

УДК 681.5.017

ББК 31.261.5

А.И. ЕКАНТЬЕВ, Г.В. МАЛИНИН

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСКОНТАКТНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Ключевые слова: бесконтактный двигатель постоянного тока, система векторного управления, математическая модель, Simulink модель, структура подчиненного регулирования, синтез регуляторов.

В работе рассматривается система векторного управления угловой скоростью бесконтактного двигателя постоянного тока, его математическая модель и программная реализация. В качестве основного преимущества такой системы можно выделить ограничение токов, проходящих через фазы статора бесконтактного двигателя постоянного тока, что, в свою очередь, приводит к меньшему нагреву двигателя, уменьшая риски возникновения дефектов из-за температурного воздействия. В рассматриваемой системе также возможно реализовать более точное и плавное регулирование угловой скорости вращения ротора, чем при управлении коммутацией по датчику углового положения ротора. Но для обеспечения качественного управления требуется оптимальный подбор параметров регуляторов внешнего и внутренних контуров системы.

Цель исследования – определение параметров регуляторов внутренних и внешних контуров системы векторного управления бесконтактным двигателем постоянного тока.

Материалы и методы. В работе используется математическая модель бесконтактного двигателя постоянного тока, производится расчет параметров регуляторов для внутренних контуров при векторном управлении. Программное моделирование системы осуществляется в среде MATLAB Simulink, на основе программной модели осуществляется поиск параметров регулятора внешнего контура управления.

Результаты. Рассчитаны обеспечивающие отсутствие перерегулирования значения параметров регуляторов внутренних контуров управления, разработана программная модель системы векторного управления бесконтактного двигателя постоянного тока, на основе которой выявлены параметры регулятора контура угловой скорости. Моделирование трехфазного мостового инвертора осуществляется с применением электро-технических блоков Simulink с добавлением фильтра для имитации реальной динамической вольт-амперной характеристики транзистора, а моделирование остальных блоков системы осуществляется по их структурным схемам, алгебраическим, дифференциальным и логическим уравнениям. Для оценки качества регулирования построены графики переходных процессов регулируемых параметров.

Выводы. Система векторного управления обеспечивает возможность регулирования токов фаз и угловой скорости выходного вала бесконтактного двигателя постоянного тока. Математическая модель ее электрической части реализуется на основе электрической, функциональной и структурной схем, а переход из электрической части в механическую – за счет уравнения баланса мощностей. Расчет прямой передачи контуров управления системы осуществляется в соответствии с принципом суперпозиции, параметры регуляторов определяются при помощи представления передаточных функций контуров в стандартной форме. Отсутствие перерегулирования обеспечивается приравливанием коэффициента демпфирования к единичному значению. Наличие ошибок и временных задержек датчиков обратной связи и вычислителя, квантованность измеренного значения угловой скорости и влияние трехфазного мостового инвертора приводят к ограничению минимального значения заданной угловой скорости и увеличению времени переходного процесса.

Введение. Система векторного управления (СВУ) угловой скоростью бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ) включает в себя такие элементы, как трехфазный БДПТ, трехфазный мостовой полупроводниковый

силовой преобразователь – инвертор (рис. 1) [15], три измерителя токов фаз БДПТ (в классическом случае – два измерителя токов фаз), щелевой датчик углового положения выходного вала БДПТ [8], а также вычислитель для расчета алгоритма коммутации (электронный коллектор) и выдачи шести управляющих сигналов. Существуют БДПТ с количеством фаз, отличным от трех, но в рамках работы подобные системы рассмотрены не будут.

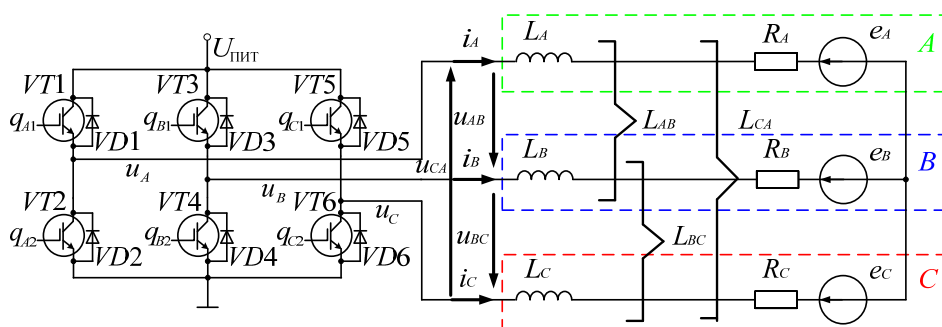


Рис. 1. Электрическая схема трехфазного мостового инвертора (слева) в совокупности с электрической схемой БДПТ (справа):

$U_{\text{пит}}$ – питающее напряжение, В;

q_{A1} (q_{B1} , q_{C1}), q_{A2} (q_{B2} , q_{C2}) – сигналы для управления ключевым режимом транзисторов верхнего и нижнего плеча соответственно фазы A (B , C) инвертора, В;

u_A , u_B и u_C – напряжения, подаваемые на фазы A , B и C соответственно, В;

u_{AB} , u_{BC} и u_{CA} – линейные напряжения, В;

i_A , i_B и i_C – токи, протекающие через фазы A , B и C соответственно, А;

R_A , R_B и R_C – сопротивления обмоток фаз A , B и C соответственно, Ом;

L_A , L_B и L_C – собственные индуктивности обмоток фаз A , B и C соответственно, Гн;

L_{AB} , L_{BC} и L_{CA} – межфазные взаимоиנדуктивности, Гн;

e_A , e_B и e_C – напряжения ЭДС, вызванные влиянием магнитного поля постоянных магнитов на фазы A , B и C соответственно, В

Входными сигналами инвертора являются маломощные сигналы, генерируемые вычислителем [1, 9], а выходными – напряжения, изменяемые по закону широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и подаваемые на фазы БДПТ [2–6, 8].

Входными сигналами вычислителя являются внешний сигнал управления (заданное значение угловой скорости выходного вала БДПТ) и сигналы с датчиков обратной связи (ОС). Инвертор в совокупности с вычислителем заменяет собой механический коллектор, поэтому БДПТ также известен как двигатель с электронной коммутацией [1, 6, 9, 13, 15]. Необходимо отметить, что для регулирования угловой скорости выходного вала БДПТ необходима информация о ее фактическом значении, для получения которой в вычислителе необходимо осуществить ряд операций по преобразованию измерений с щелевого датчика углового положения [8].

Цель исследования – синтез регуляторов контуров СВУ БДПТ.

Материалы и методы. Математическая модель СВУ БДПТ реализуется на основе электрических схем, а также разработанных функциональной и структурных схем с учетом регуляторов в каждом контуре. Синтез регуляторов

осуществляется аналитическим методом, не допускающим перерегулирования выходных сигналов всех контуров управления. Моделирование системы с учетом неидеальности датчиков ОС выполнено в программной среде MATLAB/Simulink.

Результаты исследований. Алгоритм векторного управления помимо регулирования выходной величины БДПТ в виде угловой скорости также регулирует вектор токов фаз БДПТ [6]. Для его реализации требуется введение как трехосной системы координат (СК), так и пары (статичной и динамичной) двухосных декартовых прямоугольных СК. Помимо этого, необходимо разработать алгоритм перехода из одной СК в другую.

Трехмерная СК ABC представлена на рис. 2, a . Так как рассматриваемый БДПТ является трехфазным, то оси СК ABC целесообразно направить вдоль фаз статора [1, 6]. Если принять все фазовые токи гармоническими и сдвинутыми по фазе на 120 градусов, то можно ввести обобщенный вектор тока $\vec{I}_s$, начало которого находится в центре СК ABC , а угловая скорость вращения соответствует угловой скорости вращения электромагнитного поля ω_Σ , генерируемого статором [6]. С трехосной СК ABC неудобно работать при регулировании параметров БДПТ, следовательно, требуется осуществление перехода к двумерной СК [1, 6, 9]. На рис. 2, b представлен один из возможных вариантов реализации двумерной неподвижной декартовой СК $\alpha\beta$.

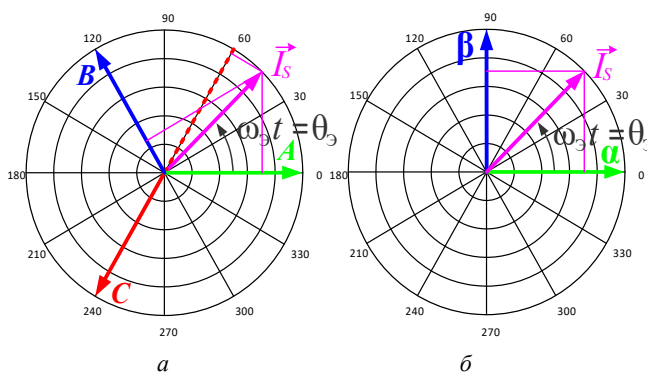


Рис. 2. К пояснению перехода из трехосной СК ABC в двухосную СК $\alpha\beta$: неподвижная СК ABC (a); неподвижная СК $\alpha\beta$ (b);

θ_Σ – угловое положение электромагнитного поля, генерируемого статором, град;

ω_Σ – угловая скорость вращения электромагнитного поля, генерируемого статором, град/с;

t – время, с

В соответствии с рис. 2 и согласно [6] переход из СК ABC в СК $\alpha\beta$ будет иметь вид

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Переход из трехфазной СК ABC к декартовой СК $\alpha\beta$ также называют прямым преобразованием Кларк [6], существует и обратное преобразование Кларк, то есть из СК $\alpha\beta$ в СК ABC , в этом случае матрица перехода транспонируется.

Далее введем вращающуюся с угловой скоростью ω_3 декартову СК dq , начало которой совпадает с началом СК $\alpha\beta$, при $\theta_3 = 0$ ось d совпадает с осью α , а ось q совпадает с осью β . При изменении угла θ_3 от нулевого положения переход от СК $\alpha\beta$ к СК dq осуществляется с помощью матрицы направляющих косинусов:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_3 & \sin\theta_3 \\ -\sin\theta_3 & \cos\theta_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Подобный переход в англоязычной литературе называется преобразованием Парка [6]. Существует и обратное преобразование Парка, при этом матрица перехода транспонируется.

Во вращающейся с угловой скоростью ω_3 СК dq дифференциальные уравнения, описывающие двигатель, принимают простейший вид, так как в них исключаются гармонические составляющие, характерные для проекций вращающихся векторов в неподвижных СК ABC и $\alpha\beta$. Ось d при этом ориентирована по направлению магнитного потока ротора $\vec{\psi}_f$ (если представить, что в конструкции БДПТ одна пара полюсов) [1, 4, 6, 9].

Согласно выражениям (1) и (2) переход от СК ABC к СК dq осуществляется по формуле

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_3 & \frac{\sqrt{3} \sin\theta_3 - \cos\theta_3}{2} & -\frac{\sqrt{3} \sin\theta_3 + \cos\theta_3}{2} \\ -\sin\theta_3 & \frac{\sqrt{3} \cos\theta_3 + \sin\theta_3}{2} & \frac{\sin\theta_3 - \sqrt{3} \cos\theta_3}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Обратный переход от СК dq к СК ABC осуществляется транспонированием матрицы перехода. Аналогично выражению (3) можно представить и напряжения фаз статора [6]. В дальнейшем в работе переходы из СК ABC к СК dq и обратно будут обозначаться на структурных или функциональных схемах в виде « $ABC \rightarrow dq$ » и « $dq \rightarrow ABC$ » соответственно, как, например, на функциональной схеме СВУ БДПТ, представленной на рис. 3.

В соответствии с рис. 3 в работе предлагается применение пропорционально-интегрирующих (ПИ) регуляторов для каждого контура управления. Помимо этого, заданное значение угловой скорости выходного вала БДПТ фильтруется цифровым фильтром, представленным на структуре в виде апериодического звена. Значение его постоянной времени, а также значения параметров ПИ-регуляторов контуров регулирования будут выявлены в дальнейшем на этапе синтеза регуляторов.

Необходимо отметить, что «Блок датчиков обратной связи» на рис. 3 обозначен условно, так как, во-первых, совокупность датчиков ОС, применяемых в рамках работы, не находится в едином блоке, во-вторых, щелевой датчик углового положения не выдает прямую информацию об угловом положении, а генерирует серию импульсов напряжения каждый раз, когда светодиод

воздействует на фотодиод через щель диска энкодера [8]. Количество генерируемых импульсов за один оборот зависит от количества щелей энкодера, в рамках работы предполагается использование диска с 20 щелями, что приводит к всплеску импульса напряжения каждые 18 градусов оборота выходного вала БДПТ. Это означает, что для определения углового положения требуется реализовать счетчик импульсов и умножить результат на 18, что приводит к квантованному виду измерения. На рис. 4 представлен пример генерации датчиком положения импульсов амплитудой порядка 5 В, а также результат расчета углового положения выходного вала БДПТ на основе представленных импульсов за промежуток времени в 1 с.

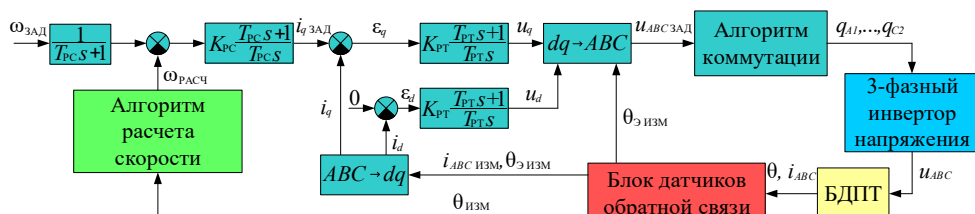


Рис. 3. Функциональная схема СВУ БДПТ:

$\omega_{зад}$ и $\omega_{расч}$ — заданное и рассчитанное значения угловой скорости выходного вала БДПТ, град/с;

$i_{q зад}$ — выходной сигнал ПИ-регулятора контура управления угловой скоростью — входной сигнал для контура регулирования тока i_q , А;

ε_d и ε_q — ошибка регулирования токов i_d и i_q соответственно, А;

u_d и u_q — выходные сигналы ПИ-регуляторов контуров управления токов i_d и i_q соответственно, В;

$u_{ABC зад}$ — вектор из элементов $u_{A зад}$, $u_{B зад}$ и $u_{C зад}$ — результат преобразования вектора требуемых напряжений фаз БДПТ из СК dq в СК ABC , В;

$i_{ABC изм}$ — вектор из элементов $i_{A изм}$, $i_{B изм}$ и $i_{C изм}$ — уровни напряжений, соответствующие измеренным значениям токов фаз БДПТ, В;

$\theta_{изм}$ — результат преобразования импульсной последовательности напряжений с целевого датчика углового положения, град;

$\theta_{э изм}$ — результат масштабирования параметра $\theta_{изм}$ в соответствии с количеством полюсов БДПТ, град;

θ — фактическое значение углового положения выходного вала БДПТ, град

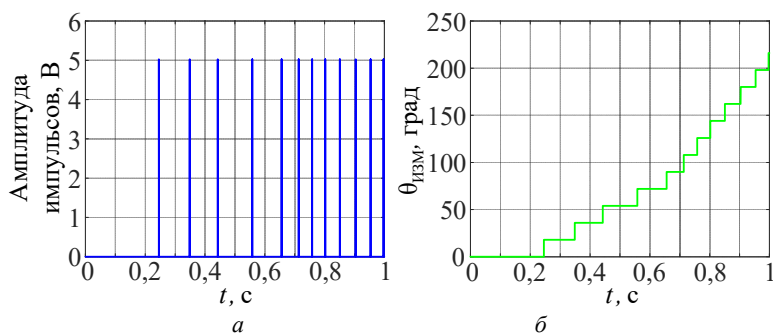


Рис. 4. К пояснению определения углового положения выходного вала БДПТ:

серия импульсов с датчика углового положения (а);

результат расчета углового положения (б)

Параметр рассчитанного углового положения $\theta_{\text{ИЗМ}}$ отличается от фактического углового положения θ выходного вала БДПТ квантованием и задержкой, включающей в себя как задержку измерения, так и задержку на проведение расчета вычислителем [8]. В свою очередь, параметр $\theta_{\text{Э ИЗМ}}$ отличается от параметра $\theta_{\text{ИЗМ}}$ в p раз [5–6, 13]:

$$\theta_{\text{Э ИЗМ}} = p\theta_{\text{ИЗМ}},$$

где p – количество пар полюсов БДПТ, в работе принято $p = 4$.

Измеренные значения токов фаз БДПТ $i_{A\text{ИЗМ}}$, $i_{B\text{ИЗМ}}$ и $i_{C\text{ИЗМ}}$ также отличаются от фактических значений токов фаз БДПТ i_A , i_B и i_C наличием задержки и шумов измерений [8].

Блок «Алгоритм расчета скорости» (рис. 3) входит в состав вычислителя, в нем реализуется последовательность операций по определению угловой скорости вращения выходного вала БДПТ по импульсным сигналам с щелевого датчика углового положения. В этом случае измеряется время между двумя соседними импульсами $\Delta t_{\text{ИМП}}$ и осуществляется дифференцирование [8]:

$$\omega_{\text{РАСЧ}} = \frac{\Delta\theta}{\Delta t_{\text{ИМП}}},$$

где $\Delta\theta = 18 \text{ град} = \text{const}$.

Аналогично измеренному значению углового положения, расчетное значение угловой скорости выходного вала БДПТ имеет квантованный вид [8].

Блок «Алгоритм коммутации» (рис. 3) также входит в состав вычислителя, в нем осуществляется сравнение параметров вектора требуемых значений напряжений фаз БДПТ с положительным и отрицательным малыми пороговыми значениями (в работе 0,01 и –0,01 соответственно) и на основе этого сравнения генерируются сигналы управления транзисторами трехфазного мостового инвертора. Малые пороговые значения необходимы для обеспечения гарантии того, что два транзистора одной фазы (верхнего и нижнего плеча) не будут открыты одновременно [6].

В блоке «3-фазный инвертор напряжения» (рис. 3) реализуется трехфазная мостовая схема инвертора. С целью учета инерционности силовых транзисторов их библиотечные блоки дополняет апериодическое звено с постоянной времени $T_{\text{ПР}}$.

В блоке «БДПТ» (рис. 3) осуществляется программная реализация математической модели БДПТ. Под математической моделью в рамках работы понимается совокупность дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих поведение БДПТ. Математическая модель БДПТ строится на основе электрической схемы, представленной на рис. 1. Для простоты расчета предположим, что все индуктивности, сопротивления и взаимные индуктивности фаз статора одинаковы:

$$\begin{aligned} L_A &= L_B = L_C = L, \\ R_A &= R_B = R_C = R, \\ L_{AB} &= L_{BC} = L_{CA} = M. \end{aligned} \quad (4)$$

С учетом (4) уравнения для отдельных напряжений фаз u_A , u_B и u_C можно записать в следующем виде [11]:

$$\begin{aligned} u_A &= L \frac{di_A}{dt} + M \left(\frac{di_B}{dt} + \frac{di_C}{dt} \right) + Ri_A + e_A, \\ u_B &= L \frac{di_B}{dt} + M \left(\frac{di_A}{dt} + \frac{di_C}{dt} \right) + Ri_B + e_B, \\ u_C &= L \frac{di_C}{dt} + M \left(\frac{di_A}{dt} + \frac{di_B}{dt} \right) + Ri_C + e_C. \end{aligned} \quad (5)$$

Линейные напряжения u_{AB} , u_{BC} и u_{CA} в соответствии с (5) рассчитываются по формулам

$$\begin{aligned} u_{AB} &= u_A - u_B = (L - M) \frac{d(i_A - i_B)}{dt} + R(i_A - i_B) + e_A - e_B, \\ u_{BC} &= u_B - u_C = (L - M) \frac{d(i_B - i_C)}{dt} + R(i_B - i_C) + e_B - e_C, \\ u_{CA} &= u_C - u_A = (L - M) \frac{d(i_C - i_A)}{dt} + R(i_C - i_A) + e_C - e_A. \end{aligned} \quad (6)$$

Согласно первому закону Кирхгофа сумма токов всех фаз равна нулю, поэтому систему (6) можно преобразовать к виду [10–11, 14]

$$\begin{aligned} u_{AB} - u_{CA} &= (L - M) \frac{d(2i_A - i_B - i_C)}{dt} + R(2i_A - i_B - i_C) + \\ &+ 2e_A - e_B - e_C = 3(L - M) \frac{di_A}{dt} + 3Ri_A + 2e_A - e_B - e_C, \\ u_{BC} - u_{AB} &= (L - M) \frac{d(2i_B - i_A - i_C)}{dt} + R(2i_B - i_A - i_C) + \\ &+ 2e_B - e_A - e_C = 3(L - M) \frac{di_B}{dt} + 3Ri_B + 2e_B - e_A - e_C, \\ u_{CA} - u_{BC} &= (L - M) \frac{d(2i_C - i_A - i_B)}{dt} + R(2i_C - i_A - i_B) + \\ &+ 2e_C - e_A - e_B = 3(L - M) \frac{di_C}{dt} + 3Ri_C + 2e_C - e_A - e_B. \end{aligned} \quad (7)$$

Представим систему (7) в форме Коши:

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= \frac{1}{3(L - M)} (u_{AB} - u_{CA} - 3Ri_A - 2e_A + e_B + e_C) = \\ &= \frac{1}{3(L - M)} (2u_A - u_B - u_C - 3Ri_A - 2e_A + e_B + e_C), \\ \frac{di_B}{dt} &= \frac{1}{3(L - M)} (u_{BC} - u_{AB} - 3Ri_B - 2e_B + e_C + e_A) = \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{3(L-M)} (2u_B - u_C - u_A - 3Ri_B - 2e_B + e_C + e_A), \\
\frac{di_C}{dt} &= \frac{1}{3(L-M)} (u_{CA} - u_{BC} - 3Ri_C - 2e_C + e_A + e_B) = \\
&= \frac{1}{3(L-M)} (2u_C - u_A - u_B - 3Ri_C - 2e_C + e_A + e_B).
\end{aligned}$$

Введем напряжения u_{Ay} , u_{By} и u_{Cy} :

$$\begin{pmatrix} u_{Ay} \\ u_{By} \\ u_{Cy} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_A - e_A \\ u_B - e_B \\ u_C - e_C \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Согласно уравнениям (8) и (9) структурная схема решения задачи Коши (8) будет иметь вид, представленный на рис. 5.

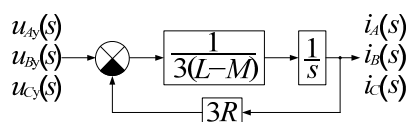


Рис. 5. Структурная схема решения задачи Коши:

$u_{Ay}(s)$, $u_{By}(s)$ и $u_{Cy}(s)$ – изображения составляющих вектора входного управляющего напряжения;

$i_A(s)$, $i_B(s)$ и $i_C(s)$ – изображения токов фаз A , B и C соответственно; $s \equiv \frac{d}{dt}$

Передаточная функция рассматриваемой структуры

$$W_i(s) = \frac{i_A(s)}{u_{Ay}(s)} = \frac{i_B(s)}{u_{By}(s)} = \frac{i_C(s)}{u_{Cy}(s)} = \frac{K_i}{T_i s + 1}, \quad (10)$$

где $K_i = 1/(3R)$ – коэффициент усиления апериодического звена; $T_i = (L - M)/R$ – постоянная времени апериодического звена.

Математическую модель перехода от электрической части БДПТ к механической можно представить с помощью уравнения для мощностей [6, 10–14, 16–17]:

$$\begin{aligned}
P &= P_A + P_B + P_C = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = \\
&= i_A \left(L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_C}{dt} \right) + Ri_A^2 + i_A e_A + \\
&+ i_B \left(L \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_C}{dt} \right) + Ri_B^2 + i_B e_B + \\
&+ i_C \left(L \frac{di_C}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} \right) + Ri_C^2 + i_C e_C,
\end{aligned} \quad (11)$$

где P – мгновенная полная электрическая мощность; P_A , P_B и P_C – электрические мощности фаз A , B и C соответственно.

Составляющие $i_A \left(L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_C}{dt} \right)$, $i_B \left(L \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_C}{dt} \right)$ и $i_C \left(L \frac{di_C}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} \right)$ в выражении (11) представляют собой запасаемые в индуктивностях реактивные мощности фаз A , B и C соответственно [6]; Ri_A^2 , Ri_B^2 и Ri_C^2 – активные мощности, рассеиваемые в фазах A , B и C соответственно; $i_A e_A$, $i_B e_B$ и $i_C e_C$ – электромагнитные мощности фаз A , B и C соответственно, согласно закону сохранения энергии именно они преобразуются в механическую [6, 11, 13, 15]:

$$P_M = i_A e_A + i_B e_B + i_C e_C, \quad (12)$$

где P_M – механическая мощность на выходном валу БДПТ.

Механическую мощность на выходном валу БДПТ можно рассчитать по формуле [6, 10–12, 14, 16–17]

$$P_M = \frac{1}{p} \omega_{\Delta} M_{\Delta}, \quad (13)$$

где M_{Δ} – электромагнитный момент на выходном валу БДПТ; ω_{Δ} – угловая скорость вращения электромагнитного поля, генерируемого статором.

Представим напряжения ЭДС фаз БДПТ в виде

$$\begin{pmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{1A} \\ e_{1B} \\ e_{1C} \end{pmatrix} \psi_f \omega_{\Delta}, \quad (14)$$

где ψ_f – модуль вектора потокоцепления магнитов ротора с фазами статора; e_{1A} , e_{1B} и e_{1C} – единичные функции формы ЭДС для фаз A , B и C соответственно [2–6] (рис. 6).

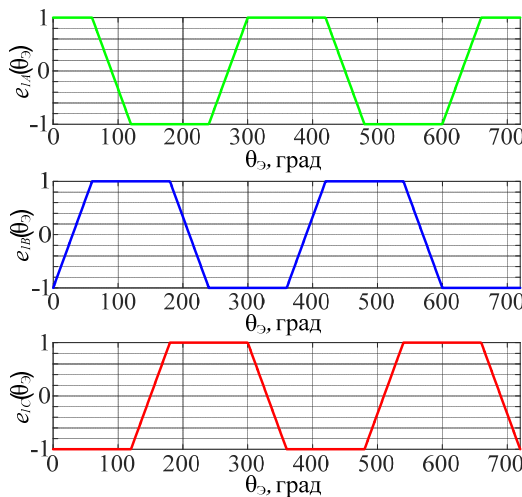


Рис. 6. Единичные функции формы ЭДС для фаз A , B и C

С учетом выражений (12)–(14) можно записать:

$$M_{\Sigma} = (i_A e_{1A} + i_B e_{1B} + i_C e_{1C}) p \psi_f. \quad (15)$$

Необходимо отметить, что помимо генерируемого БДПТ момента M_{Σ} на его выходной вал действуют момент трения $M_{\text{ТР}}$ и момент внешнего сопротивления $M_{\text{С}}$, вызванный нагрузкой на валу и иными внешними факторами [13]. Момент $M_{\text{С}}$ заранее предсказать сложно, а момент $M_{\text{ТР}}$ в зависимости от сложности модели может принимать разные зависимости (с учетом Кулоновского и/или вязкого трения). В работе момент $M_{\text{ТР}}$ имеет прямо пропорциональную зависимость от угловой скорости, но при расчете параметров ПИ-регулятора контура скорости момент трения входит в состав возмущающего момента $M_{\text{С}}$.

В соответствии с вышесказанным дифференциальные уравнения для определения угловой скорости вращения электромагнитного поля и механической угловой скорости вращения ротора будут иметь вид [11]

$$\frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = p \frac{1}{J} (M_{\Sigma} - M_{\text{С}} - M_{\text{ТР}}), \quad \frac{d\omega_{\text{М}}}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\Sigma} - M_{\text{С}} - M_{\text{ТР}}), \quad (16)$$

где J – совокупный момент инерции ротора и нагрузки.

Рассмотрим внутренние контуры регулирования СВУ БДПТ. На рис. 7 представлена структурная схема управления уровнями токов i_d и i_q , построенная в соответствии с уравнениями (3), (8)–(10). Для отображения инерционных свойств инвертора применяется апериодическое звено с ограничением.

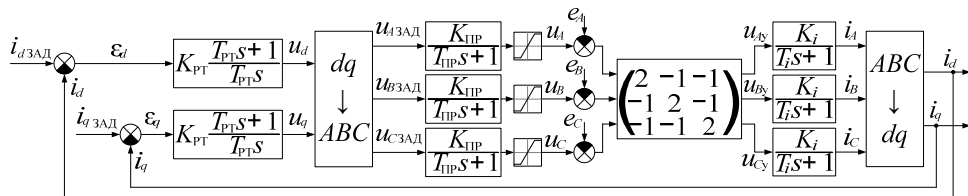


Рис. 7. Структурная схема регулирования токов i_d и i_q :
 K_{PT} и T_{PT} – параметры ПИ-регуляторов

Контуры токов i_d и i_q имеют единичный коэффициент ОС. При расчете прямой передачи напряжения ЭДС выступают как возмущающие воздействия, для упрощения описания динамических процессов в контурах пренебрегаем их влиянием [7], т.е. считаем нулевыми.

Расчет прямой передачи контуров будет осуществляться в соответствии с принципом суперпозиции. В этом случае для определения параметров регулятора контура тока i_q примем $u_d = 0$. Тогда в соответствии с (3)

$$\begin{pmatrix} u_{A3AD} \\ u_{B3AD} \\ u_{C3AD} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\sin\theta_{\Sigma} \\ \frac{1}{2}\sin\theta_{\Sigma} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_{\Sigma} \\ \frac{1}{2}\sin\theta_{\Sigma} - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_{\Sigma} \end{pmatrix} u_q = \begin{pmatrix} -\sin\theta_{\Sigma} \\ \frac{1}{2}\sin\theta_{\Sigma} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_{\Sigma} \\ \frac{1}{2}\sin\theta_{\Sigma} - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_{\Sigma} \end{pmatrix} K_{\text{PT}} \frac{T_{\text{PT}}s + 1}{T_{\text{PT}}s} \varepsilon_q. \quad (17)$$

Вектор напряжений с элементами u_{Ay} , u_{By} и u_{Cy} в соответствии со структурной схемой на рис. 11 и согласно (17) рассчитывается по формуле

$$\begin{pmatrix} u_{Ay} \\ u_{By} \\ u_{Cy} \end{pmatrix} = \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{A3\text{АД}} \\ u_{B3\text{АД}} \\ u_{C3\text{АД}} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{РТ}}s + 1}{T_{\text{РТ}}s} \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \begin{pmatrix} -2\sin\theta_3 \\ \sin\theta_3 + \sqrt{3}\cos\theta_3 \\ \sin\theta_3 - \sqrt{3}\cos\theta_3 \end{pmatrix} \varepsilon_q. \quad (18)$$

Токи фаз i_A , i_B и i_C с учетом (18) будут иметь значения

$$\begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = \frac{K_i}{T_i s + 1} \begin{pmatrix} u_{Ay} \\ u_{By} \\ u_{Cy} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{РТ}}s + 1}{T_{\text{РТ}}s} \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \frac{K_i}{T_i s + 1} \begin{pmatrix} -2\sin\theta_3 \\ \sin\theta_3 + \sqrt{3}\cos\theta_3 \\ \sin\theta_3 - \sqrt{3}\cos\theta_3 \end{pmatrix} \varepsilon_q. \quad (19)$$

Выходной ток i_q в соответствии с (3) и (19) рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} i_q &= i_A \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cos\theta_3 - \sin\theta_3 \right) + i_B \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\theta_3 = \\ &= \frac{3}{2} K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{РТ}}s + 1}{T_{\text{РТ}}s} \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \frac{K_i}{T_i s + 1} \varepsilon_q \left[-2\sin\theta_3 \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cos\theta_3 - \sin\theta_3 \right) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\theta_3 (\sin\theta_3 + \sqrt{3}\cos\theta_3) \right] = \\ &= 3 K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{РТ}}s + 1}{T_{\text{РТ}}s} \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \frac{K_i}{T_i s + 1} \varepsilon_q. \end{aligned} \quad (20)$$

Согласно (20) прямая передача разомкнутого контура регулирования тока i_q будет иметь следующий вид:

$$W_{\text{ПР}q}(s) = \frac{i_q(s)}{\varepsilon_q(s)} = 3 K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{РТ}}s + 1}{T_{\text{РТ}}s} \frac{K_{\text{ПР}}}{T_{\text{ПР}}s + 1} \frac{K_i}{T_i s + 1}. \quad (21)$$

Аналогичная передаточная функция будет наблюдаться для разомкнутого контура тока i_d , если принять $u_d = 0$. То есть $W_{\text{ПР}d}(s) = W_{\text{ПР}q}(s)$, поэтому введем для них общее обозначение $W_{\text{ПР}dq}(s)$.

Примем постоянную времени регулятора тока $T_{\text{РТ}} = T_i$, тогда в соответствии с (21) передаточная функция $W_{\text{ПР}dq}(s)$ упростится:

$$W_{\text{ПР}dq}(s) = \frac{3 K_{\text{РТ}} K_{\text{ПР}} K_i}{T_i s (T_{\text{ПР}}s + 1)}. \quad (22)$$

Передаточные функции замкнутых контуров токов с учетом (22) рассчитываются по формуле

$$\begin{aligned} W_{dq}(s) &= \frac{W_{\text{ПР}dq}(s)}{1 + W_{\text{ПР}dq}(s)} = \frac{3 K_{\text{РТ}} K_{\text{ПР}} K_i}{T_i s (T_{\text{ПР}}s + 1) + 3 K_{\text{РТ}} K_{\text{ПР}} K_i} = \\ &= \frac{1}{\frac{T_i T_{\text{ПР}}}{3 K_{\text{РТ}} K_{\text{ПР}} K_i} s^2 + \frac{T_i}{3 K_{\text{РТ}} K_{\text{ПР}} K_i} s + 1}. \end{aligned} \quad (23)$$

Представим передаточную функцию (23) в стандартной форме:

$$W_{dq}(s) = \frac{1}{T_{dq}^2 s^2 + 2\xi_{dq} T_{dq} s + 1}, \quad (24)$$

где T_{dq} – постоянная времени колебательного звена; ξ_{dq} – коэффициент демпфирования.

Для обеспечения отсутствия перерегулирования при управлении уровнями токов i_d и i_q необходимо, чтобы коэффициент демпфирования принял значение $\xi_{dq} = 1$. Из (23) и (24) следует

$$T_{dq} = \frac{T_i}{6K_{PT}K_{PP}K_i}, \quad T_{dq}^2 = \frac{T_i T_{PP}}{3K_{PT}K_{PP}K_i},$$

откуда

$$K_{PT} = \frac{T_i}{12T_{PP}K_{PP}K_i}.$$

В соответствии со структурой, представленной на рис. 7, промоделируем процесс регулирования токов. Необходимо отметить, что электромагнитный момент, генерируемый статором, пропорционален току i_q , а ток i_d , в свою очередь, требуется отрегулировать в нулевое положение [6]. На рис. 8 представлен результат регулирования токов i_q и i_d при $i_{q\text{ЗАД}} = 20$ А и $i_{d\text{ЗАД}} = 0$ А, полученный в среде Simulink.

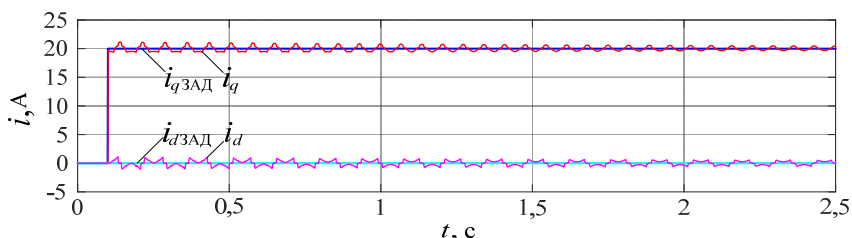


Рис. 8. Результат регулирования параметров i_d и i_q

В соответствии с рис. 8 ток i_q стремится к заданному значению $i_{q\text{ЗАД}}$, а ток i_d – к нулевому положению. Отклонение регулируемых параметров i_d и i_q от их заданных значений не постоянно, колеблется с амплитудой, находящейся в ограниченных пределах и уменьшающейся с течением времени. Колебания токов i_d и i_q наблюдаются по причине наличия неучтенных в расчетах напряжений ЭДС.

Если подставить расчетные значения параметров регуляторов K_{PT} и T_{PT} в передаточную функцию замкнутой системы (23), то она примет вид

$$W_{dq}(s) = \frac{1}{4T_{PP}^2 s^2 + 4T_{PP} s + 1}. \quad (25)$$

Выражение (25) будет использоваться в дальнейшем для построения структуры регулирования угловой скорости БДПТ, как это показано на рис. 9.

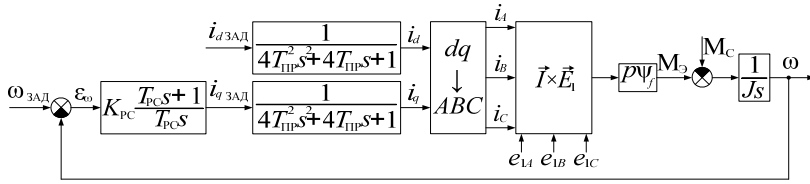


Рис. 9. Структурная схема регулирования угловой скорости выходного вала БДПТ:
 ε_ω – ошибка регулирования угловой скорости выходного вала БДПТ, град/с;
 K_{PT} и T_{PT} – параметры ПИ-регулятора контура регулирования угловой скорости

Для расчета параметров регулятора контура угловой скорости примем момент M_c равным нулю, также отсекается канал регулирования тока i_d . В таком случае передаточная функция разомкнутого контура угловой скорости с учетом уравнений (3), (15) и (16) принимает следующий вид:

$$W_{\text{ПР}\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{\varepsilon_\omega(s)} = K_{\text{PC}} \frac{T_{\text{PC}}s + 1}{T_{\text{PC}}s} \frac{1}{4T_{\text{П}}^2s^2 + 4T_{\text{П}}s + 1} \times \times \frac{p\psi_f}{Js} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta_\omega [e_{1B} - e_{1C}] + \frac{1}{2} \sin\theta_\omega [-2e_{1A} + e_{1B} + e_{1C}] \right). \quad (26)$$

Обозначим выражение в круглых скобках (26) как переменный коэффициент $K_\omega(\theta_\omega)$, тогда

$$W_{\text{ПР}\omega}(s) = \frac{K_{\text{PC}} p\psi_f K_\omega (T_{\text{PC}}s + 1)}{JT_{\text{PC}}s^2 (4T_{\text{П}}^2s^2 + 4T_{\text{П}}s + 1)}. \quad (27)$$

Передаточная функция замкнутого контура угловой скорости с учетом $T_{\text{П}} \ll 1$ и согласно (27) имеет вид

$$W_\omega(s) = \frac{W_{\text{ПР}\omega}(s)}{1 + W_{\text{ПР}\omega}(s)} = \frac{K_{\text{PC}} p\psi_f K_\omega (T_{\text{PC}}s + 1)}{JT_{\text{PC}}s^2 + K_{\text{PC}} p\psi_f K_\omega (T_{\text{PC}}s + 1)} = \frac{T_{\text{PC}}s + 1}{\frac{JT_{\text{PC}}}{K_{\text{PC}} p\psi_f K_\omega} s^2 + T_{\text{PC}}s + 1}. \quad (28)$$

Числитель передаточной функции (28) содержит нуль, что приводит к излишнему перерегулированию угловой скорости выходного вала БДПТ. Поэтому этот нуль можно скомпенсировать с помощью фильтра на входе контура угловой скорости (см. рис. 3):

$$W_{\Phi\omega}(s) = \frac{1}{T_{\text{PC}}s + 1}. \quad (29)$$

Результирующая передаточная функция замкнутого контура угловой скорости согласно (28) и (29) принимает вид

$$W_\omega(s) = \frac{1}{\frac{JT_{\text{PC}}}{K_{\text{PC}} p\psi_f K_\omega} s^2 + T_{\text{PC}}s + 1}. \quad (30)$$

Необходимо отметить, что коэффициент K_ω в зависимости от изменения угла θ_Σ (рис. 10, а) принимает значения в пределах от 1,5 до 1,73 (рис. 10, б).

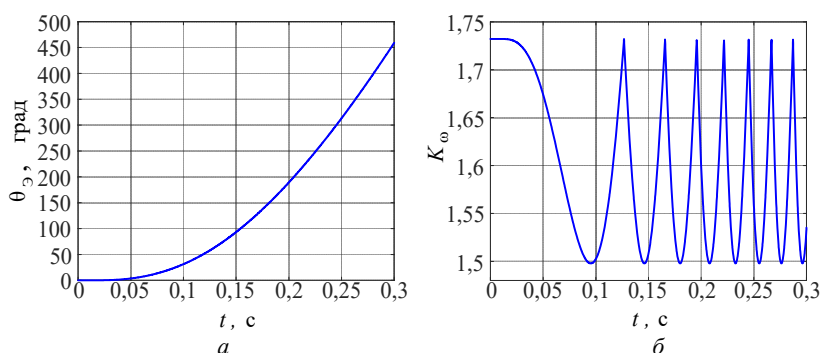


Рис. 10. К определению зависимости коэффициента K_ω от изменения угла θ_Σ : график изменения углового положения электромагнитного поля, генерируемого статором (а); график изменения коэффициента K_ω (б)

В рамках работы для упрощения алгоритма регулирования угловой скорости БДПТ принято решение заменить переменный коэффициент $K_\omega(\theta_\Sigma)$ на постоянное значение. Для этого было найдено среднее значение K_ω при длительном моделировании: $K_\omega = 1,5794$.

Представим передаточную функцию (30) в стандартной форме:

$$W_\omega(s) = \frac{1}{T_\omega^2 s^2 + 2\xi_\omega T_\omega s + 1}, \quad (31)$$

где T_ω – постоянная времени колебательного звена; ξ_ω – коэффициент демпфирования.

Для обеспечения переходного процесса без перерегулирования коэффициент демпфирования в (31) примем равным $\xi_\omega = 1$, тогда

$$T_\omega = \frac{T_{PC}}{2}, \quad T_\omega^2 = \frac{JT_{PC}}{K_{PC} p \psi_f K_\omega},$$

откуда

$$T_{PC} = 2T_\omega, \quad K_{PC} = \frac{4J}{T_\omega p \psi_f K_\omega}. \quad (32)$$

Согласно выражению (32) параметры регулятора контура угловой скорости T_{PC} и K_{PC} зависят от значения постоянной времени колебательного звена T_ω . Следовательно, в условиях моделирования, регулируя параметр T_ω , возможно определение параметров ПИ-регулятора, как это представлено на рис. 11.

Если не учитывать влияние схемы инвертора, а также принять датчики и вычислитель идеальными (без задержек, шумов и ошибок квантования), то необходимо ориентироваться на максимально возможное заданное значение угловой скорости. Это означает, что если переходный процесс при рассчитанных параметрах ПИ-регулятора устойчив для максимально возможного заданного значения угловой скорости, то переходный процесс при меньших заданных значениях угловой скорости и при тех же параметрах ПИ-регулятора будет также устойчивым.

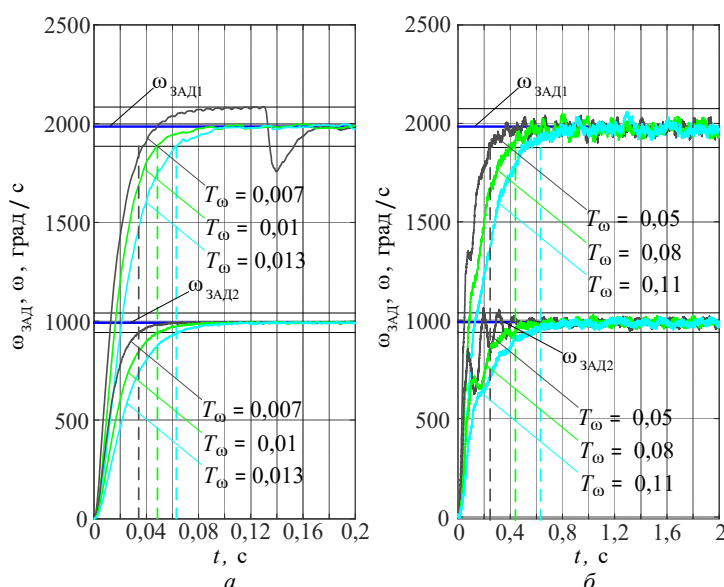


Рис. 11. Графики переходных процессов при вариации параметра T_ω :
 а – без учета задержек, шумовых ошибок, ошибок квантования и влияния схемы инвертора;
 б – с учетом влияния датчиков ОС и схемы инвертора:

$\omega_{\text{зад1}}$ – заданное значение угловой скорости, равное максимально возможному значению угловой скорости вращения выходного вала БДПТ, град/с;
 $\omega_{\text{зад2}}$ – заданное значение угловой скорости, соответствующее половине от максимально возможного значения угловой скорости вращения выходного вала БДПТ, град/с;
 ω – угловая скорость вращения выходного вала БДПТ при различных значениях заданной угловой скорости и вариации параметра T_ω , град/с

В случае, когда учитываются ошибки и задержка датчиков, наличие квантования сигнала ОС, а также влияние инвертора, необходимо ориентироваться также на минимально возможное заданное значение угловой скорости (отличное от нуля). Это связано с импульсным характером управления напряжениями фаз БДПТ и наличием промежутков времени, когда транзисторы одной фазы (верхнее и нижнее плечо) одновременно заперты, что приводит к колебательному характеру выходной характеристики регулируемой системы. Задержки сигналов также приводят к усилению амплитуды колебания регулируемой величины. Моделирование показывает, что динамическая ошибка регулирования угловой скорости выходного вала БДПТ из-за наличия колебаний может достигать порядка ± 75 град/с, следовательно, минимально возможный уровень заданного значения угловой скорости должен превышать 150 град/с (двукратное превышение максимальной динамической ошибки регулирования).

Учет ошибок и задержек датчиков ОС и вычислителя, квантованности сигнала ОС внешнего контура и влияния инвертора требует повышения параметра T_ω практически на порядок, что приводит к увеличению на порядок времени переходного процесса.

В работе при моделировании приняты следующие значения параметров модели: $L = 10,3$ мкГн, $R = 10,5$ мОм, $M = 0$ Гн, $J = 6,2 \cdot 10^{-4}$ кг·м², $\psi_f = 3,581 \cdot 10^{-3}$ Вб,

$F = 3,035 \text{ Н} \cdot \text{с/м/град}$, $T_{\text{ПР}} = 10^{-4} \text{ с}$, $K_{\text{ПР}} = 1$. Задержки измерений токов фаз составляют 50 мкс, задержка в измерении и расчете углового положения (и угловой скорости) составляет 1 мс. В результате параметры ПИ-регуляторов контуров токов имеют значение: $T_{\text{РТ}} = 9,81 \cdot 10^{-4} \text{ с}$, $K_{\text{РТ}} = 0,0258$, а параметры ПИ-регулятора контура угловой скорости: $T_{\text{РС}} = 0,2 \text{ с}$, $K_{\text{РС}} = 0,2741$ (при $T_{\omega} = 0,1 \text{ с}$). При иных значениях параметров рассматриваемой системы значения параметров регуляторов могут быть другими.

Выводы. 1. Алгоритм векторного управления БДПТ обладает преимуществом в виде возможности совместного регулирования токов фаз и угловой скорости выходного вала БДПТ до заданного уровня, но требует для реализации наличия как датчиков ОС, так и более сложного алгоритма в вычислителе, включая алгоритм коммутации и алгоритм расчета угловой скорости по импульсным сигналам.

2. Математическая модель электрической части СВУ БДПТ реализуется на основе электрической схемы БДПТ, функциональной схемы системы и структурных схем контуров регулирования. Математическая модель перехода из электрической части БДПТ в механическую реализуется за счет уравнения баланса мощностей. Математическая модель механической части СВУ БДПТ включает в себя неопределенности в виде момента трения и момента сопротивления нагрузки.

3. Контур управления СВУ БДПТ имеет единичный коэффициент обратной передачи, расчет прямой передачи контуров осуществляется в соответствии с принципом суперпозиции. Возмущающими входными воздействиями для контура угловой скорости являются момент трения и момент сопротивления нагрузки, возмущающими входными воздействиями для контуров токов являются напряжения ЭДС.

4. Расчет параметров регуляторов контуров управления СВУ БДПТ осуществляется сведением передаточных функций замкнутых контуров к колебательному звену, а отсутствие перерегулирования по управляющему воздействию обеспечивается приравниванием коэффициента демпфирования к единичному значению.

5. На входе контура угловой скорости дополнительно требуется фильтр для нивелирования нуля передаточной функции замкнутого контура, поиск параметров регулятора контура осуществляется моделированием при варьировании постоянной времени T_{ω} передаточной функции замкнутого контура с учетом фильтра.

6. Наличие ошибок и временных задержек датчиков ОС и вычислителя, квантованность сигнала ОС внешнего контура и влияние трехфазного мостового инвертора приводит к необходимости повышения постоянной времени T_{ω} передаточной функции замкнутого контура угловой скорости с учетом фильтра на входе, что на порядок повышает время переходного процесса.

7. Задержки и квантованность сигналов ОС внешнего контура регулирования, импульсный характер управления напряжениями фаз БДПТ и наличие мертвого времени при переключении транзисторов одной стойки инвертора приводят к наличию колебательности выходных координат регулируемой

системы (отклонение от заданного значения порядка ± 75 град/с). Для исключения периодической смены направления вращения выходного вала БДПТ минимально возможный уровень заданного значения угловой скорости должен превышать 150 град/с.

Литература

1. Автоматизированный электропривод промышленных установок / Г.Б. Онищенко, М.И. Аксенов, В.П. Грехов и др. М.: Изд-во РАСХН, 2001. 435 с.
2. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. М.: Изд-во МЭИ, 2015. 373 с.
3. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: Иван. гос. энерг. ун-т имени В.И. Ленина, 2008. 297 с.
4. Гаврилов Р.С., Мустафаев Ю.Н. Управление синхронными машинами с постоянными магнитами. СПб.: Балт. гос. тех. ун-т «Военмех» имени Д.Ф. Устинова, 2019. 78 с.
5. Ильинский Н.Ф. Основы электропривода. М.: Изд-во МЭИ, 2003. 173 с.
6. Калачёв Ю.Н., Самохвалов Д.В. Основы регулируемого электропривода. М.: ДМК-Пресс, 2023. 254 с.
7. Охоткин Г.П. Разработка методики прямого метода синтеза регулируемого электропривода постоянного тока // Вестник Чувашского университета. 2023. № 2. С. 128–137.
8. Преобразователи информации в системах управления / В.И. Бойков, С.В. Быстров, С.М. Власов и др. СПб.: Ун-т ИТМО, 2020. Ч. 1. 65 с.
9. Самосейко В.Ф. Теоретические основы управления электроприводом. СПб.: Элмор, 2007. 464 с.
10. Lajic R., Matic P. Digital position control system with a BLDC motor using field oriented control. In: 22nd International Symposium INFOTEH–JAHORINA, 2023, pp. 1–6.
11. Li X. Model-Based Design of Brushless DC Motor Control and Motion Control Modelling for RoboCup SSL Robots. Vaasan ammattikorkeakoulu. Inc., 2015, 113 p.
12. Lorincz R.I., Basch M.E., Bogdanov I. et al. Hardware implementation of BLDC motor and control system diagnosis. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 2011, vol. 5, pp. 660–671.
13. Mahmud M., Motakabber S.A., Zahirul Alam H.M. et al. Control BLDC motor speed using PID controller. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 2020, vol. 11(3), pp. 477–481.
14. Mohanraj D., Arul david R., Verma R. et al. A review of BLDC motor: state of art, advanced control techniques, and applications. *IEEE Access*, 2022, vol. 10(7), pp. 54833–54869.
15. Moses S. Control Strategies for Brushless DC motors. Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering – Czech Technical University in Prague Inc., 2019, 94 p.
16. Sujanarko B. BLDC Motor Control for Electric Vehicle Based On Digital Circuit and Proportional–Integral Controller. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2014, vol. 3(9), pp. 11674–11681.
17. Sustek P. BLDC Motor Control with Hall Sensors Driven by DSC. Systems Application Engineer, Microcontroller Solutions Group Inc., 2011, 28 p.

ЕКАНТЬЕВ АНДРЕЙ ИГОРЕВИЧ – аспирант кафедры промышленной электроники, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (andrey-yekantiev@yandex.ru; ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-8947-6319>).

МАЛИНИН ГРИГОРИЙ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ – кандидат технических наук, заведующий кафедрой промышленной электроники, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (malgrig6@mail.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3993-0435>).

Andrey I. EKANTYEV, Grigoriy V. MALININ
SYNTHESIS OF REGULATORS AND MODELING
OF VECTOR CONTROL SYSTEM OF BRUSHLESS DC MOTOR

Key words: brushless DC motor, vector control system, mathematical model, Simulink model, subordinate control structure, controller synthesis.

The paper considers a vector control system for the angular velocity of a brushless DC motor, its mathematical model and software implementation. The main advantage of such a system is the limitation of currents passing through the stator phases of a brushless DC motor, which in turn leads to less heating of the motor, reducing the risk of defects due to temperature effects. In the indicated system, it is also possible to implement more accurate and smooth regulation of the angular velocity of the rotor than when controlling the commutation using the rotor angular position sensor. But to ensure high-quality control, an optimal selection of the parameters of the regulators of the external and internal circuits of the system is required.

The purpose of the study is to determine the parameters of the internal and external circuit controllers of the vector control system of a contactless DC motor.

Materials and methods. The work uses a mathematical model of a contactless DC motor. The calculation of the parameters of the regulators for the internal circuits under vector control is performed. Software modeling of the system is carried out in the MATLAB Simulink environment. Based on the software model, the search for the parameters of the regulator of the external control circuit is carried out.

Results. The values of parameters of internal control loop regulators ensuring the absence of overshoot are calculated, a software model of the vector control system of a contactless DC motor is developed, on the basis of which the parameters of the angular velocity loop regulator are identified. The three-phase bridge inverter is modeled using Simulink electrical blocks with the addition of a filter to simulate the real dynamic volt-ampere characteristic of the transistor. The modeling of the remaining blocks of the system is carried out according to their structural diagrams, algebraic, differential and logical equations. To assess the quality of regulation, graphs of transient processes of the regulated parameters are constructed.

Conclusions. The vector control system provides the ability to regulate the phase currents and angular velocity of the output shaft of a brushless DC motor. The mathematical model of its electrical part is implemented based on electrical, functional and structural diagrams, and the transition from the electrical part to the mechanical one is implemented due to the power balance equation. The calculation of the direct transfer of the system control loops is carried out in accordance with the superposition principle. The determination of the parameters of the regulators is implemented using the representation of the transfer functions of the loops in a standard form. The absence of overshoot is ensured by equating the damping coefficient to a unit value. The presence of errors and time delays in the feedback sensors and the calculator, the quantization of the measured value of the angular velocity and the influence of the three-phase bridge inverter lead to a limitation of the minimum value of the specified angular velocity and an increase in the transient process time.

References

1. Onishchenko G.B., Aksenov M.I., Grekhov V.P. et al. *Avtomatizirovannyyi elektroprivod promyshlennykh ustanovok* [Automated electric drive for industrial installations]. Moscow, Russian Academy of Agricultural Sciences Publ., 2001, 435 p.
2. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Electric drive control systems]. Moscow, Moscow Power Engineering Institute Publ., 2015, 373 p.
3. Vinogradov A.B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka* [Vector control of AC electric drives]. Ivanovo, Ivanovo State Power Engineering University named after V.I. Lenin Publ., 2008, 297 p.
4. Gavrilov R.S., Mustafaev Yu.N. *Upravlenie sinkhronnymi mashinami s postoyannymi magnitami: uchebnoe posobie* [Control of permanent magnet synchronous machines: a tutorial]. St. Petersburg, Baltic State Technical University «Voenmekh» named after D.F. Ustinov Publ., 2019, 78 p.

5. Il'inskii N.F. *Osnovy elektropriroda* [Basics of Electric Drives]. Moscow, Moscow Power Engineering Institute Publ., 2003, 173 p.
6. Kalachev Yu.N., Samokhvalov D.V. *Osnovy reguliruemogo elektropriroda* [Basics of variable speed drive]. Moscow, DMK-Press Publ., 2023, 254 p.
7. Okhotkin G.P. *Razrabotka metodiki pryamogo metoda sinteza reguliruemogo elektropriroda postoyannogo toka* [Development of a methodology for the direct method of synthesis of a controlled DC electric drive]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2023, no. 2, pp. 128–137.
8. Boikov V.I., Bystrov S.V., Vlasov S.M. et al. *Preobrazovateli informatsii v sistemakh upravleniya* [Information Converters in Control Systems]. St. Petersburg, Institute of Precision Mechanics and Optics Publ., 2020, part 1, 65 p.
9. Samoseiko V.F. *Teoreticheskie osnovy upravleniya elektroprirodom* [Theoretical foundations of electric drive control]. St. Petersburg, Elmor Publ., 2007, 464 p.
10. Lajic R., Matic P. Digital position control system with a BLDC motor using field oriented control. In: 22nd International Symposium INFOTEH-JAHORINA, 2023, pp. 1–6.
11. Li X. Model-Based Design of Brushless DC Motor Control and Motion Control Modelling for RoboCup SSL Robots. Vaasan ammattikorkeakoulu. Inc., 2015, 113 p.
12. Lorincz R.I., Basch M.E., Bogdanov I. et al. Hardware implementation of BLDC motor and control system diagnosis. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 2011, vol. 5, pp. 660–671.
13. Mahmud M., Motakabber S.A., Zahirul Alam H.M. et al. Control BLDC motor speed using PID controller. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 2020, vol. 11(3), pp. 477–481.
14. Mohanraj D., Arulavid R., Verma R. et al. A review of BLDC motor: state of art, advanced control techniques, and applications. *IEEE Access*, 2022, vol. 10(7), pp. 54833–54869.
15. Moses S. Control Strategies for Brushless DC motors. Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering – Czech Technical University in Prague Inc., 2019, 94 p.
16. Sujanarko B. BLDC Motor Control for Electric Vehicle Based On Digital Circuit and Proportional–Integral Controller. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2014, vol. 3(9), pp. 11674–11681.
17. Sustek P. BLDC Motor Control with Hall Sensors Driven by DSC. Systems Application Engineer, Microcontroller Solutions Group Inc., 2011, 28 p.

ANDREY I. EKANTYEV – Post-Graduate Student, Department of Industrial Electronics, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (andrey-yekantiev@yandex.ru; ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-8947-6319>).

GRIGORIY V. MALININ – Candidate of Technical Sciences, Head of the Department of Industrial Electronics, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (malgrig6@mail.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3993-0435>).

Формат цитирования: Екантиев А.И., Малинин Г.В. Синтез регуляторов и моделирование системы векторного управления бесконтактным двигателем постоянного тока // Вестник Чувашского университета. 2025. № 2. С. 43–61. DOI: 10.47026/1810-1909-2025-2-43-61.