижения определенной скорости. Работа его схемы основана на прямой выборке векторов напряжения для контроля потока и крутящего момента машины (рис. 5.29).

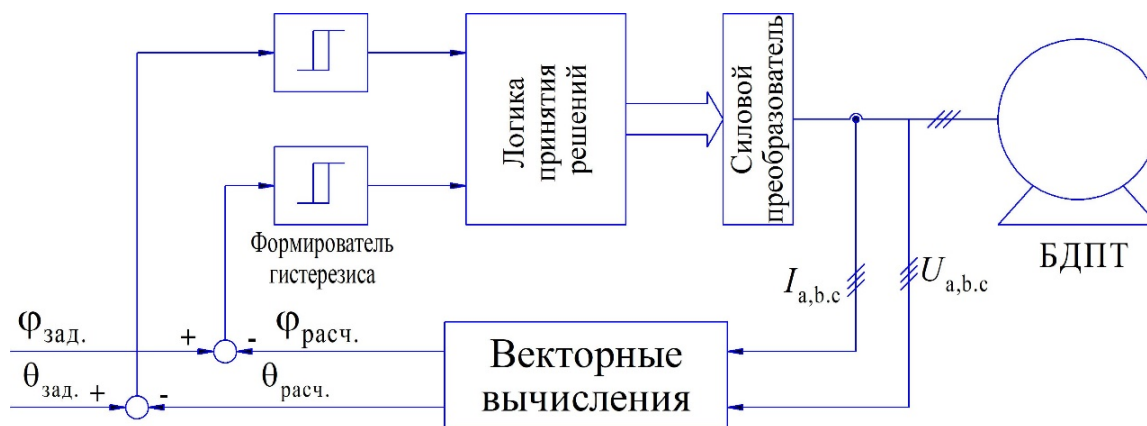


Рис. 5.29. Бездатчиковое прямое управление моментом

Потокосцепление статора обычно вычисляется интегрированием противо-ЭДС статора, а момент определяется от измеренных токов и оцененного магнитного потока. Этот метод обладает преимуществами, позволяющими создать быстродействующий, недорогой преобразователь с использованием только одного параметра – сопротивления статора. Из состава преобразователя убран ШИМ и отсутствует необходимость определять положение ротора. Хотя прямое управление моментом – бездатчиковая схема, для запуска и достижения порога скорости требуется аппроксимированное положение ротора.

5.3. Пуск бесколлекторного двигателя постоянного тока

Бездатчиковые схемы не являются самозапускающимися. Для того чтобы считать противо-ЭДС, двигатель сначала должен быть запущен и доведен до определенной скорости, когда уже может быть определено напряжение противо-ЭДС. На практике разомкнутый запуск двигателя осуществляется при условии вращающегося поля статора с определенным возрастанием частотного профиля. Как только притяжение полем ротора поля статора станет достаточным для того, чтобы преодолеть трение и инерцию, ротор начнет вращаться. После того как скорость достигнет порогового значения напряжения, может быть определена противо-ЭДС, по которой извлекается информации о положении, и система переключается в синхронный режим коммутации, а двигатель действует как синхронная машина с постоянным магнитом. Если нет специальных требований к запуску, таких как использование вентиляторов, этот разомкнутый запуск является приемлемым. Тем не менее в некоторых случаях, например при использовании автомобильного топливного насоса, запуск двигателя должен быть осуществлен за 200 мс для создания давления. Очень трудно настроить запуск, используя разомкнутый алгоритм. С другой стороны, обычно сложно запустить двигатель, используя такой алгоритм, если пусковой момент средний или высокий.

Пуск двигателя с помощью тахометра. Для различных бездатчиковых систем запуск двигателя осуществляется применением тахометра постоянного тока. Коммутация во время запуска настраивается таким образом, что скорость двигателя имеет максимальное ускорение.

Для осуществления этой процедуры нужно соединить двигатель, нагрузку и тахометр через муфты, как показано на рис. 5.30. С тахометра получаем напряжение, прямо пропорциональное скорости.

Когда двигатель останавливается, контроллер не знает исходное положение ротора. Первым шагом является выравнивание мотора на известном положении с помощью возбуждения двух фаз двигателя. Например, можно выбрать фазы *A* и *B*, которые должны быть возбуждены для установки начального положения двигателя. Установленный профиль возбуждающего сигнала будет передан после того, как ротор придет в исходное положение. Если три фазы попеременно возбуждаются, то двигатель начнет ускоряться.

Схема возбуждения для прямого и обратного вращения: прямое – В–С–С–А–А–В, обратное – В–В–А–А–С–С. Двигатель управляется в шестиступенчатом режиме.

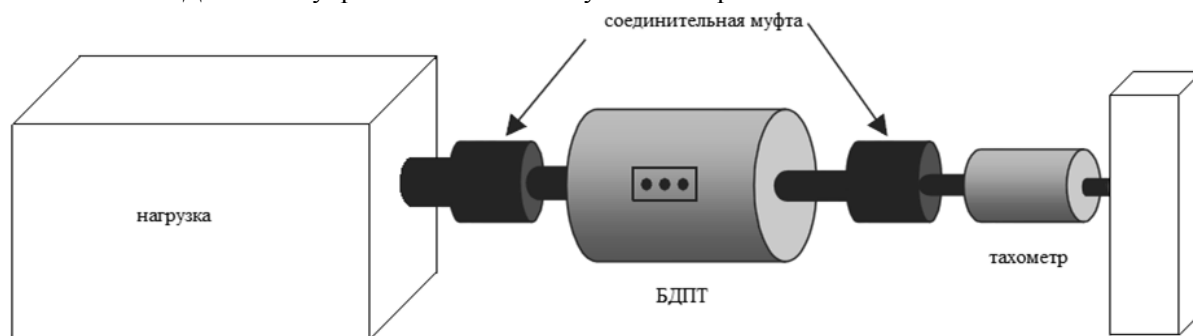


Рис. 5.30. Экспериментальная наладка для настройки запуска двигателя

Для примера рассмотрим прямое вращение двигателя. Сначала положение ротора неизвестно. Для его размещения в известное положение необходимо предварительное позиционирование, которое также называют выравниванием. После возбуждения фаз *A* и *B* ротор будет выровнен с направлением потока, генерируемым этими фазами.

Ротор будет колебаться, когда приблизится к положению выравнивания. Выходной сигнал тахометра покажет, как долго длятся колебания. С целью уменьшить их для приведения ротора в нужное положение может быть установлено прогрессивное наращивание тока. Применение сильного тока непосредственно на обмотках заставит ротор вращаться быстрее и может вызвать более серьезные колебания вокруг конечного положения.

Период выравнивания должен быть достаточно длинным для прекращения колебаний, в противном случае ротор будет находиться в неизвестном положении. Колебания прекратятся перед окончанием предварительного позиционирования. Сигнал тахометра показывает колебания ротора.

После завершения выравнивания может быть произведена коммутация фаз *A* и *C*. В начале коммутации двигатель начнет вращаться, так как генерируется ускоряющий вращающий момент. Однако если этот шаг будет слишком длинным, то скорость вращения двигателя будет сначала увеличиваться, а затем уменьшаться. На втором шаге в соответствии со схемой возбуждения возбуждаются фазы *B* и *C*.

Продолжая настраивать, мы можем получить нужное время для следующих шагов, пока микроконтроллер обнаруживает противо-ЭДС и переходит на синхронный режим коммутации.

С помощью тахометра можно получить лучшее ускорение при запуске.

Запуск в нужном направлении. Из рис. 5.31, *a* видно, что шестиступенчатый драйвер состоит из последовательности шагов, где на каждую обмотку два раза в последовательности не попадает питание. Случай такого непопадания позволяет нам считывать необходимую информацию: шаг 1 – ключи *S1* и *S4*; шаг 2 – ключи *S1* и *S6*; шаг 3 – ключи *S3* и *S6*; шаг 4 – ключи *S3* и *S2*; шаг 5 – ключи *S5* и *S2*; шаг 6 – ключи *S5* и *S4*.

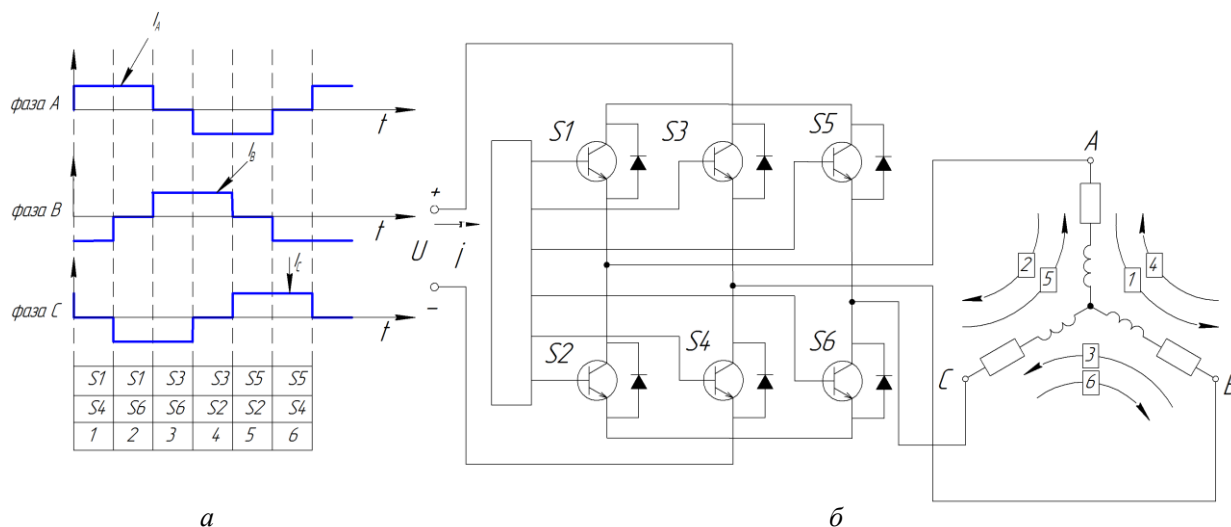


Рис. 5.31. Шестиступенчатый драйвер

Затем эта последовательность повторяется. В итоге ротор поворачивается по часовой стрелке. Из положения предварительной ориентации можно перейти в два разных положения (рис. 5.32). Если после этапа предварительной ориентации следующим шагом будет S1, S6, то ротор будет вращаться по часовой стрелке, если S1, S4 – против и вышеприведенная последовательность шагов должна быть перевернута.

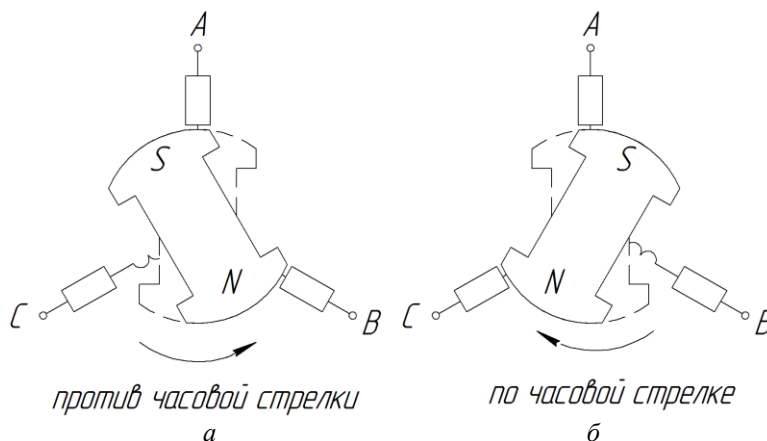


Рис. 5.32. Два разных положения ротора

Уровень тока во время запуска. Для ускорения двигателя могут быть применены определенные опорные токи и напряжения при запуске таблицы разгона. Этот определенный эталон может быть полностью независим от значения, подаваемого на двигатель, и выбирается пользователем, когда двигатель находится в режиме автоматической коммутации.

На малой скорости сигнал противо-ЭДС слабый, поэтому его очень трудно обнаружить. Применение достаточно сильного уровня тока в начале таблицы разгона позволяет сделать сигнал противо-ЭДС сильнее и облегчить обнаружение события пересечения нуля. Во избежание всплеска тока при переходе от предварительной ориентации к таблице запуска нужно, чтобы уровень тока в конце предварительной ориентации был равен уровню тока в начале таблицы разгона.

Запуск параметров последовательности разгона. Запуск таблицы разгона заключается в применении последовательно уменьшающихся временных шагов к двигателю с фиксированным уровнем тока для всех шагов ускорения двигателя.

В течение первых нескольких шагов в начале таблицы разгона события пересечения противо-ЭДС нуля не рассматриваются. Это необходимо для устранения возможных паразитных обнаружений. Обычно это количество шагов называется принудительным синхронным режимом и равно одному механическому циклу двигателя:

$$\text{механический цикл} = p \cdot \text{электрический цикл},$$

где p – число пар полюсов, электрический цикл – шесть шагов коммутации.

После этого необходимо начать рассматривать события пересечения противо-ЭДС нуля. Для стабильной работы двигателя переход в режим автоматической коммутации нужно осуществить после двух или трех последовательных событий этого пересечения.

Форма сигнала таблицы разгона будет зависеть от инерции ротора и нагрузки двигателя, может быть экспоненциальной или линейной и определяется экспериментальным путем.

Режим автоматической коммутации. В конце стартовой последовательности после обнаружения необходимого количества событий пересечения нуля, переключают на режим автоматической коммутации. При этом нужно учесть, что коммутацию в этом режиме нужно производить, выдержав 30 электрических градусов после события пересечения нуля и первый шаг в режиме автоматической коммутации должен совпасть с шагом, который должен был последовать после последнего шага в принудительном синхронном режиме.

Библиографический список

1. Герман-Галкин С.Г. MATLAB & SIMULINK. Проектирование мехатронных систем на ПК: учебное пособие для вузов. СПб.: Корона-Век, 2008.
2. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде Matlab–Simulink. Урок 21. Модельный многовариантный синтез асинхронного электропривода //Силовая электроника. 2016. №4.

3. *Герман-Галкин С.Г., Гаврилов Р.С., Мустафаев Ю.Н.* Структурные и имитационные модели в модельно- ориентированном проектировании вентильного электропривода для ОПУ //Мехатроника, автоматизация и управление. 2017. № 1.
4. *Кенио Т., Нагамори С.* Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1989.
5. *Кориунов А.* Упрощенная математическая модель синхронного электродвигателя с возбуждением постоянными магнитами //Силовая электроника. 2000. № 16. С. 48-52.
6. *Панкратов В. В.* Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза // Электронные компоненты. 2007. №2.
7. *Вычужанин В.* Система управления бесщеточным электродвигателем на основе логики FPGA // Современная электроника. 2012. №5. С.18 – 23.
8. *Корельский Д.В., Потапенко Е.М., Васильева Е.В.* Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2001. С. 155 –159.
9. *Сизякин А., Румянцев М.* Без датчика положения ротора: решения компании IR для управления вентильными двигателями // Новости электроники.2011. № 10.
10. Limitations of the Conventional Phase Advance Method for Constant Power Operation of the Brushless DC Motor.
11. [URL:http://web.ornl.gov/~webworks/cpr/y2001/pres/111877.pdf](http://web.ornl.gov/~webworks/cpr/y2001/pres/111877.pdf).
12. Microchip Technology Inc, Sensorless BLDC Control with Back-EMF Filtering Using a Majority Function –2012. [URL:http://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/DeviceDoc/en542804.pdf](http://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/DeviceDoc/en542804.pdf).
13. Управление бездатчиковыми бесколлекторными двигателями (Sensorless BLDC). URL: <http://www.avislab.com/blog/brushless04>.
14. Запуск бездатчикового бесколлекторного двигателя (Sensorless BLDC). – [Электронный ресурс]. URL: <http://www.avislab.com/blog/brushless05>.
15. Определение положения ротора в остановленном состоянии двигателя. URL: <http://www.avislab.com/blog/brushless06>.
16. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). 2013. URL: http://www.privod-news.ru/docs/ Vector_Kalachev.pdf.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Расчёт статических характеристик СД

```

U1=24; F0=0.0295; R=0.6; L=0.0014; Ld=2*L/3; Lq=0.8*Ld; Td=Ld/R; Tq=Lq/R; p=2;
Tf=0; Ce=p*F0;
w=0:10:1500; wm=w./p;
Id=(U1*sin(2*w.*Tf)+w.*Td.*(U1*cos(2*w.*Tf)-w.*F0))./(R*(1+Td*Tq*(w.^2)));
Iq=(U1*cos(2*w.*Tf)-w.*F0-w.*Tq.*U1.*sin(2*w.*Tf))./(R*(1+Td*Tq*(w.^2)));
M=1.5*p*F0*Iq;
m=1.5*p*(Ld-Lq)*Id.*Iq;
Moment=M+m;
I1=sqrt(Id.^2+Iq.^2);

%plot(Moment,wm);
%grid on;
%xlabel('Moment Nm');
%ylabel('Speed rad/s')

plot(Moment,Id, Moment,Iq, Moment,I1);
grid on;
ylabel('Current Id,Iq (A)');
xlabel('Moment(Nm)');

P=1.5.*U1.*R.*(U1-Ce.*wm)./(R^2+w.^2.*Ld.*Lq);
Q=1.5.*U1.*w.*Lq.*(U1-Ce.*wm)./(R^2+w.^2.*Ld.*Lq);
S=sqrt(P.^2+Q.^2);
%plot(wm,P, wm,Q, wm,S); grid
%ylabel('P, Q, S W, VAr, VA');
%xlabel('Speed rad/s');

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Расчёт алгоритма коммутации фаз СД

```

function [y1, y2, y3, y4, y5, y6] = fcn(tetta)

if tetta>0 && tetta<=60
    y1=15; y4=15;
    y2=0; y3=0; y5=0; y6=0;
elseif tetta>60 && tetta<=120
    y1=15; y6=15;
    y2=0; y3=0; y4=0; y5=0;
elseif tetta>120 && tetta<=180
    y3=15; y6=15;
    y1=0; y2=0; y4=0; y5=0;
elseif tetta>180 && tetta<=240
    y2=15; y3=15;
    y1=0; y4=0; y5=0; y6=0;
elseif tetta>240 && tetta<=300
    y2=15; y5=15;
    y1=0; y3=0; y4=0; y6=0;
else
    y4=15; y5=15;
    y1=0; y2=0; y3=0; y6=0;
end

```

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ	3
1.1. Структура синхронного двигателя с постоянными магнитами	3
1.2. Математическая модель СДПМ	4
2. БЕСКОЛЛЕКТОРНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА	20
2.1. Принцип действия БДПТ	20
2.2. Модель бесколлекторного двигателя постоянного тока в Matlab-Simulink	23
3. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ	27
3.1. Основы теории векторного управления	27
3.2. Векторное управление БДПТ	30
3.3. Модель векторного управления БДПТ	31
3.4. Бесколлекторные двигатели переменного тока	33
4. ТЕОРИЯ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ	37
4.1. Классификация способов введения обратной связи по положению	37
4.2. Обратная связь по датчикам положения	37
4.3. Обратная связь по току	41
4.4. Обратная связь по скорости	50
5. БЕЗДАТЧИКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ	53
5.1. Бездатчиковая обратная связь по положению	53
5.2. Другие методы (нейронная сеть, метод применения нечётной логики)	72
5.3. Пуск бесколлекторного двигателя постоянного тока	73
Библиографический список	75
Приложение 1. Расчёт статических характеристик СД	77
Приложение 2. Расчёт алгоритма коммутации фаз СД	77

Гаврилов Роман Сергеевич, Мустафаев Юсиф Ниязович

Управление синхронными машинами с постоянными магнитами

Редактор *Г.М. Звягина*

Корректор *Л.А. Петрова*

Компьютерная верстка: *С.В. Каиуба*

Подписано в печать 5.11. 2019. Формат 60×84/8. Бумага документная.

Печать трафаретная. Усл. печ. л. 9. Тираж 100 экз. Заказ № 163.

Балтийский государственный технический университет

Типография БГТУ

190005, С.-Петербург, 1-я Красноармейская ул., д. 1