

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ С ПРОГНОЗИРУЮЩИМИ МОДЕЛЯМИ ШЕСТИФАЗНЫМ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В данной статье представлено сравнение производительности шестифазного синхронного двигателя с постоянными магнитами на основе двух методов управления: непрерывного набора управления с прогнозирующей моделью (CCS-MPC) и конечного набора управления с прогнозирующей моделью (FCS-MPC). Рассмотрены основные понятия, принципы работы систем управления синхронными двигателями с постоянными магнитами, исследованы их режимы работы для сравнения эффективности этих методов. Метод CCS-MPC впервые исследуется на имитационной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами со сдвоенной трехфазной обмоткой, в отличие от ранее используемого метода управления FCS-MPC. Результаты моделирования приведены в виде графических зависимостей. Анализ полученных результатов показывает, что при использовании метода CCS-MPC точность управления переменными состояниями частотно-регулируемого электропривода выше, динамические ошибки меньше, хотя быстродействие метода FCS-MPC выше.

Ключевые слова: управление с прогнозирующими моделями, машина с двойной трехфазной обмоткой, инверторы, переходная характеристика.

Введение. Синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) широко используются в промышленности для систем позиционирования [1, 2]. Это обусловлено значительными преимуществами, такими как высокая эффективность и высокая удельная мощность [3]. Для достижения высокой производительности регулируемых электроприводов с СДПМ были разработаны различные методы управления, причём в связи с быстрым развитием компьютерных технологий, прогнозирующее управление, становится привлекательным для достижения высоких динамических характеристик таких систем [4].

С ростом вычислительной мощности цифровых сигнальных процессоров (DSP), интерес к управлению с прогнозирующей моделью (УПМ) также значительно возрос [5].

УПМ обладает преимуществами быстрого реагирования и способности гибко управлять различными объектами [6–8]. Методы прогнозирующего управления можно разделить на две основные группы: непрерывного набора управления с прогнозирующей моделью (CCS-MPC) и конечного

набора управления с прогнозирующей моделью (FCS-MPC).

Модель прогнозирующего управления с конечным набором управления (FCS-MPC) осуществляет поиск оптимальной последовательности среди конечного набора элементарных состояний переключения используемого инвертора источника напряжения и избегает использования ШИМ-модулей, легко реализуется экспериментально, если прогнозирующий горизонт установлен на один шаг. Модель СДПМ с дискретным временем переключения ключей инвертора используется для прогнозирования токов i_d и i_q , необходимых для расчета функции показателя качества. Переходы между состояниями переключения инвертора могут происходить только в отдельные моменты времени. Оптимизация часто основана на всестороннем поиске по всем возможным комбинациям состояний переключения по горизонту прогнозирования. Частота переключения изменяется, так как состояние переключения может изменяться с каждым новым циклом контроллера неравномерным образом. В зависимости от времени цикла контроллера частота переключе-

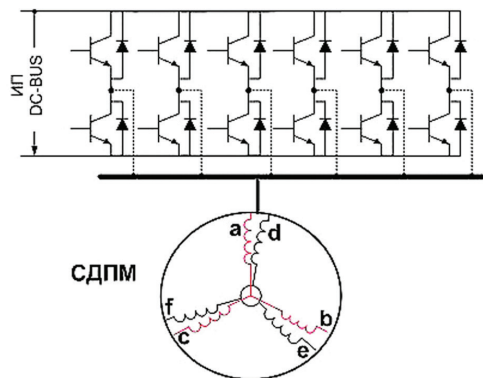


Рис. 1. Два трехфазных инвертора соединены с двойной трёхфазной обмоткой статора СДПМ

ния может быть ограничена дополнительной переменной состоянием в функции показателя качества [9]. Более продвинутое решение FCS-MPC допускает один переход между состояниями переключения инвертора даже в пределах интервала контроллера [10–12]. Момент времени определяется аналитической формулой. Вариант с расширением до горизонтов прогнозирования больше единицы предполагает достижение целевого значения в конце каждого отдельного интервала в горизонте [5].

Модель прогнозирующего управления с непрерывным управлением (CCS-MPC) использует модель СДПМ в системе, ориентированной на векторы тока статора, чтобы найти подходящие напряжения статора u_d и u_q вдоль горизонта прогнозирования. Специальный модулятор используется для генерации соответствующих сигналов переключения от двух инверторов. Требуемые два оптимальных вектора напряжения вычисляются и подаются на двигатель через два инвертора напряжения (ИН) на трехфазные обмотки (a - b - c и d - e - f) в течение следующего временного шага (рис. 1). Благодаря ступени модулятора переходы к каждой фазе инвертора происходят непрерывно во времени. Также здесь частота переключения определяется выбранным периодом времени несущей частоты модулятора [13].

В данной статье представлены разработка и сравнительное исследование двух методов управления с прогнозирующей моделью (УПМ). Эти методы сравниваются с помощью имитационного моделирования в *Simulink MatLab*. В результате сравнения выбран предпочтительный метод управления частотой вращения шестифазного СДПМ.

Во второй части статьи представлена модель системы и алгоритмы управления. В третьей части проведены сравнительные исследования и анализ полученных результатов моделирования, а в конце представлены выводы.

1. Математические модели системы электропривода и методы управления.

1.1. Математическая модель СДПМ.

Рассмотрим шестифазный СДПМ с двумя трехфазными обмотками, где обмотка (a - b - c) пространственно смещена на 30 электрических градусов относительно обмотки (d - e - f) [14, 15]. Шестифазная машина управляется в двух отдельных системах отсчета d - q одновременно [16, 17]. После применения преобразования Парка к обоим наборам обмоток, модель машины шестифазного СДПМ может быть описана во вращающейся системе координат следующим образом:

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

где Ψ — потокосцепление, L — собственная индуктивность, M — взаимная индуктивность, i — ток, d_1 — проекция вектора на ось d первой трёхфазной обмотки, d_2 — проекция вектора на ось d второй трёхфазной обмотки, q_1 — проекция вектора на ось q первой трёхфазной обмотки, q_2 — проекция вектора на ось q второй трёхфазной обмотки.

Напряжения статора в системе отсчета d - q :

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

где ω — электрическая угловая частота вращения ротора, а R_s — активное сопротивление статора.

Электромагнитный момент двигателя (T_e) может быть представлен следующим уравнением:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left(\Psi_{pm} (i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q) \times \right. \\ \left. \times (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + (M_d - M_q) (i_{d1} i_{q2} + i_{d2} i_{q1}) \right), \quad (3)$$

где p_n — количество пар полюсов.

1.2. Модель FCS-MPC.

Обычный FS-MPC реализуется в два этапа:

1. Прогнозирование вектора тока статора на основе конечного набора векторов напряжения инверторов.

2. Минимизация итеративной функции показателя качества путем сравнения числового значения этой функции со всеми возможными векторами напряжения.

Это может быть проиллюстрировано следующим образом:

1) прогнозирование тока статора ($i_{s(k+1)}$) на основе системы уравнений:

$$\begin{cases} i_{d1(k+1)} = i_{d1} + \frac{T_s}{L_d} \left(U_{d1} - R_s i_{d1} - M_d \frac{di_{d2}}{dt} + \omega \Psi_{q1} \right); \\ i_{q1(k+1)} = i_{q1} + \frac{T_s}{L_q} \left(U_{q1} - R_s i_{q1} - M_q \frac{di_{q2}}{dt} - \omega \Psi_{d1} \right); \\ i_{d2(k+1)} = i_{d2} + \frac{T_s}{L_d} \left(U_{d2} - R_s i_{d2} - M_d \frac{di_{d1}}{dt} + \omega \Psi_{q2} \right); \\ i_{q2(k+1)} = i_{q2} + \frac{T_s}{L_q} \left(U_{q2} - R_s i_{q2} - M_q \frac{di_{q1}}{dt} - \omega \Psi_{d2} \right), \end{cases} \quad (4)$$

где T_s — время выборки. Уравнения системы (4) используются для прогнозирования будущего поведения управляемых переменных токов статора i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2} для активного управляющего воздействия, (U_{d1} , U_{q1}) — вектор напряжения статора в системе отсчета d - q , соответствующий различным состояниям переключения двухуровневого инвертора;

2) минимизация итеративной функции показателя качества:

$$J = |i_{d1}^{ref} - i_{d1}^p| + G_t \cdot |i_{q1}^{ref} - i_{q1}^p| + |i_{d2}^{ref} - i_{d2}^p| + G_t \cdot |i_{q2}^{ref} - i_{q2}^p|, \quad (5)$$

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 [18, 19], следует отметить, что параметр должен быть настроен для достижения наилучшего динамического отклика. В этом исследовании коэффициент усиления равен единице.

Чтобы получить оптимальное управление током статора, значение функции показателей качества (5) должно быть оценено со всеми возможными векторами напряжения инвертора. Для трехфазного двухуровневого инвертора число возможных векторов составляет 7, а для двойного трехфазного инвертора число возможных векторов становится ($7^2 = 49$).

1. 3. Модель CCS-MPC.

В алгоритме CS-NMPC процесс прогнозирования и выбор функции показателя качества такой же, как у FS-MPC. Единственное отличие состоит в том, что вектор выходного напряжения CS-NMPC является непрерывным. По этой причине в CS-NMPC существует эффективный алгоритм решения функции показателя качества. Для каждой итерации рассматривается набор векторов напряжения, и каждый вектор напряжения зависит от предыдущего субоптимального вектора u_s^{k+1} .

На рис. 2, приведена блок-схема предложенного алгоритма решения функции показателя качества

[20]. Значение L определяет разрешение сигнала контролируемого напряжения. Для промышленного применения уместно выбрать L в пределах от 12 до 16. Это означает, что разрешение сигнала напряжения составляет от 12 до 16 бит. Значение i определяет разрешение поиска фазы вектора напряжения на каждой итерации. Соответственно, j определяет разрешение поиска амплитуды вектора напряжения на каждой итерации.

После установки начальных переменных и получения измеренных значений алгоритм запускается в начале каждого интервала выборки. Сначала процедура итерации начинается с выбора начального вектора напряжения, амплитуда которого равна ($V_m/2 = U_m/2$) и фазой ($\theta = \pi/2$) в непрерывной окрестности возможных векторов напряжения. Затем его амплитуда и фаза по методу «золотого сечения» изменяются так, чтобы алгоритм мог сходить к подходящему кандидату на вектор напряжения (вектора напряжения статора в системе отсчета $d-q$ (U_d, U_q)).

Теперь с помощью уравнений (1), (2) и (4) находим прогнозирования будущего поведения управляемых переменных токов статора $i_{d1}, i_{d1}', i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}, i_{d2}', i_{q2}'$ для каждого тестового вектора, и уравнение (5) минимизирует функцию показателя качества.

2. Анализ результатов имитационного моделирования. Представлены результаты моделирования каждого из существующих методов управления CCS-MPC и FCS-MPC. В отличие от ранее используемого метода управления FCS-MPC метод CCS-MPC впервые исследуется на имитационной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами со сдвоенной трехфазной обмоткой. Результаты моделирования представлены в виде графических зависимостей.

Сравнительный анализ проведён в среде моделирования *Simulink MatLab*. При напряжении в звене постоянного тока (*DC-bus*) — 500 В и при моменте нагрузки на валу СДПМ — 5 Н·м, установленном моментобразующем токе первой звезды в два раза больше, чем моментобразующий ток второй звезды ($i_{q1} = 2i_{q2}$), для каждого из рассматриваемых методов прогнозирования управления, в момент времени 0,02 секунды задание частоты вращения было снижено со 110 об/мин до 70 об/мин, затем в момент времени 0,03 секунды повышено с 70 об/мин до 110 об/мин. Во-первых, сравнение производительности прогнозирующего управления между моделями CCS-MPC и FCS-MPC показано на рис. 3. Частота переключения выходного сигнала в 20 кГц соответствует её предельному значению.

Очевидно, что производительность управления CCS-MPC лучше, чем у FCS-MPC. Несмотря на меньшее время достижения предельного динамического момента СДПМ в 66 Н·м при FCS-MPC управлении ($1,5 \times 10^{-3}$ с) по сравнению с CCS-MPC управлением ($4,5 \times 10^{-3}$ с), размах колебаний динамического момента в переходных режимах в 6...8 раз больше (рис. 3).

В качестве сравнения переходных реакций на рис. 4 показан переходный отклик активных составляющих токов статора первой звезды (i_{q1}) для обоих методов управления. Контроллер FCS-MPC обеспечивает в 2 раза более быстрое время отклика при значительно большем (в 6 раз) размахе колебаний активной составляющей тока статора. Время переходного процесса разгона двигателя до установленного значения скорости составляет 6×10^{-3} с.

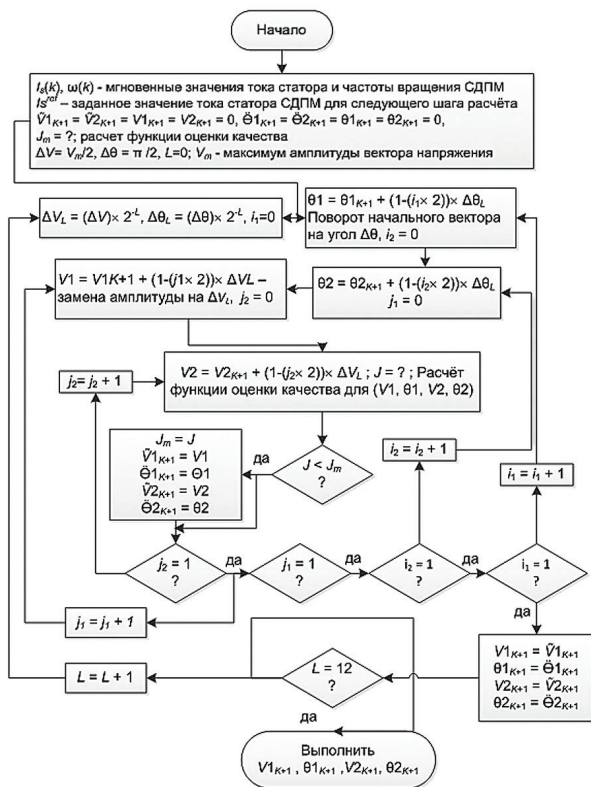


Рис. 2. Блок-схема алгоритма нелинейного управления с прогнозирующей моделью и с непрерывным поиском вектора управления СДПМ

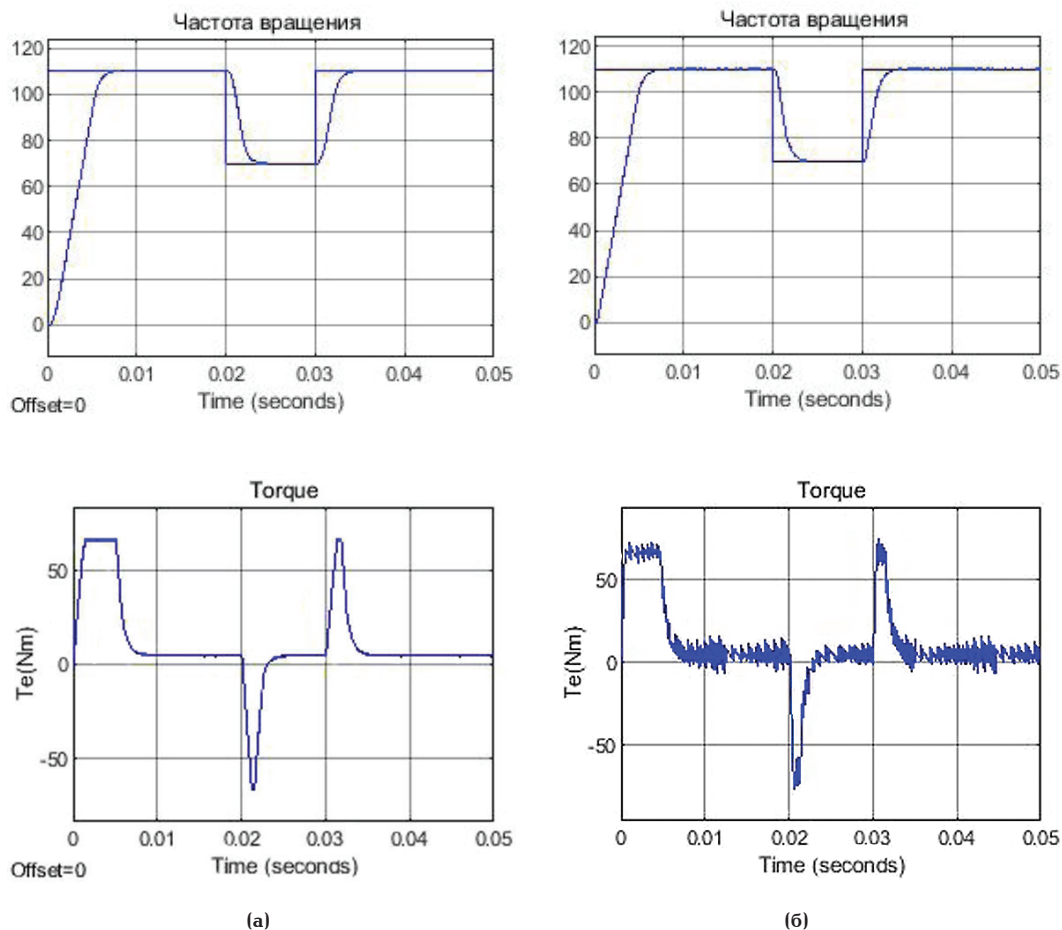


Рис. 3. Сравнение производительности между методами управления для приводов с СДПМ: (а) CCS-NMPC, (б) FCS-MPC

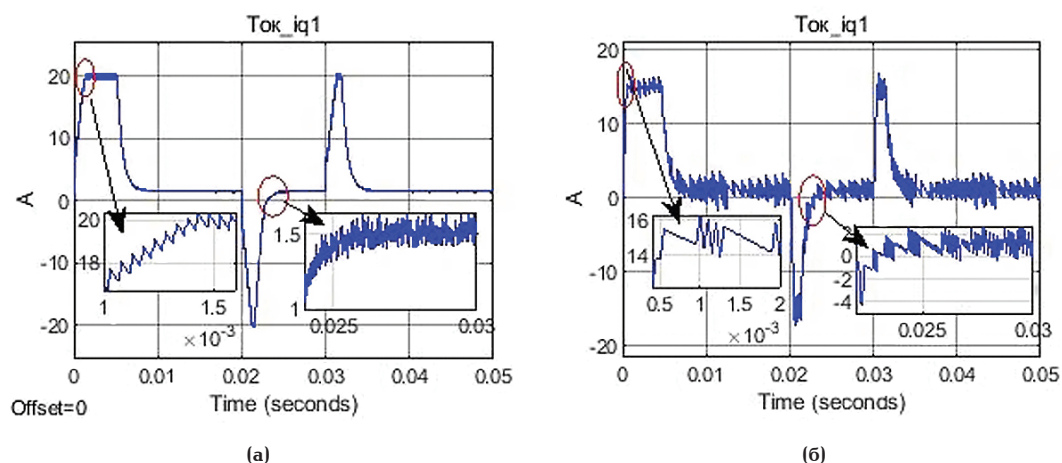


Рис. 4. Сравнение токовых откликов оси q : (а) CCS-NMPC, (б) FCS-MPC

В то время как в FCS-MPC, это время составляет 8×10^{-3} с (рис. 4).

На рис. 5. показаны переходные процессы изменения момента СДПМ от времени при увеличении частоты сигнала переключения в алгоритме управления FCS-MPC до 70 кГц, 100 кГц и 120 кГц (рис. 5а, 5б и 5в соответственно). Колебания тока и момента модели прогнозирующего управления с конечным набором векторов FCS-MPC больше, чем полученные для модели прогнозирующего управления с непрерывным набором векторов CCS-MPC. Для снижения достаточно больших ко-

лебаний тока и момента в этом случае необходимо увеличить частоту сигнала переключения.

Очевидно, что характеристика с FCS-MPC контроллером при частоте сигнала переключения 120 кГц схожа с характеристиками CCS-NMPC при частоте сигнала переключения 20 кГц.

Закключение. В результате сравнения методов управления с прогнозирующей моделью с непрерывным CCS-MPC и конечным набором векторов FCS-MPC на имитационных моделях установлено, что текущий размах колебаний активной составляющей тока статора и момента электропривода

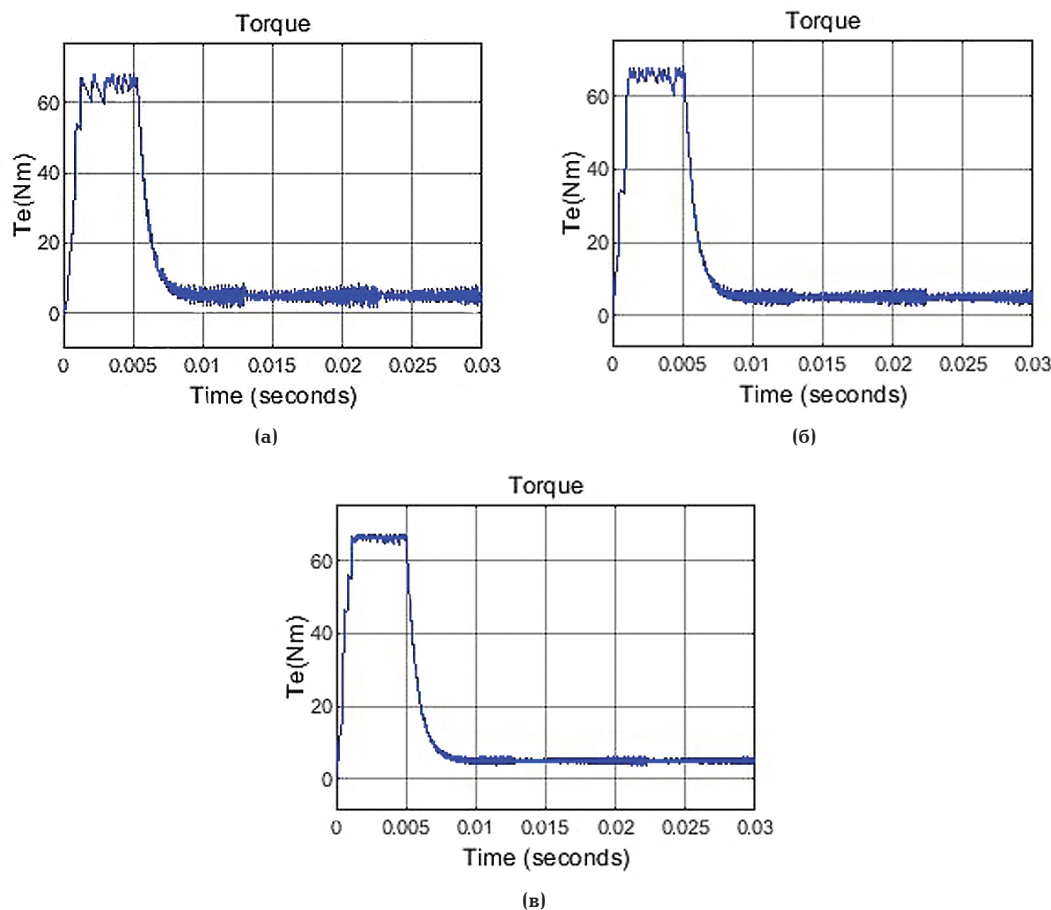


Рис. 5. Работа привода СДПМ с использованием FCS-MPC с различными значениями частоты сигнала переключения: (а) 70 кГц, (б) 100 кГц, (в) 120 кГц

с синхронным двигателем с постоянными магнитами при двойной трёхфазной обмотке явно уменьшаются в случае использования алгоритма прогнозирующего управления CCS-MPC. Хотя динамический отклик по управлению алгоритма FCS-MPC проявляется быстрее по сравнению с аналогичным управлением CCS-MPC, но частота переключения ключей инверторов напряжения в случае CCS-MPC намного меньше при одинаковом размахе колебаний, что означает меньшее рассеяние мощности в инверторах при CCS-MPC управлении. Приведенный выше анализ имитационного моделирования системы позиционного электропривода с СДПМ, управляемого методами CCS-MPC и FCS-MPC, позволяют сделать вывод о том, что применение метода CCS-MPC является более эффективным и предпочтительным для шестифазной схемы статорной обмотки.

Библиографический список

- Liu M., Chan K. W., Hu J. [et al.]. Model Predictive Direct Speed Control with Torque Oscillation Reduction for PMSM Drives // IEEE Transactions on Industrial Informatics. 2019. Vol. 15, no. 9. P. 4944–4956. DOI: 10.1109/TII.2019.2898004.
- Tu W., Luo G., Chen Z. [et al.]. Predictive Cascaded Speed and Current Control for PMSM Drives with Multi-time Scale Optimization // IEEE Transactions on Power Electronics. 2019. Vol. 34, no. 11. P. 11046–11061. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2897746.
- Zhang Y., Xu D., Huang L. Generalized Multiple-Vector-Based Model Predictive Control for PMSM Drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2018. Vol. 65, no. 12. P. 9356–9366. DOI: 10.1109/TIE.2018.2813994.
- Ma Z., Saeidi S., Kennel R. FPGA Implementation of Model Predictive Control With Constant Switching Frequency for PMSM Drives // IEEE Trans. Ind. Inform. 2014. Vol. 10, no. 4. P. 2055–2063. DOI: 10.1109/TII.2014.2344432.
- Vazquez S., Rodriguez J., Rivera M. [et al.]. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2017. Vol. 64, no. 2. P. 935–947. DOI: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- Kouro S., Cortes P., Rodriguez J. [et al.]. Model Predictive control—a simple and powerful method to control power converters // IEEE Trans. Ind. Electron. 2009. Vol. 56, no. 6. P. 1826–838. DOI: 10.1109/TIE.2008.2008349.
- Xia C. L., Zhou Z., Wang Z. [et al.]. Computationally efficient multi-step direct predictive torque control for surface-mounted permanent magnet synchronous motor // IET Electric Power Appl. 2017. Vol. 11, no. 5. P. 805–814. DOI: 10.1049/iet-epa.2016.0221.
- Rodriguez J., Kazmierkowski M. P., Espinoza J. R. [et al.]. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics // IEEE Trans. Ind. Inform. 2013. Vol. 9, no. 2. P. 1003–1016. DOI: 10.1109/TII.2012.2221469.
- Leuer M., Bocker J. Real-Time Implementation of an Online Model Predictive Control for IPMSM Using Parallel Computing on FPGA // Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA). 2014. P. 346–350. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869605.
- Stolze P., Karamanakos P., Tomlinson M. [et al.]. Heuristic variable switching point predictive current control for the three-level neutral point clamped inverter // IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE). 2013. P. 1–8. DOI: 10.1109/SLED-PRECEDE.2013.6684485.

11. Karamanakos P., Stolze P., Kennel R. [et al.]. Variable switching point predictive torque control // IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). 2013. P. 422–427. DOI: 10.1109/ICIT.2013.6505709.
12. Alevras I., Karamanakos P., Manias S. [et al.]. Variable switching point predictive torque control with extended prediction horizon // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2015. P. 2352–2357. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125445.
13. 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. P. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2013.6631873.
14. 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. P. 927–933. DOI: 10.1109/28.245716.
15. 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. P. 61–66. DOI: 10.1109/IAS.1994.345463.
16. Nezli L., Mahmoudi M. Vector control with optimal torque of a salient-pole double star synchronous machine supplied by three-level inverters // J. Electr. Eng. 2010. Vol. 61, no. 5. P. 257–263. DOI: 10.2478/v10187-010-0037-0.
17. Miller T. J. E., McGilp M. I. Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines // Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2009. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICEMS.2009.5382988.
18. Barrero F., Arahal M. R., Gregor R. [et al.]. A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. P. 1937–1954. DOI: 10.1109/TIE.2008.2011604.
19. Rodriguez J., Pontt J., Silva C. A. [et al.]. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter // IEEE Trans. on Ind. Electr. 2007. Vol. 54 (1). P. 495–503. DOI: 10.1109/TIE.2006.888802.
20. Saeidi S., Kennel R. A novel algorithm for model predictive control of AC electrical drives // 2nd International Electric Drives Production Conference (EDPC). 2012. P. 78–84. DOI: 10.1109/EDPC.2012.6425099.

РАХИМ Ари Абдулла Рахим, аспирант Инженерной школы энергетики Национального исследовательского Томского политехнического университета (ТПУ).

ORCID: 0000-0003-2429-3293

Адрес для переписки: aritomsk@yahoo.com

КЛАДИЕВ Сергей Николаевич, кандидат технических наук, доцент Инженерной школы энергетики ТПУ.

SPIN-код: 4641-5263

ORCID: 0000-0001-9432-0176

AuthorID (SCOPUS): 10239370000

ResearcherID: 0-4773-2016

Адрес для переписки: kladiev@tpu.ru

САИДИ Саид, доктор-инженер, PhD, инженер SOBEK Drives GmbH, г. Роттенбург-Хайльфинген, Германия.

Адрес для переписки: saeid@mail.ru

Для цитирования

Рахим А. А. Р., Кладиев С. Н., Саиди С. Сравнительный анализ методов управления с прогнозирующими моделями шестифазным синхронным двигателем с постоянными магнитами // Омский научный вестник. 2020. № 3 (171). С. 51–56. DOI: 10.25206/1813-8225-2020-171-51-56.

Статья поступила в редакцию 21.01.2020 г.

© А. А. Р. Рахим, С. Н. Кладиев, С. Саиди