

УДК 621.313.323

А.А.Р. Рахим, С.Н. Кладиев, С. Саиди

Имитационное исследование системы управления шестифазным синхронным двигателем с постоянными магнитами на основе прогнозирующей модели

Приведены результаты исследования нелинейной модели с прогнозирующим управлением шестифазным синхронным двигателем с постоянными магнитами. Предложенный алгоритм нелинейной оптимизации позволяет целенаправленно выбирать оценивающую функцию показателя качества управления для отслеживания контрольных значений управляемых переменных токов статора, сохраняя заданные ограничения. Представлены математическая модель шестифазного синхронного двигателя и схема подключения обмоток статора к инверторам. Разработан алгоритм управления с непрерывным выбором вектора фазного напряжения инвертора. Результаты имитационного моделирования показывают эффективность метода управления вращающим моментом в сбалансированных и несбалансированных режимах работы системы.

Ключевые слова: прогнозирующее управление, многофазная синхронная машина, двигатель с постоянными магнитами, инверторы напряжения.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-1-97-104

В последнее десятилетие синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) становятся все более популярными благодаря их высокой эффективности, высокой удельной мощности, малому объему и массе, низкой инерционности, отсутствию электрических потерь, связанных с нагревом ротора, и т.д. [1–3].

Интерес к исследованию многофазных электрических машин, в том числе синхронных, в настоящее время постоянно растет. Это обусловлено преимуществами, обеспечиваемыми наличием дополнительных фаз [4, 5], включая более низкую пульсацию вращающего момента [6], хорошую отказоустойчивость, лучшее значение магнитодвижущей силы (МДС) [7], улучшенную эффективность.

Поскольку математический аппарат и подходы к исследованию трехфазных электрических машин хорошо теоретически разработаны, то они могут быть использованы непосредственно и для многофазных машин с числом фаз, кратным трем. Электрическая машина со статорной обмоткой в виде двух звезд является одним из наиболее распространенных видов шестифазных машин, имеющих два набора трехфазных обмоток, пространственно смещенных на 30 электрических градусов относительно друг друга и с изолированными нейтральными точками [8, 9].

Известно, что элементы силового канала электроприводов систем преобразователь частоты – асинхронный или синхронный двигатель (ПЧ-АД, ПЧ-СД) не являются идеальными, поэтому преобразователи искажают форму тока и вносят несимметрию по фазам питающего напряжения. В частотно-регулируемых электроприводах с трехфазными асинхронными и синхронными двигателями были разработаны и реализованы различные методы управления [1, 2, 10, 11], которые были распространены на многофазные машины, однако среди них наиболее эффективным является метод прогнозиру-

ющего управления для преодоления таких трудностей, как несбалансированные токи с высшими гармониками и асимметрия машины. Из известных методов прогнозирующего управления выбираем обобщенное прогнозирующее управление Generalized predictive control (GPC) с двумя типами модели прогнозирующего управления (УПМ): CS-NMPC – нелинейное управление с прогнозирующей моделью и непрерывным поиском вектора управления; FS-MPC – управление с прогнозирующей моделью с конечным выбором вектора управления на рубеже прогноза [12]. По сравнению со стандартным управлением с помощью ПИ-регулятора тока и ШИМ, УПМ с конечным выбором вектора управления (FS-MPC) достигает аналогичных характеристик в устойчивом состоянии и обеспечивает лучшее качество переходного процесса и меньшее количество переключений инвертора напряжения [13]. Хотя FS-MPC избегает использования модулей ШИМ и рассматривает только конечный набор возможных состояний переключения силового преобразователя напрямую, его легко реализовать экспериментально за один шаг управления. Однако для управления системы электропривода ПЧ-СДПМ это не рекомендуется, так как обычно вызывает большие колебания тока и вращающего момента, поскольку индуктивность СДПМ очень мала [14].

В этой статье предложен алгоритм оптимизации будущих управляющих сигналов (векторов тока статора) с целью минимизации оценивающей функции, определенной на горизонте прогнозирования. Основным преимуществом предлагаемого метода является его применимость для широкого класса задач нелинейной оптимизации при непрерывном управлении (CS-MPC) [15, 16].

Контроллер выполняет предсказание на одном (первом) шаге. На каждом дискретном временном шаге вычисляются два оптимальных вектора напряжения, которые подаются через инверторы напряже-

ния (ИН) трехфазных обмоток (*a-b-c* и *d-e-f*), используя метод векторной широтно-импульсной модуляции (рис. 1).

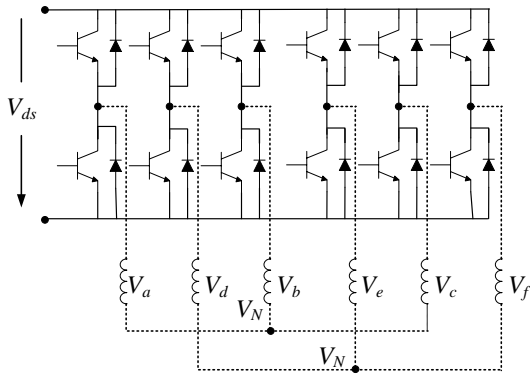


Рис. 1. Два трехфазных инвертора соединены с обмотками статора

Во втором разделе представлена математическая модель шестифазного двигателя, описывающая поведение системы в динамике. Третий раздел посвящен разработке алгоритма управления CS-NMPC. Там же приведены результаты имитационного моделирования.

Математическая модель двигателя

В последние годы модель прогнозирующего управления широко применялась для контроля тока электродвигателей, питаемых от инвертора напряжения [13, 23, 24]. Хотя концепции УПМ интуитивно понятны и предлагают простые этапы проектирования, алгоритм оптимизации должен обеспечить высокую производительность вычислений для управления в реальном времени.

Исследуемая в данной статье двойная трехфазная схема обмоток статора представляет собой шестифазную машину, имеющую два набора трехфазных обмоток (*a-b-c*, *d-e-f*) с изолированными нейтральными точками (см. рис. 1). Из-за большого числа цепей управления и сложного математического описания управление шестифазным СДПМ является сложной задачей, требующей передовых стратегий управления [15, 17–19]. Обмотки статора СДПМ получают питание от двух независимых трехфазных инверторов напряжения, использующих общую шину постоянного тока. Инверторы способны обеспечить сбалансированное распределение тока между наборами обмоток и могут уменьшить дополнительные гармоники тока [22].

Динамику шестифазной машины можно описать с помощью системы дифференциальных уравнений. Принцип моделирования с использованием сдвоенной двухфазной системы координат *d-q* как расширение подхода двухфазной системы координат у трехфазных машин означает, что шестифазная машина управляется в двух отдельных системах отсчета *d-q* одновременно [4, 20, 21]. Управляющие сигналы ШИМ могут генерироваться посредством обратного преобразования Парка с помощью проекций вектора напряжения U_d и U_q , а затем приводить в действие синхронный двигатель с постоянными

магнитами. После применения преобразования Парка к обоим наборам обмоток уравнения потокосцепления статора в системе *d-q* координат можно записать в виде

$$\begin{aligned}\Psi_{d1} &= L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + \Psi_{pm}; \\ \Psi_{q1} &= L_q i_{q1} + M_q i_{q2}; \\ \Psi_{d2} &= L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + \Psi_{pm}; \\ \Psi_{q2} &= L_q i_{q2} + M_q i_{q1},\end{aligned}\quad (1)$$

где Ψ – потокосцепление; L – собственная индуктивность; M – взаимная индуктивность; i – ток; d_1 – компонент оси *d* первого набора обмоток, а q_2 – компонент оси *q* второй обмотки.

Напряжения статора в системе отсчета *d-q*:

$$\begin{aligned}U_{d1} &= R_s i_{d1} + \frac{d\Psi_{d1}}{dt} - \omega \Psi_{q1}; \\ U_{q1} &= R_s i_{q1} + \frac{d\Psi_{q1}}{dt} + \omega \Psi_{d1}; \\ U_{d2} &= R_s i_{d2} + \frac{d\Psi_{d2}}{dt} - \omega \Psi_{q2}; \\ U_{q2} &= R_s i_{q2} + \frac{d\Psi_{q2}}{dt} + \omega \Psi_{d2},\end{aligned}\quad (2)$$

где ω – электрическая угловая скорость ротора, а R_s – сопротивление статора.

Электромагнитный момент двигателя с двойным комплектом трёхфазных обмоток можно выразить как [16–18] для явнополюсной машины:

$$\begin{aligned}T_e &= \frac{3}{2} p_n (\Psi_{pm} (i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q) (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + \\ &\quad + (M_d - M_q) (i_{d1} i_{q2} + i_{d2} i_{q1})),\end{aligned}\quad (3)$$

где p_n – количество пар полюсов.

Учитывая, что для неявнополюсной машины проекции индуктивностей обмоток статора на ортогональные оси *d-q* равны, создаваемый крутящий момент будет пропорционален сумме проекций тока статора:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{pm} (i_{q1} + i_{q2})).\quad (4)$$

Алгоритм нелинейной модели прогнозирующего управления

Основная идея предлагаемого алгоритма состоит в том, чтобы найти оптимальный по амплитуде и фазе вектор напряжения путем оценки функции показателя качества для конечного набора векторов напряжения. В отличие от метода FS-MPC – управления с прогнозирующей моделью с конечным выбором управления на рубеже прогноза в зависимости от состояния силовых электронных ключей, выбранные векторы напряжения не обязательно являются дискретными векторами напряжения.

В соответствии с методом CS-NMPC – нелинейного управления с прогнозирующей моделью и непрерывным поиском вектора управления, как показано на рис. 2, после установки начальных переменных состояния с контроллера алгоритм управления устанавливает начальный вектор напряжения с амплитудой ($V_m/2 = U_m/2$) и фазой ($\theta = \pi/2$) в непре-

ривной окрестности возможных векторов напряжения. Затем находится экстремум амплитуды и фазы вектора напряжения в заданной области по методу «золотого сечения». Далее, сравнивая функцию оценки каждого вектора, область поиска уменьшается. Этот процесс повторяется до тех пор, пока об-

ласть поиска не станет достаточно малой и таким образом будет найден вектор напряжения в оставшейся области [12]. Для простоты задача оптимизации определяется как поиск амплитуд и фаз двух векторов, минимизирующих функцию показателя качества.

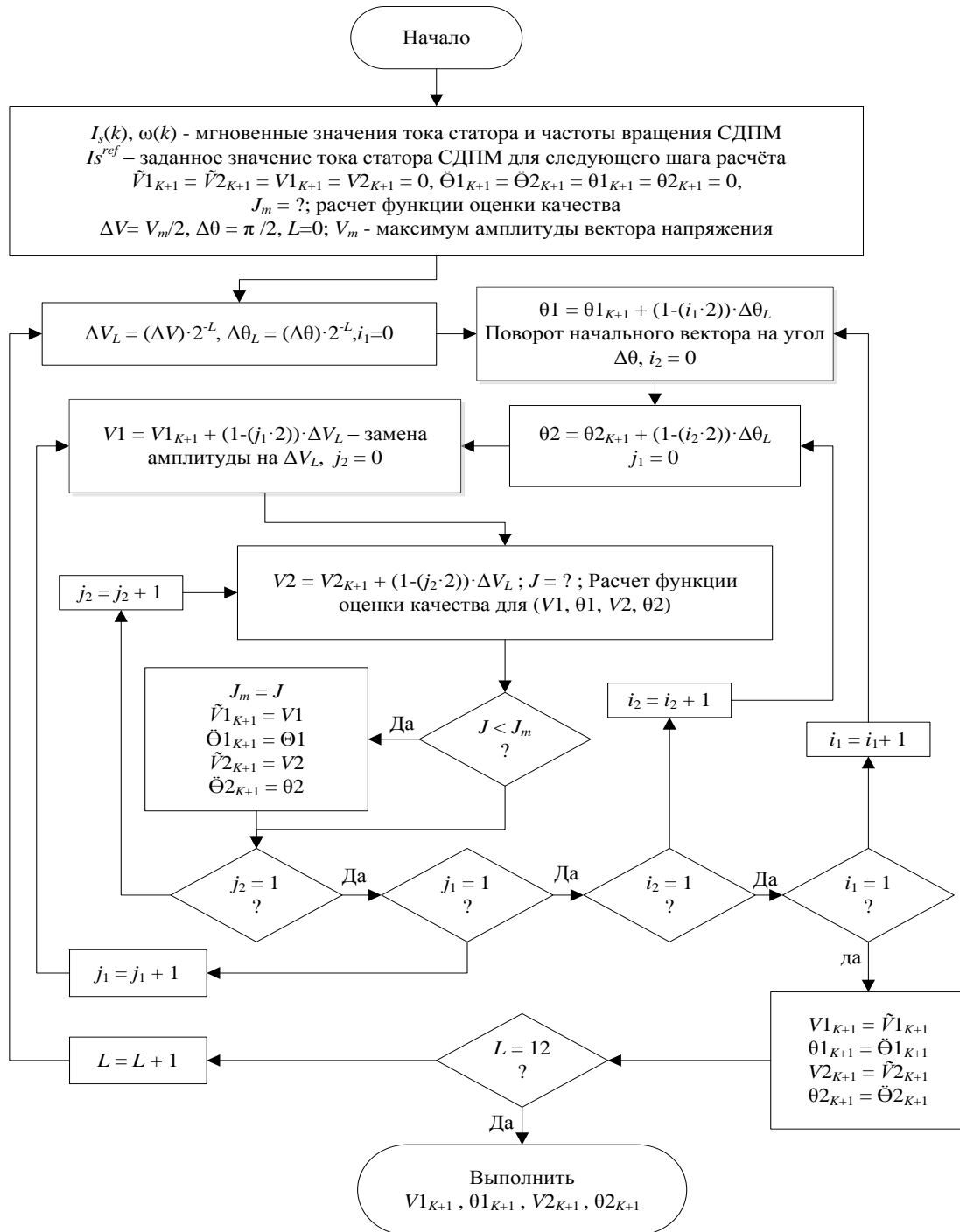


Рис. 2. Блок-схема алгоритма нелинейного управления с прогнозирующей моделью и с непрерывным поиском вектора управления СДПМ

Используя цифровые вычислительные системы на основе микропроцессорных контроллеров (ARM Cortex-M1), использующих параллельные процессы вычисления (FPGA – программируемая пользовате-

лем вентилятная матрица), время вычислений значительно уменьшается. Сокращение времени вычислений является одной из наиболее важных задач в системах управления с прогнозирующим управле-

нием, и согласно [12] в нашем случае время вычислений будет меньше 14 мс. Математическая модель сдвоенного трехфазного СДПМ используется для прогнозирования его выхода и, соответственно, вычисления функции показателя качества. Используя прямое Эйлера приближение $[dx/dt=(x_{k+1}-x_k)/T_s]$, (1), (2) и разностные уравнения для получения результата управления на следующем рубеже (горизонте) прогнозирования:

$$\begin{aligned} i_{d1(k+1)} &= i_{d1} + \frac{T_s}{L_d} \cdot (U_{d1} - R_s i_{d1} - M_d \frac{di_{d2}}{dt} + \omega \Psi_{q1}) ; \\ i_{q1(k+1)} &= i_{q1} + \frac{T_s}{L_q} \cdot (U_{q1} - R_s i_{q1} - M_q \frac{di_{q2}}{dt} - \omega \Psi_{q1}) ; \\ i_{d2(k+1)} &= i_{d2} + \frac{T_s}{L_d} \cdot (U_{d2} - R_s i_{d2} - M_d \frac{di_{d1}}{dt} + \omega \Psi_{q2}) ; \\ i_{q2(k+1)} &= i_{q2} + \frac{T_s}{L_q} \cdot (U_{q2} - R_s i_{q2} - M_q \frac{di_{q1}}{dt} - \omega \Psi_{d2}) . \end{aligned} \quad (5)$$

где T_s – время выборки. Уравнения системы (5) используются для прогнозирования будущего поведения управляемых переменных токов статора i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2} для активного управляющего воздействия.

Прогноз выполняется для каждого тестового вектора. Для управления текущим вектором определена следующая функция показателя качества:

$$J = |i_{d1}^{ref} - i_{d1}^p| + G_t \cdot |i_{q1}^{ref} - i_{q1}^p| + |i_{d2}^{ref} - i_{d2}^p| + G_t \cdot |i_{q2}^{ref} - i_{q2}^p| , \quad (6)$$

где $i_{d,q}^{ref}$ – опорный ток статора; $i_{d,q}^p$ – ток статора, который вычисляется с использованием прогнозирующей модели (5); G_t – весовой коэффициент (коэффициент усиления), который используется для определения приоритетности задач управления [23, 24]. В этом исследовании коэффициент усиления равен единице.

Результаты имитационного моделирования

Моделирование СДПМ с двойной трехфазной обмоткой статора, запитанного от инвертора напряжения, проведено с целью подтверждения эффективности предложенного метода нелинейного управления с прогнозирующей моделью и непрерывным поиском вектора управления (CS-NMPC), разработанного в среде моделирования Simulink MatLab.

Метод CS-NMPC, оценивающий вектор напряжения по значениям его амплитуды и фазы с использованием токов статора, пытается минимизировать функцию оценки качества управления. На имитационной модели исследованы динамические характеристики системы электропривода преобразователь частоты (ПЧ) – шестифазный СДПМ с прогнозирующим управлением. При напряжении звена постоянного тока (DC-bus) $U_d = 500$ В, когда момент нагрузки равен 5 Н·м, для заданного значения частоты вращения 100 об/мин и несбалансированных амплитуд токов статора установим, что ток первой звезды в два раза больше тока второй звезды ($i_{q1} = 2 \cdot i_{q2}$) А.

На рис. 3, а и б приведены реактивные составляющие тока статора, которые отвечают за магнитный поток, а на рис. 3, в и г – активные составляющие тока статора, формирующие электромагнитный момент.

Хотя в имитационной модели обе трехфазные обмотки, соединенные по схеме «звезда», идентичны, но формы кривых составляющих тока на графиках отличаются друг от друга в связи с разной амплитудой токов, одновременно проходящих через каждую из обмоток (ток первой звезды в два раза больше тока второй звезды). Это сделано преднамеренно с целью проверки эффективности работы предложенного алгоритма прогнозирующего управления. С учетом того, что у двигателя основной магнитный поток формируется постоянными магнитами, колебания реактивных составляющих тока статора i_d , связанные с переключением ключей и действием взаимной индуктивности между обоими наборами обмоток во время переходного процесса, необходимы для восстановления баланса токов обеих обмоток статора. После окончания переходного процесса пуска колебания составляющих тока статора по оси d уменьшаются на порядок.

Размах колебаний активной составляющей тока статора первой обмотки в переходном процессе составляет ± 1 А, что в два раза больше колебания тока второй обмотки – $\pm 0,5$ А (рис. 3, в и г).

Время переходного процесса разгона двигателя до установившегося значения составляет 7 мс. Динамический момент СДПМ при пуске ограничен системой управления на уровне 66 Н·м, а установившийся момент соответствует моменту нагрузки 5 Н·м. На участке переходного процесса пуска, когда динамический момент стабилизируется токами i_q , участок нарастания частоты вращения имеет линейный характер при постоянном угловом ускорении.

На рис. 4 показаны переходные процессы обработки изменения угловой частоты вращения со 120 до 80 об/мин и обратно с моментом нагрузки 5 Н·м. Время снижения частоты вращения со 120 до 80 об/мин в составило 4 мс, последующий разгон электропривода на ту же скорость составил также 4 мс, а форма кривых торможения и разгона имеет монотонный характер (рис. 4, а).

Динамический момент СДПМ при ступенчатом регулировании частоты вращения также ограничен системой управления на уровне 65...66 Н·м. Установившийся момент, как и при пуске, соответствует моменту нагрузки 5 Н·м.

Переходные характеристики частичного торможения и последующего разгона электропривода, когда динамический момент СДПМ стабилизируется токами i_q , имеют участки линейного торможения и нарастания частоты вращения при постоянном значении момента на уровне $-(65...66)$ Н·м и $+(65...66)$ Н·м в течение 1 мс на каждом участке (рис. 4, б).

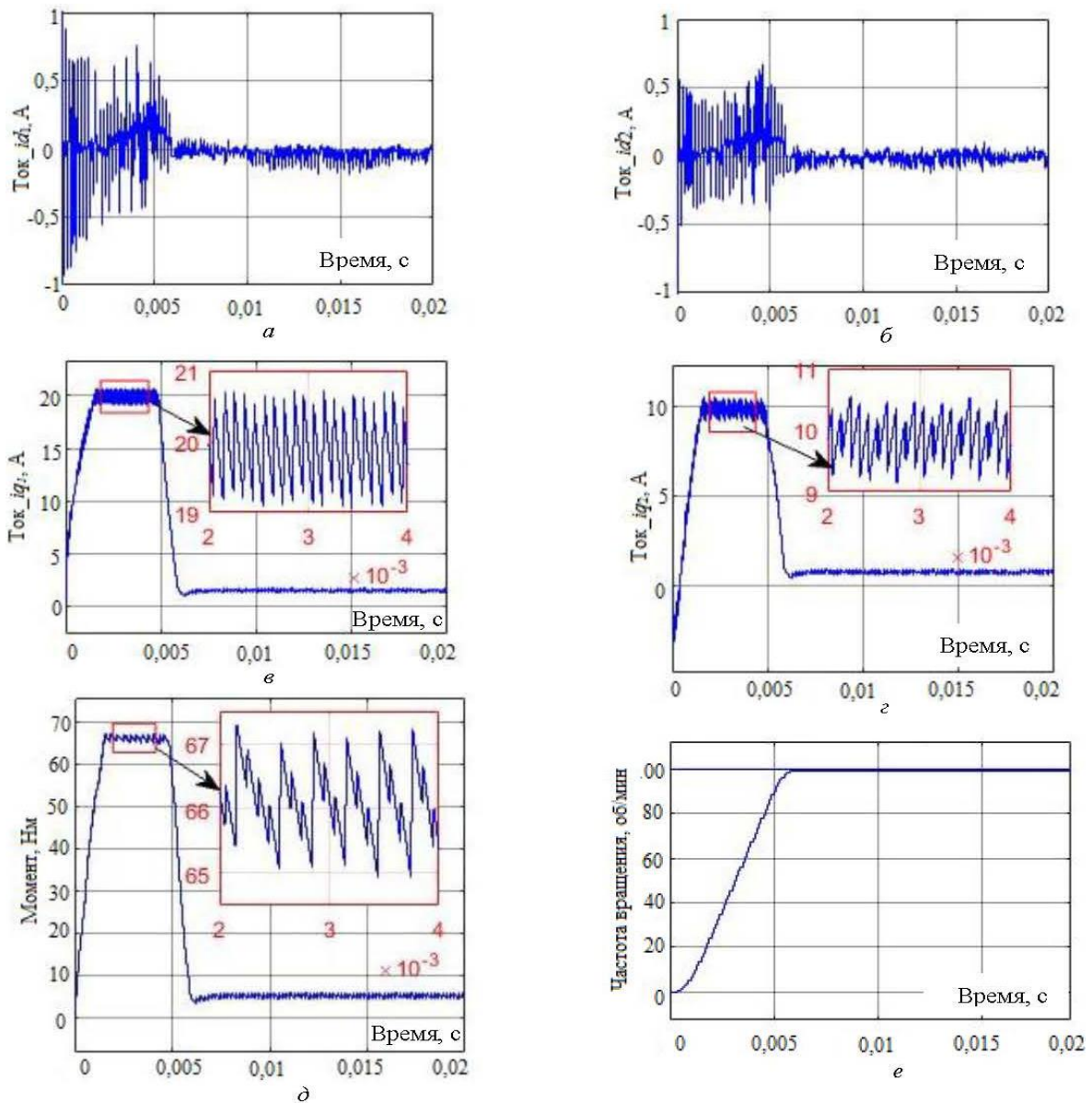


Рис. 3. Переходные характеристики шестифазного СДФМ: *a* – реактивная составляющая тока первой звезды; *б* – реактивная составляющая тока второй звезды; *в* – активная составляющая тока первой звезды; *г* – активная составляющая тока второй звезды; *д* – электромагнитный момент на валу; *е* – частота вращения

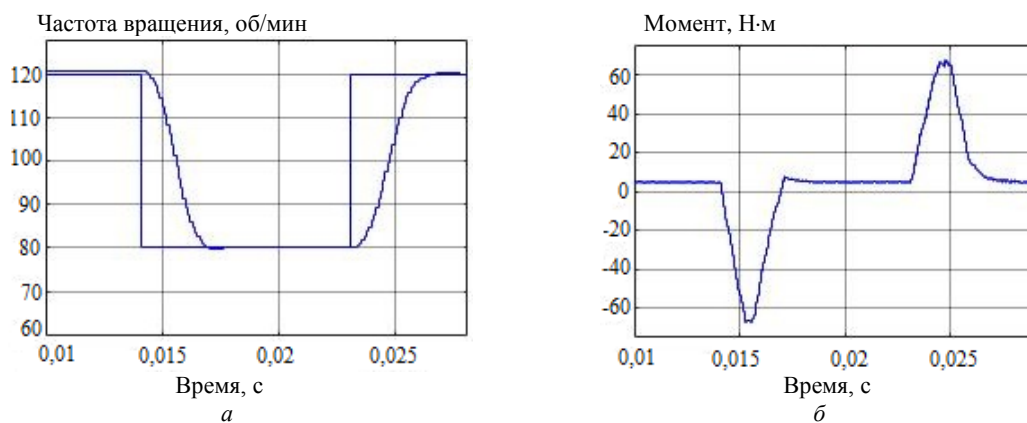


Рис. 4. Переходные характеристики при ступенчатом изменении скорости (120 – 80 – 120) об/мин: *a* – частота вращения; *б* – электромагнитный момент на валу

Заключение

Предложенный алгоритм нелинейного управления с прогнозирующей моделью и непрерывным поиском векторов управления двумя независимыми трехфазными инверторами напряжения с ШИМ-модуляцией, питающими обмотки статора шести-фазного СДПМ, работоспособен и обеспечивает заданные показатели качества регулирования.

Анализ результатов моделирования показывает, что система управления частотно-регулируемым электроприводом с СДПМ, основанная на предложенном методе прогнозирующего управления, имеет хорошую реакцию связи электромагнитного момента и магнитного потока статора, динамические показатели качества регулирования скорости соответствуют заданным значениям по быстродействию и виду переходного процесса.

Форма кривых переходных процессов скорости имеет наряду с линейными участками спада и нарастания частоты вращения апериодические участки ускорения и замедления практически без перерегулирования, и поэтому является оптимальной.

Нелинейное управление с прогнозирующей моделью и непрерывным поиском вектора управления имеет большее время реакции на управляющее воздействие, но меньший размах колебаний составляющих вектора тока статора во вращающейся системе координат, по сравнению с методом управления с прогнозирующей моделью с конечным выбором вектора управления [12].

При этом потребление электроэнергии в переходных процессах по предложенному методу прогнозирующего управления будет меньше.

В дальнейшем планируется проведение сравнительных экспериментальных исследований рассмотренных методов прогнозирующего управления шестифазным СДПМ.

Литература

- Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами / А. Рефки Абд Эль Вхаб, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2011. – № 4. – С. 93–99.
- Tarnetskaya A.V. The control method selection for the slow-moving permanent magnet synchronous motor used in the belt conveyor electric drive for the underground mining / A.V. Tarnetskaya, I.Y. Semykina // *Integrated Innovative Development of Zarafshan: Achievements, Problems, Prospects.* – Tashkent. – 2017. – Vol. 1, No. 2. – P. 175–180.
- Ye L. The perspective and status of PMSM electrical servo system / L. Ye, Y. Xinpin // *Micromotors ServoTechnique.* – 2001. – Vol. 4. – P. 30–33.
- Levi E. Multiphase electrical machines for variable-speed applications / E. Levi // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2008. – Vol. 55. – P. 1893–1909.
- Multiphase Induction Motor Drives—A Technology Status Review / E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, S. Williamson // *Elec. Power App. IET.* – 2007. – Vol. 1, No. 4. – P. 489–516.
- Direct torque control for dual three-phase induction motor drives / R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2005. – Vol. 41. – P. 1627–1636.
- Khan K. On performance figures of multiphase machines / K. Khan, W. Arshad, S. Kanerva // *Proc. 18th Int. Conf. Electrical Machines 2008 (ICEM).* – 2008. – Vol. 1. – P. 1–5.
- Gopakumar K. Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter / K. Gopakumar, V.T. Ranganathan, S.R. Bhat // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1993. – Vol. 29, No. 5. – P. 927–933.
- Gopakumar M.K. Vector control of induction motor with split phase stator windings / M.K. Gopakumar, V.T. Ranganathan, S.R. Bhat // *EPE J.* – 1997. – Vol. 7, No. 1(2). – P. 61–66.
- Диаб А.А.З. Непосредственное векторное управление асинхронными электроприводами с использованием прогнозирующих моделей / А.А.З. Диаб, Д. Котин, В. Панкратов // *Инженерный вестник Дона.* – 2014. – № 1. – С. 31.
- Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2008. – 298 с.
- Saeidi S. Continuous set nonlinear model predictive control for an induction motor / S. Saeidi, R. Kennel // *IEEE Trans.* – 2013. – P. 1–10.
- Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques and multi-level voltage source inverters / M.J. Duran, F. Barrero, J. Prieto, S. Toral // *IEEE Symposium on industrial Electronics (iSiE).* – 2010. – P. 3171–3176.
- Ma Z. Continuous set nonlinear model predictive control for PMSM drives / Z. Ma, S.S.R. Kennel // *Power Electronics and Applications (EPE) 2013 15th European Conference.* – 2013. – P. 1–10.
- Ren Y. Enhancement of steady-state performance indirect torque controlled dual-three phase permanent magnet synchronous machine drives with modified switching table / Y. Ren, Z.Q. Zhu // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2015. – Vol. 62, No. 6. – P. 3338–3350.
- State of the art of finite control set model predictive control in power electronics / J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young, C. Rojas // *Industrial Informatics, IEEE Transactions.* – 2013. – Vol. 9, No. 2. – P. 1003–1016.
- Zhao Y. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition / Y. Zhao, T. Lipo // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1995. – Vol. 31, No. 5. – P. 1100–1109.
- Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual three-phase permanent magnet synchronous machine drives / K.D. Hoang, Y. Ren, Z.Q. Zhu, M. Foster // *IET ElectrPower Appl.* – 2015. – Vol. 9, No. 1. – P. 10–19.
- Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple / J.K. Pandit, M.V. Aware, R.V. Nemade, E. Levi // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2017. – Vol. 32, No. 9. – P. 7118–7129.
- Nezli L. Vector control with optimal torque of a salient-pole double star synchronous machine supplied by three-level inverters / L. Nezli, M. Mahmoudi // *J. Electr. Eng.* – 2010. – Vol. 61, No. 5. P. 257–263.
- Miller T.J.E. Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines / T.J.E. Miller, M.I. McGilp // *Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS).* – 2009. – P. 1–6.
- Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters / J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, O. Pyrhonen // *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion.* – 2012. – P. 741–747.

23. A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines / F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral, M.J. Duran // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, No. 6. – P. 1937–1954.

24. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter / J. Rodriguez, J. Pontt, C.A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, U. Ammann // IEEE Trans. on Ind. Electr. – 2007. – 54(1). – P. 495–503.

Рахим Ари Абдулла Рахим

Аспирант Инженерной школы энергетики (ИШЭ),
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет (НИ ТПУ)
Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-429-23-13
Эл. почта: aritomsk@yahoo.com

Кладиев Сергей Николаевич

Канд. техн. наук ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-812-88-13
Эл. почта: kladiev@tpu.ru

Саиди Саид

Канд. техн. наук, инженер SOBEK Drives GmbH
Оберфельд ул., д. 9, г. Роттенбург-Хайльфинген,
Германия, D-72108
Тел.: +4 (907) 45-79-43-50
Эл. почта: saeid@mail.ru

Rahim A.A.R., Kladiev S.N., Saeidi S.

Simulation study of a six-phase permanent magnet synchronous motor control system based on a predictive model

This paper presents results of a study on control system of six-phase synchronous motor with permanent magnets, built on the basis of the principle of predictive model. The objective of this work is to analyze speed control (torque control) of the rotor by controlling stator currents with stepwise speed acceleration and deceleration. A mathematical model of a six-phase synchronous motor and its structure is presented. A control algorithm with continuous selection of the inverter voltage vector has been developed. Simulation results show the effectiveness of the torque control method in balanced and unbalanced system operation modes.

Keywords: predictive control, multiphase synchronous machine, permanent magnet motor, voltage inverters.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-1-97-104

References

1. Refki Abd El Whab A., Karakulov A.S., Dementiev Yu.N., Kladiev S.N. Comparative analysis of vector control and direct torque control of synchronous motor with permanent magnets. News of Tomsk Polytechnic University, 2011, no. 4, pp. 93–99 (in Russ.).
2. Tarnetskaya A.V., Semykina I.Y. The control method selection for the slow-moving permanent magnet synchronous motor used in the belt conveyor electric drive for the underground mining. Integrated Innovative Development of Zaraf-

shan: Achievements, Problems, Prospects. Tashkent, 2017, vol. 1, no. 2, pp. 175–180.

3. Ye L., Xinpin Y. The perspective and status of PMSM electrical servo system. Micromotors ServoTechnique, 2001, vol. 4, pp. 30–33.

4. Levi E. Multiphase electrical machines for variable-speed applications. IEEE Trans. Ind. Appl, 2008, vol. 55, pp. 1893–1909.

5. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H.A., Williamson S. Multiphase Induction Motor Drives-A Technology Status Review. Elec. Power App. IET, 2007, vol. 1, no. 4, pp. 489–516.

6. Bojoi R., Farina F., Griva G., Profumo F. Direct torque control for dual three-phase induction motor drives. IEEE Trans. Ind. Appl, 2005, vol. 41, pp. 1627–1636.

7. Khan K., Arshad W., Kanerva S. On performance figures of multiphase machines. Proc. 18th Int. Conf. Electrical Machines 2008 (ICEM), 2008, vol. 1, pp. 1–5.

8. Gopakumar K., Ranganathan V. T., Bhat S. R. Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter. IEEE Trans. Ind. Appl, 1993, vol. 29, no. 5, pp. 927–933.

9. Gopakumar M. K., Ranganathan V.T., Bhat S.R. Vector control of induction motor with split phase stator windings. EPE J, 1997, vol. 7, no. 1(2), pp. 61–66.

10. Diab A.A. Z., Kotin D., Pankratov V. Direct vector control of asynchronous electric drives using predictive models. Engineering Bulletin of Don, 2014, no. 1, pp. 31.

11. Vinogradov A.B. Vector control of AC motors. Ivanovo: IGUU published, 2008, 298 p.

12. Saeidi S., Kennel R. Continuous set nonlinear model predictive control for an induction motor. IEEE Trans, 2013, pp. 1–10.

13. Duran M.J., Barrero F., Prieto J., Toral S. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques and multi-level voltage source inverters. IEEE Symposium on industrial Electronics (iSiE), 2010, pp. 3171–3176.

14. Ma Z., Kennel S.S.R. Continuous set nonlinear model predictive control for PMSM drives. Power Electronics and Applications (EPE) 2013 15th European Conference, 2013, pp. 1–10.

15. Ren Y., Zhu Z.Q. Enhancement of steady-state performance indirect torque controlled dual-three phase permanent magnet synchronous machine drives with modified switching table. IEEE Trans. Ind. Electron, 2015, vol. 62, no. 6, pp. 3338–3350.

16. Rodriguez J., Kazmierkowski M., Espinoza J., Zanchetta P., Abu-Rub H., Young H., Rojas C. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. Industrial Informatics, IEEE Transactions, 2013, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016.

17. Zhao Y., Lipo T. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. IEEE Trans. Ind. Appl, 1995, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109.

18. Hoang K.D., Ren Y., Zhu Z.Q., Foster M. Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual three-phase permanent magnet synchronous machine drives. IET ElectrPower Appl, 2015, vol. 9, no. 1, pp. 10–19.

19. Pandit J.K., Aware M.V., Nemade R.V., Levi E. Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple. IEEE Trans. Power Electron, 2017, vol. 32, no. 9, pp. 7118–7129.

20. Nezli L., Mahmoudi M. Vector control with optimal torque of a salient-pole double star synchronous machine sup-

plied by three-level inverters. J. Electr. Eng. 2010, vol. 61, no. 5, pp. 257–263.

21. Miller T.J.E., McGilp M.I. Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines. Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2009, pp. 1–6.

22. Karttunen J., Kallio S., Peltoniemi P., Silventoinen P., Pyrhonen O. Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. 2012, pp. 741–747.

23. Barrero F., Arahal M.R., Gregor R., Toral S., Duran M.J. A proof of concept study of predictive current control for vsi-driven asymmetrical dual three-phase ac machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, pp. 1937–1954.

24. Rodriguez J., Pontt J., Silva C.A., Correa P., Lezana P., Cortes P., Ammann U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. IEEE Trans. on Ind. Electr., 2007, pp. 495–503.

Ari A.R. Rahim

Post-graduate student, School of Energy & Power Engineering, National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU) 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-923-429-23-13
Email: aritomsk@yahoo.com

Sergey N. Kladiyev

Candidate of Engineering Sciences, School of Energy & Power Engineering, NR TPU 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-812-88-13
Email: kladiyev@tpu.ru

Saeid Saeidi

Ph.D., Ing. SOBEK Drives GmbH 9, Oberfeld st., Rottenburg-Hailfingen, Germany, D-72108
Phone: +4 (907) 45-79-43-50
Email: saeid@mail.ru