

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

УДК 621-3-07

Анатолий Брониславович Виноградов

Научно-технический центр электропривода «Вектор», доктор технических наук, научный руководитель, Россия, Иваново, телефон (4932) 26-97-08, e-mail: vinogradov@drive.ispu.ru

Роман Олегович Горелкин

Ивановский государственный энергетический университет, аспирант кафедры электропривода, Россия, Иваново, телефон (4932) 26-97-08, e-mail: roman.gorelkin.96@mail.ru

Бездатчиковая система управления высокочастотным синхронным двигателем с инкорпорированными магнитами на основе комбинированного способа оценки положения

Авторское резюме

Состояние вопроса. Известные методы оценки положения в приводах на базе синхронных двигателей с инкорпорированными магнитами имеют существенные ограничения по точности и помехоустойчивости на высоких частотах основной гармоники напряжения. В связи с требованиями улучшения массогабаритных и стоимостных показателей электроприводов по-прежнему сохраняется актуальность построения бездатчикового синхронного привода, работающего с частотами от 0 до 1000 Гц и более при наличии широкой 5...10:1 зоны регулирования скорости с постоянством номинальной мощности.

Материалы и методы. Результаты исследования получены на основе анализа теоретических и экспериментальных данных, полученных другими авторами, а также компьютерного моделирования в программной среде Delphi. Исходная информация для моделирования получена из технического описания и данных натурного эксперимента на реальном объекте.

Результаты. Разработана система векторного управления высокочастотным синхронным двигателем с инкорпорированными магнитами без датчика механических координат на основе комбинации способов оценки скорости и положения посредством высокочастотной инжекции и вычисления ЭДС. Выполнено исследование предложенной системы посредством моделирования с учетом влияния помех в измерительных каналах и эффекта перекрестного насыщения магнитопровода.

Выводы. Предложенная структура и алгоритмы управления обеспечили работоспособность и качественные показатели управления, достаточные для построения тягового привода с максимальной частотой 800 Гц и более и областью работы в режиме постоянства номинальной мощности не менее 8:1 при соотношении сигнал/шум, характерных для типовых датчиков тока.

Ключевые слова: синхронный двигатель с инкорпорированными магнитами; синхронная система координат; неподвижная система координат; ориентация по ЭДС

Anatoly Bronislavovich Vinogradov

Electrical Drive Research and Technical Center "Vector", Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral degree), Research Supervisor, Russia, Ivanovo, telephone (4932) 26-97-08, e-mail: vinogradov@drive.ispu.ru

Roman Olegovich Gorelkin

Ivanovo State Power Engineering University, Postgraduate student of Electric Drive Department, Russia, Ivanovo, telephone (4932) 26-97-08, e-mail: roman.gorelkin.96@mail.ru

Sensorless control system for high-frequency synchronous motor with incorporated magnets based on combined method of position estimation

Abstract

Background. The known methods to estimate the position in drives based on synchronous motors with incorporated magnets have significant limitations in accuracy and noise immunity at high frequencies of the main voltage harmonic. Due to the requirements to improve the weight, size, and cost indicators of electric drives, it is relevant to design a sensorless synchronous drive operating with frequencies from 0 to 1000 Hz and more in the presence of a wide 5...10:1 speed control zone with a constant nominal power.

Materials and methods. The results of the study are based on the analysis of theoretical and experimental data obtained by other authors, as well as computer modeling in the Delphi software environment. The initial information for the simulation is obtained from the technical description guide and data of a full-scale experiment on a real-life object.

Results. A vector control system has been developed for a high-frequency synchronous motor with incorporated magnets without a mechanical coordinate sensor based on a combination of speed and position estimation methods by means of high-frequency injection and EMF calculation. The study of the developed system is carried out by means of modeling, considering the influence of interference in the measuring channels and the effect of cross-saturation of the magnetic circuit.

Conclusions. The proposed structure and control algorithms have provided operability and high-quality control indicators sufficient to design a traction drive with a maximum frequency of 800 Hz or more and an area of operation in a constant rated power mode of at least 8:1 with a signal-to-noise ratio characteristic of typical current sensors.

Key words: synchronous motor with incorporated magnets, synchronous coordinate system, fixed coordinate system, EMF orientation

DOI: 10.17588/2072-2672.2024.1.066-075

Введение. В настоящее время синхронный электропривод с инкорпорированными магнитами (IPMSM) получает все более широкое распространение в тех областях применения, где требуется управление с расширенными второй (мощность равна номинальной) и третьей (мощность меньше номинальной) зонами регулирования скорости в области ограничения напряжения, и принципиальным является снижение массогабаритных показателей электропривода. К этому классу приводов относятся, например, тяговый электропривод транспортных средств. По сравнению с его основным конкурентом в этой области – асинхронным электроприводом, он имеет лучшие массогабаритные показатели за счет отсутствия электрических потерь в роторе и, соответственно, проблем с его охлаждением, более высокий КПД и коэффициент мощности при работе на низких скоростях, не требует дополнительных затрат на создание магнитного потока, обеспечивает возможность идентификации положения ротора на нулевой скорости за счет магнитной анизотропии ротора. К его основным недостаткам можно отнести более высокую стоимость двигателя, необходимость принятия дополнительных мер для защиты преобразователя от перенапряжения, возникающего при блокировке его силовых ключей на высоких скоростях.

Одним из направлений повышения конкурентоспособности приводов с IPMSM, по сравнению с другими системами привода, является управление без использования датчика скорости/положения, что снижает стоимость и повышает надежность привода. Этому направлению посвящено достаточно много работ, в частности

[1–15]. При этом применяются: оценка положения на основе вычисления ЭДС; различные методы, использующие оценку реакции в токе статора на специально внедренный (инжектированный) в напряжение тестовый сигнал, а также методы на основе оценки производной тока при использовании в качестве тестовых сигналов импульсов ШИМ. Известно, что все указанные методы имеют свои недостатки и ограничения. В частности, метод оценки ЭДС не может быть использован на низких, близких к нулевой, частотах, а рабочие диапазоны применения методов, основанных на оценке отклика тока на тестовый сигнал, ограничены своей помехоустойчивостью, быстродействием обработки управляющих и возмущающих воздействий, физически реализуемой точностью измерительных каналов и предельной для данной системы привода частотой ШИМ. Последняя накладывает ограничение на максимальную частоту основной гармоники напряжения. Отметим, что для современных двигателей этот показатель имеет тенденцию к повышению, что связано с задачами снижения их массогабаритов и цены, и может достигать 1000 Гц и более. Точность любого метода оценки положения существенно и, как правило, по-разному зависит от того, как сильно изменяются параметры схемы замещения двигателя, и главным образом индуктивности по продольной d и поперечной q осям в процессе работы привода. Проблема изменения индуктивностей в зависимости от эффекта насыщения в IPMSM усугубляется перекрестным эффектом, т.е. существенно нелинейной зависимостью обеих индуктивностей сразу от двух составляющих тока $L_d(I_d, I_q)$, $L_q(I_d, I_q)$. Чувствительность различных способов оценки положения ротора к помехам

также сильно и по-разному зависит от режима работы двигателя. В связи с этим наилучшего эффекта по точности оценки положения ротора и напрямую связанных с ней качественных показателей работы привода можно добиться, комбинируя в рамках единой комбинированной системы векторного управления двигателем различные методы оценки положения ротора. Все вышеуказанные вопросы до сих пор представляют повышенный интерес специалистов в области построения электроприводов на базе IPMSM.

В связи с этим ниже предлагается построение и исследование комбинированной системы векторного управления (КВСУ) высокочастотным приводом с IPMSM без датчика механических координат на валу двигателя с учетом влияния помех измерительных каналов и эффекта насыщения магнитопровода. В дальнейшем для краткости метод оценки положения ротора и связанный с ней способ ориентации привода на основе внедрения тестового сигнала будем обозначать как ОТ, а метод оценки положения и ориентации по ЭДС – как ОЭ.

Оценка положения ротора на основе тестового сигнала. В результате теоретического и частично экспериментального анализа посредством моделирования различных вариантов оценки положения ротора явнополюсной синхронной машины на основе различных способов внедрения и видов тестовых сигналов был выбран вариант, наиболее подходящий для реализации в рамках КВСУ высокочастотным IPMSM, а именно: вариант введения в напряжение одной из проекций вектора заданного напряжения статора в синхронно-вращающейся с ротором системе координат (ССК) (d, q) высокочастотного гармонического напряжения [10, 13]. При этом в статоре формируется пульсирующий вектор тестового напряжения. В отличие от варианта введения в заданное напряжение статора вращающегося вектора тестового напряжения в неподвижной ортогональной системе координат (НСК) (a, b) [14, 15], он обладает следующими преимуществами: значительно более низкой чувствительностью оценки положения к помехам в измерительных каналах и к изменению индуктивностей вследствие насыщения магнитной системы двигателя; отсутствием необходимости сильно разносить частоту тестового сигнала от максимальной частоты основной гармоники напряжения. Это позволяет увеличить точность оценки положения и частоты, расширить частотный диапазон применения этого метода в высокочастотных IPMSM, существенно снизить влияние тестового сигнала на энергетические и виброшумовые характеристики двигателя. Основным недостатком внедрения тестового сигнала в ССК, по сравнению с вариантом в НСК, является то, что он предполагает настройку параметров наблюдателя в замкнутой по оценке положения системе, тогда как наблюдатель с

тест-сигналом в НСК допускает автономное функционирование и настройку наблюдателя, в частности, в режиме наблюдения за системой управления приводом, замкнутой по стендовому датчику положения ротора. Структурная схема электропривода с наблюдателем положения, построенным на основе внедрения гармонического тестового сигнала в напряжение оси d ССК, представлена на рис. 1.

Следящий контур оценки положения ротора включает в себя: цифровой полосовой фильтр (ЦПФ), выделяющий из проекций токов на оси d, q отклик на тестовый сигнал; демодулятор гетеродинного типа, на выходе которого формируется сигнал ошибки оценки положения; ПИ-регулятор, выполняющий подстройку оценки частоты на своем выходе до сведения к нулю ВЧ-пульсаций в токе по оси q ; интегратор, преобразующий оценку частоты в оценку положения, и блок коррекции положения (БКП), компенсирующий ошибку оценки положения, связанную с изменением режима работы двигателя, включая вариацию индуктивностей от насыщения. Результирующая оценка углового положения ротора поступает на блоки прямого и обратного координатных преобразований векторов тока и напряжения статора. Токи статора в синхронной системе координат поступают на входы наблюдателя положения и векторной системы управления приводом. В некоторых случаях для подавления влияния тестового сигнала в системе управления приводом и в наблюдателе дополнительно устанавливаются фильтры нижних частот. Однако это вносит дополнительную погрешность в оценку положения, влияет на быстродействие и ограничивает диапазон устойчивой работы привода. Заданное в неподвижной системе координат напряжение статора поступает на вход автономного инвертора напряжения (АИН), подключенного к статору IPMSM.

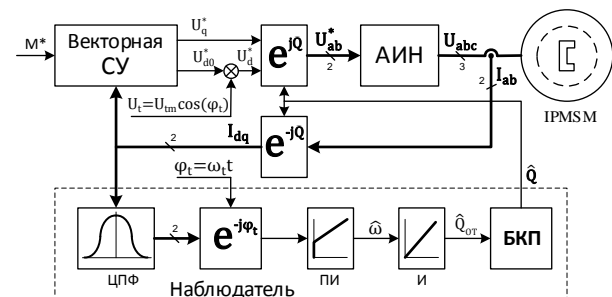


Рис. 1. Структурная схема привода с наблюдателем положения на основе тест-сигнала

Задача определения положения ротора методом ОТ обычно складывается из двух составляющих: оценка исходного положения ротора при включении привода, которую для большого количества применений, включая тяговые, требуется выполнять без проворота вала при

нахождении его в произвольном исходном положении и собственно ориентация привода в процессе его работы. Алгоритм работы привода в процессе исходной ориентации содержит 4 этапа, реализуемых в замкнутом контуре тока:

– на этапе 1 в следящем контуре автоподстройки частоты (АПЧ) выполняется оценка исходного положения ротора при нулевых заданиях компонент тока без идентификации типа полюса;

– на этапах 2 и 3 в целях определения типа полюса магнита («северный» или «южный»), по которому сориентирован привод, последовательно вводится положительное и отрицательное задание тока по оси d и после установления процессов в контуре тока выполняется замер пульсаций тока статора путем оценки его минимального и максимального значений на нескольких периодах изменения тестового сигнала. По результатам выполнения этих этапов, если полюс оказывается «южным», т.е. пульсации тока на этапе 2 оказываются меньше пульсаций на этапе 3, то определенное на этапе 1 положение ротора корректируется на угол π ;

– на этапе 4 привод ориентируется по скорректированному положению ротора с нулевым заданием тока в синхронной системе координат d, q и после затухания переходного процесса в контуре тока готов к работе, т.е. к отработке задания.

На рис. 2,а изображены временные диаграммы тока I_d , момента, оценки скорости и ошибки оценки положения в режиме первоначальной ориентации привода согласно описанному выше алгоритму при длительности этапов 0,03; 0,06; 0,07; 0,05 секунды соответственно.

Процессы получены на модели привода при учете перекрестного насыщения и максимальной величине помехи 0,2 А, случайным образом добавленной в фазные токи, при начальной ошибке в положении $\Delta Q = -2,2$ рад. Эти и все последующие процессы, представленные ниже, получены для IPMSM со следующими параметрами: $U_{ном} = 380$ В; $P_{ном} = 20$ кВт; $N_{max} = 6000$ об/мин; $M_{max} = 240$ Нм; $I_{ном} = 45$ А; $f_{max} = 800$ Гц; $L_d = 0,002$ Гн; $L_q = 0,0037$ Гн; $R_s = 0,3$ Ом; $Y_m = 0,156$ Вб. Анализ графиков (рис. 2) показывает, что процесс начальной ориентации протекает в пределах 0,25 с с колебаниями момента менее 3 % от максимального, что обеспечивает отсутствие смещения ротора при весьма незначительном реактивном тормозном моменте на валу двигателя. В данном случае оценка первоначально сориентировалась по «южному» полюсу постоянного магнита. Если первоначальная подтяжка оценки происходит к «северному» полюсу магнита, то процессы протекают аналогично, за исключением отсутствия финальной коррекции на угол π . Заметим, что процесс первоначальной ориентации привода в режиме «неподвижного» вектора напряжения, сформированного в контуре тока с заданием

35 А (рис. 2,б), протекает значительно дольше при больших колебаниях в моменте, скорости, положении. Продолжительность этих колебаний и финальная ошибка начальной ориентации привода в значительной степени определяются характером его нагрузки.

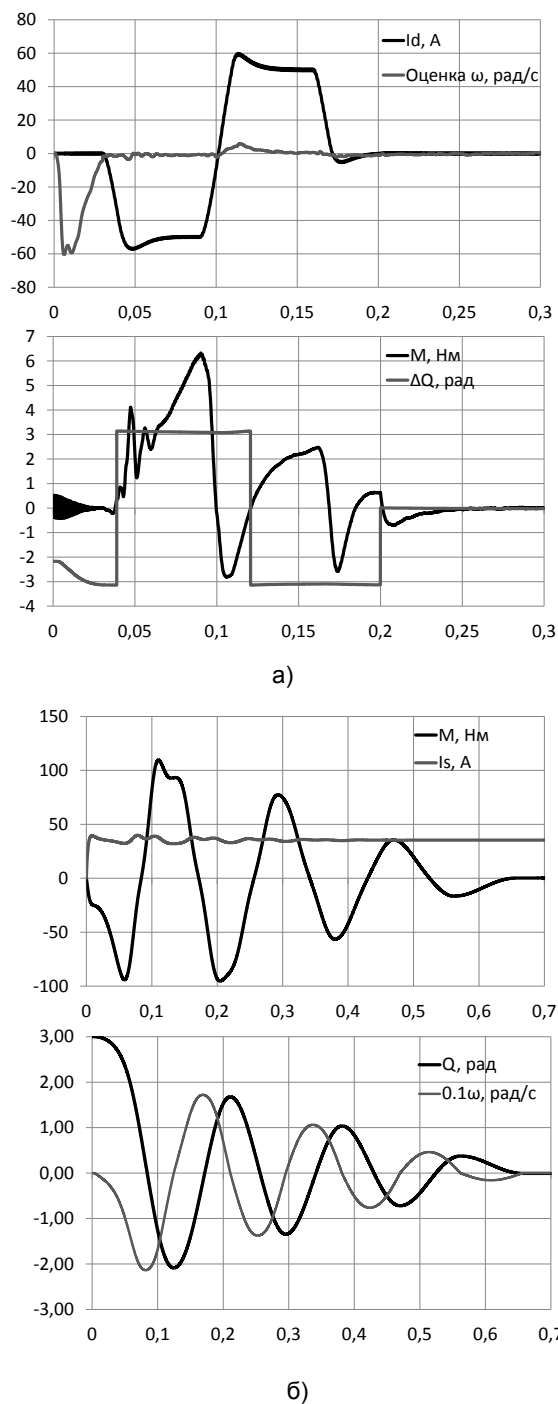


Рис. 2. Временные диаграммы начальной ориентации привода: а – по тестовому сигналу в оси d ; б – в режиме «неподвижного» вектора

Рассмотрим ограничения, которые накладываются на применение метода ОТ в реальных условиях построения привода с высокочастотным IPMSM без датчика положения. Как показал анализ литературы и подтвердили проведенные

эксперименты, для устойчивой работы привода, ориентированного по тест-сигналу, вводимому в НСК, необходимо, чтобы его частота в несколько раз (желательно на порядок) превышала максимальную частоту основной гармоники напряжения. А чтобы система управления успевала отслеживать отклик в токе, изменяющийся с удвоенной частотой тест-сигнала, частота ШИМ должна превышать частоту тест-сигнала также примерно на порядок. Таким образом, при $f_{\max} = 800$ Гц мы получаем желаемую частоту ШИМ 80 кГц, что неприемлемо для современных IGBT вследствие их ограниченного быстродействия и недопустимого роста коммутационных потерь, а также затруднительно даже для быстродействующих микроконтроллеров. Кроме того, повышение частоты тест-сигнала вступает в противоречие с помехоустойчивостью алгоритма, основанного на методе ОТ. Очевидно, что на высоких частотах величина отклика в токе статора на тест-сигнал будет прямо пропорциональна его напряжению и обратно пропорциональна его частоте: $I_t \cong U_t / (2\pi f_t L)$, где U_t , I_t – напряжение тестового сигнала и отклик на него в токе статора; L – индуктивность статора при текущем положении ротора.

Как показывают результаты экспериментального исследования помехоустойчивости, приемлемую точность оценки положения ротора при введении тест-сигнала в НСК удается получить при соотношении шум/сигнал в измерении тока не более 0,1. Так как частота тест-сигнала предопределена, а уровень шума зависит от конкретного исполнения канала измерения тока, включая весь измерительный тракт от первичного датчика до АЦП микроконтроллера, то основным параметром, через который можно влиять на отношение шум/сигнал в отклике тока, не внося дополнительных погрешностей, связанных с фильтрацией сигнала, является величина напряжения тест-сигнала. В итоге на больших частотах напряжение тест-сигнала, выбранное исходя из требований помехоустойчивости, становится настолько большим, что оказывает сильное влияние на характеристики привода в области ограничения напряжения, в частности на среднее значение предельного выходного напряжения преобразователя, которое квадратично связано с предельным моментом. Так, для приведенных выше параметров IPMSM при допустимом уровне шума в канале измерения тока 0,1 А и частоте тест-сигнала 8 кГц требуемое по условиям обеспечения желаемой помехоустойчивости напряжение тест-сигнала составит 100,5 В, что абсолютно неприемлемо, так как составляет 46 % от номинального фазного напряжения двигателя. Отметим, что значение шума 0,1 А составляет всего лишь 0,1% от максимального тока привода 100 А, измеряемого его датчиком, и достижимо не для всех датчиков тока, широко применяемых в современном электроприводе.

Кроме ошибок в оценках положения, присутствующих методу ОТ с тест-сигналом в НСК в связи с его невысокой помехоустойчивостью, при выборе диапазона его возможного применения в составе КВСУ следует учитывать динамические ошибки, связанные с ограниченным темпом сходимости оценки положения, и ошибки, связанные с изменением индуктивностей IPMSM от эффекта насыщения стали.

Оценка положения ротора на основе вычисления ЭДС. Оценка положения ротора на основе ориентации по ЭДС, наводимой в обмотках статора от постоянных магнитов на роторе, получила широкое распространение особенно в машинах со слабой реакцией якоря, т.е. при поверхностном расположении магнитов на роторе и равенстве индуктивностей по прямой и квадратурной осям ($L_d = L_q$). Это, прежде всего, объясняется простотой реализации этой оценки на основе уравнений статорной цепи и низкой чувствительностью точности вычисления положения к индуктивностям машины вследствие малости падения напряжения на них относительно уровня ЭДС, а также весьма низкой чувствительностью к изменению индуктивностей вследствие насыщения магнитопровода машины. Практическое отсутствие для таких машин области управления в условиях ограничения напряжения и слабовыраженная анизотропия ротора также стимулируют применение метода ОЭ в совокупности с их запуском с нулевой скорости в неориентированном по положению ротора частотном режиме.

Особенностями применения метода ОЭ для управления IPMSM являются сильная реакция якоря этой машины и, как следствие, относительно высокие падения напряжения на ее индуктивностях относительно ЭДС и повышенная чувствительность к изменениям индуктивностей вследствие насыщения, которая усугубляется наличием перекрестного эффекта. Указанные факторы и невозможность оценки положения на нулевой скорости ограничивают применение метода ОЭ для IPMSM, однако его использование становится целесообразным в высокочастотных машинах, где применение метода ОТ на больших скоростях становится затруднительным, при том что с ростом скорости точность оценки положения методом ОЭ, напротив, возрастает, а чувствительность к помехам в датчиках тока и напряжения снижается.

В основе оценки положения ротора методом ОЭ лежит цифровое решение дифференциальных уравнений статорной цепи IPMSM, которые с учетом насыщения стали и перекрестного эффекта можно представить в следующем виде [16]:

$$U_d = R I_d + L_{dd} \frac{dI_d}{dt} + L_{dq} \frac{dI_q}{dt} - \Psi_{q\omega_{re}}; \quad (1)$$

$$U_q = R I_q + L_{qq} \frac{dI_q}{dt} + L_{qd} \frac{dI_d}{dt} + \Psi_{d\omega_{re}}^*; \quad (2)$$

где

$$\Psi_d^*(I_d, I_q) = L_{dd}(I_d, I_q)I_d + L_{dq}(I_d, I_q)I_q + \Psi_m = \Psi_d(I_d, I_q) + \Psi_m;$$

$$\Psi_q(I_d, I_q) = L_{qq}(I_d, I_q)I_q + L_{qd}(I_d, I_q)I_d;$$

$$L_{qq} = \frac{\partial \Psi_q(I_d, I_q)}{\partial I_q}; \quad L_{dd} = \frac{\partial \Psi_d(I_d, I_q)}{\partial I_d};$$

$$L_{dq} = \frac{\partial \Psi_q(I_d, I_q)}{\partial I_d}; \quad L_{qd} = \frac{\partial \Psi_d(I_d, I_q)}{\partial I_q} - \text{индуктивно-}$$

сти собственные и перекрестных связей; $U_d, U_q, I_d, I_q, \Psi_d, \Psi_q, \Psi_d^*$ – напряжения, токи, потокосцепления по осям d, q ; Ψ_m – потокосцепление постоянного магнита; $\omega_{re} = \frac{dQ_{re}}{dt} = z_p \omega_r$ – электрическая частота вращения ротора, связанная с механической частотой через число пар полюсов z_p ; $Q_{re} = z_p Q_r$ – угловое положение ротора.

Параметры уравнений (1), (2) обычно определяют расчетом с использованием метода конечных элементов или экспериментально. Однако использование этих уравнений для оценки положения ротора напрямую сопряжено с определенными трудностями, в основном связанными с трудоемкостью и точностью определения параметров и низкой помехоустойчивостью алгоритмов вычисления параметров и положения к шуму датчиков. Частично решить указанные проблемы позволяет использование для оценки положения ротора упрощенных дифференциальных уравнений напряжений статора, получаемых из уравнений (1), (2) путем замены дифференциальных составляющих индуктивностей их статическими зависимостями от токов I_d, I_q и принятия допущения о постоянстве индуктивностей на малом цикле расчета системы уравнений. Такой подход, в частности, эффективно используется для бездатчикового управления асинхронным электроприводом [17]. При указанных допущениях уравнения IPMSM принимают следующий вид:

$$U_d = R I_d + L_{de} \frac{dI_d}{dt} - \omega_{re} L_{qe} I_q; \quad (3)$$

$$U_q = R I_q + L_{qe} \frac{dI_q}{dt} + \omega_{re} L_{de} I_d + E_r, \quad (4)$$

где $L_{de} = f_1(I_d, I_q)$; $L_{qe} = f_2(I_d, I_q)$ – статические зависимости индуктивностей по осям d и q с учетом перекрестного влияния токов; $E_r = \omega_{re} \Psi_m$ – ЭДС, наведенная в обмотке статора от постоянного магнита.

Вычисленное согласно цифровому решению (3), (4) угловое положение вектора ЭДС ротора с точностью до принятых допущений определяет угловое положение вала IPMSM. Очевидно, что расчет по упрощенным уравнениям способен давать абсолютно точное положение ротора только в установившихся режимах при

условии точного соответствия параметров модели параметрам двигателя. В переходных режимах изменения токов (момента) будет присутствовать динамическая ошибка оценки положения, величина которой зависит от темпа изменения токов (момента) и может устанавливаться на желаемом уровне путем ограничения этого темпа в системе управления приводом.

Компенсация влияния перекрестного эффекта изменения индуктивностей. Как было отмечено выше, перекрестный эффект изменения индуктивностей в зависимости от насыщения оказывает влияние на точность обоих методов оценки положения ротора, при этом степень этого влияния различна и зависит не только от параметров двигателя и наблюдателя, но и от режима работы привода (его скорости и момента). Для минимизации этого влияния на оценку положения ротора по ЭДС достаточно расчетным либо экспериментальным путем определить статические зависимости $L_{de}(I_d, I_q), L_{qe}(I_d, I_q)$. Алгоритм экспериментального определения этих зависимостей в стендовых условиях реализуется на основе уравнений (3), (4), выраженных относительно L_{de}, L_{qe} для установившегося состояния привода

$$\left(L_{de} \frac{dI_d}{dt} = 0, L_{qe} \frac{dI_q}{dt} = 0 \right), \text{ в поле его рабочих ре-}$$

жимов, формируемых заданием токов по осям d и q в замкнутых контурах тока при ориентации IPMSM по внешнему (стендовому) датчику положения/скорости ротора. Частота вращения задается от гонного двигателя и измеряется стендовым датчиком. Информация о токах и напряжениях по осям d и q формируется в системе векторного управления приводом, ориентированной по стендовому датчику положения, с использованием встроенных в преобразователь датчиков напряжения звена постоянного тока (ЗПТ) и фазных токов двигателя. Зависимости индуктивностей (рис. 3) снимаются для всего поля рабочих режимов привода по уровню токов с заданным шагом по осям d и q с последующим сглаживанием (при необходимости) и сохранением в виде справочных таблиц в памяти микроконтроллера. Аппроксимация полученных зависимостей между узловыми точками таблицы для их дальнейшего использования в составе замкнутой системы привода выполняется в реальном времени по линейному закону.

Определение зависимости угловой погрешности вследствие эффекта перекрестного насыщения при оценке положения ротора на основе тест-сигнала может выполняться в функции токов. Однако, учитывая наличие дополнительной зависимости угловой погрешности от частоты и реализуемую в приводе оптимизацию по максимуму отношения момент/ток, на скоростях ниже номинальной (до ограничения по напряжению), удобно определять угловую погрешность оценки относительно стендового датчика положения в функции момента и скорости.

При этом оценка момента выполняется на основе ранее определенных зависимостей индуктивностей от компонент токов по выражению

$$\hat{M} = \frac{3}{2} z_p \left(\Psi_m I_q + (L_{de} - L_{qe}) I_d I_q \right). \quad (5)$$

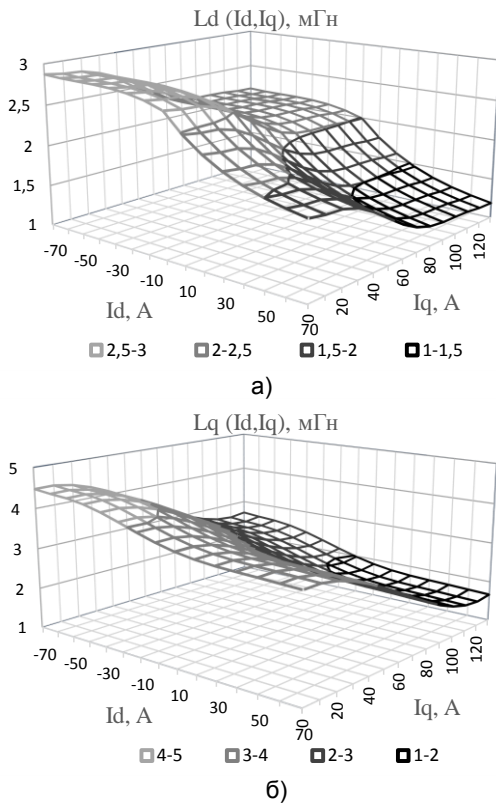


Рис. 3. Зависимости индуктивностей от токов: а – $L_d(I_d, I_q)$; б – $L_q(I_d, I_q)$

Итоговая оценка положения методом ОТ представляется в виде $\hat{Q} = \hat{Q}_{OT} + Q_k(\hat{\omega}, \hat{M})$, где $Q_k(\hat{\omega}, \hat{M})$ – угол коррекции положения ротора, определяемый в автоматическом режиме для дискретного поля рабочих скоростей и моментов по критерию равенства итоговой оценки положения и показаний, полученных со станционного датчика положения ротора: $\hat{Q} = Q$.

Описание комбинированной системы векторного управления приводом. Структурная схема КВСУ привода IPMSM без датчика положения, построенная по изложенным выше принципам, представлена на рис. 4. Задающими сигналами для привода являются момент и максимальное напряжение статора, напрямую связанное с напряжением звена постоянного тока. Задание момента, ограниченное по величине и темпу изменения в блоке ограничений, поступает на вход блока оптимизации, формирующего на своем выходе оптимизированное по максимуму отношения момент/ток задание тока по оси d для работы в первой зоне регулирования скорости (до вступления в действие ограничения по напряжению). При наличии ограничения по напряже-

нию задание тока по оси d формируется на выходе ПИ-регулятора напряжения таким образом, чтобы стабилизировать заданное напряжение статора на уровне его максимального ограничения. Задание активного тока выражается из (5) на основе заданий момента, реактивного тока и информации об индуктивностях, получаемой из их табличных зависимостей от токов. Оценки индуктивностей используются также в наблюдателе 1 и блоке компенсирующих связей (БКС). Последний компенсирует влияние на выходы ПИ-регуляторов тока противо-ЭДС двигателя и падений напряжения на его сопротивлениях и индуктивностях в соответствии с выражениями:

$$U_{kd} = \hat{R}I_d - \hat{L}_q \hat{\omega} I_q; \quad U_{kq} = \hat{R}I_q + \hat{\omega} (\hat{L}_d I_d + \Psi_m).$$

Наблюдатель 2 выполняет оценку частоты и углового положения ротора на основе ориентации по тестовому сигналу, внедренному в задание напряжения статора по оси d и сформированному в блоке тестового сигнала (БТС) в желаемом диапазоне скоростей по гармоническому закону $U_t = U_{tm} \cos(\omega t)$, где

$$U_{tm} = \begin{cases} 0, & \text{если } |\omega| > \omega_2, \\ U_{t \max}, & \text{если } |\omega| < \omega_2, \\ U_{t \max} \left(1 - \frac{|\omega| - \omega_1}{\omega_2 - \omega_1} \right), & \text{если } \omega_2 > |\omega| > \omega_1; \end{cases}$$

ω_1, ω_2 – пороги частоты, в пределах которых тестовый сигнал линейно уменьшается от своего максимального значения $U_{t \max}$ до нуля.

Структура этого наблюдателя соответствует схеме, представленной на рис. 1, с учетом коррекции оценки положения ротора в функции частоты и момента $Q_k(\hat{\omega}, M_{огр}^*)$.

Наблюдатель 1 выполняет оценку частоты, углового положения и момента на основе ориентации по ЭДС в соответствии с (3)–(5). Блок коммутации реализует плавный переход с ориентации по тест-сигналу на ориентацию по ЭДС и обратно в заданной переходной области по частоте, в пределах которой в качестве результирующей оценки положения используется среднее арифметическое оценок обоих наблюдателей. Границы переходной области предварительно выбираются на этапе моделирования и уточняются экспериментально по критерию минимизации пульсаций в результирующей оценке положения от помех в каналах измерения токов. Блок преобразования напряжения (БПН) осуществляет векторное ограничение заданных напряжений, их преобразование из синхронной системы координат в неподвижную с учетом компенсации системного запаздывания на цикл управления. Автономный инвертор напряжения формирует напряжения статора двигателя согласно заданию и реализованному в нем алгоритму ШИМ.

Основные параметры системы управления

Частота модуляции, Гц	10000
Частота тестового сигнала, Гц	1000
Амплитуда тестового сигнала, В	7
Полоса пропускания полосового фильтра, Гц	600...1400
Максимальная величина помехи в измерении тока, А	0,2
Постоянная времени контура тока, с	0,001
Постоянная фильтра задания момента, с	0,01
Постоянная фильтра оценки скорости, с	0,01
Область перехода от ОТ к ОЭ, рад/с	110...120

На рис. 6 представлены временные диаграммы напряжения, скорости, момента и ошибок оценки скорости и положения в режиме разгона привода при заданном моменте 120 Нм и максимальной размахе пульсаций, случайным образом введенных в канал измерения тока, 0,2 А, включающие в себя переходную область. Анализ графиков (рис. 6) показывает, что этот переход происходит бесступенчато, сопровождается исчезновением из переменных двигателя составляющих на частоте тест-сигнала, а колебания, вызванные случайными пульсациями в токах, не приводят к существенным ошибкам в оценках положения и скорости. Величины этих пульсаций до и после перехода сопоставимы друг с другом, при том что с дальнейшим ростом скорости значения пульсаций в оценке положения имеют тенденцию к снижению, а абсолютные значения пульсаций в оценке скорости остаются примерно на том же уровне.

Выводы. В результате проведенных исследований показано, что способ управления высокочастотным синхронным двигателем с инкорпорированными магнитами без датчика положения на основе внедрения в напряжение высокочастотного гармонического сигнала имеет существенные ограничения, связанные со снижением показателей его эффективности (точности, помехоустойчивости) в области высоких частот. Для решения этой проблемы разработана система комбинированного векторного управления приводом, сочетающая в себе преимущества ориентации по тест-сигналу в области небольших частот и ориентации по ЭДС в области высоких частот. Предложенная структура и алгоритмы управления IPMSM обеспечили работоспособность и качественные показатели управления, достаточные для построения тягового привода с максимальной частотой 800 Гц и более и областью работы в режиме постоянства номинальной мощности не менее 8:1. Рациональной областью перехода привода между ориентацией по тест-сигналу и по ЭДС является область, в которой пульсации оценок положения и скорости для данного уровня помех в измерительных каналах сопоставимы друг с другом по величине.

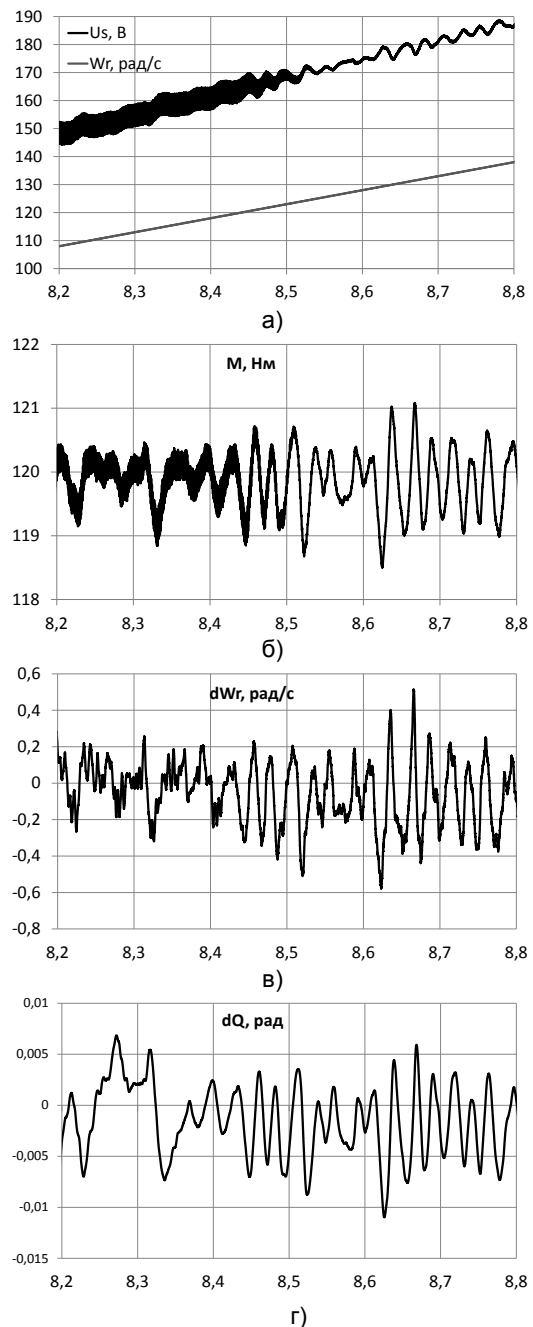


Рис. 6. Временные диаграммы в области перехода с ориентации по тест-сигналу к ориентации по ЭДС: а – напряжение и скорость; б – момент; в – ошибка оценки скорости; г – ошибка оценки положения

Список литературы

1. Takeshita T., Usui A., Matsui N. Sensorless salient-pole PM synchronous motor drive in all speed ranges // *Electr. Eng. Jpn.* – 2001. – Vol. 135. – P. 64–73.
2. Ogasawara S., Matsuzawa T., Akagi H. A position-sensorless IPM motor drive system using a position estimation based on magnetic saliency // *Electr. Eng. Jpn.* – 1999. – Vol. 131. – P. 68–79.
3. Choiesai K., Kobayashi N., Kondo S. Walsh function-based position sensorless control for interior permanent-magnet motor drives using ripple-current of high-frequency triangular-wave-carrier PWM inverter // *Electr. Eng. Jpn.* – 2003. – Vol. 145. – P. 80–88.

4. **Analysis** of permanent-magnet machine for sensorless control based on highfrequency signal injection / J.H. Jang, J.I. Ha, M. Ohto, et al. // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2004. – Vol. 40. – P. 1595–1604.

5. **An extended** electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors / Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2003. – Vol. 50. – P. 288–295.

6. **Morimoto S., Kawamoto K., Takeda Y.** Position and speed sensorless control for IPMSM based on estimation of position error // *Electr. Eng. Jpn.* – 2003. – Vol. 144. – P. 43–52.

7. **Kim H., Huh K.K., Lorenz R.D.** A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives // *IEEE Trans. Ind.* – 2004. – Vol. 4. – P. 1369–1378.

8. **Haque M.E., Zhong L., Rahman M.F.** A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2003. – Vol. 8. – P. 1376–1383.

9. **Kulkarni A.B., Ehsani M.** A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive // *IEEE Trans. Ind.* – 1992. – Vol. 28. – P. 144–150.

10. **Corley M.J., Lorenz R.D.** Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous motor at standstill and high speeds // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1998. – Vol. 34. – P. 784–789.

11. **Sensorless** torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation / T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, et al. // *IEEE Trans. Power Electron.* – 1999. – Vol. 14. – P. 202–208.

12. **Ogasawara S., Matsuzawa T., Akagi H.** A position-sensorless IPM motor drive system using a position estimation based on magnetic saliency // *Electr. Eng. Jpn.* – 1999. – Vol. 131. – P. 68–79.

13. **Linke M., Kennel R., Holtz J.** Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed // *Proc. IECON.* – Sevilla, Spain, 2002. – P. 674–679.

14. **Degner M.W.** Flux, position and velocity estimation in AC machines using carrier signal injection. – Madison: University of Wisconsin-Madison, 1998.

15. **Measuring**, modeling and decoupling of saturation-induced saliencies in carrier-signal injection-based sensorless AC drives / F. Briz, M.W. Degner, A. Diez, R.D. Lorenz // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2001. – Vol. 37. – P. 1356–1364.

16. **Evaluation** of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor / B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, et al. // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2003. – Vol. 39. – P. 1264–1271.

17. **Виноградов А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 320 с.

References

1. Takeshita, T., Usui, A., Matsui, N. Sensorless salient-pole PM synchronous motor drive in all speed ranges. *Electr. Eng. Jpn.*, 2001, vol. 135, pp. 64–73.

2. Ogasawara, S., Matsuzawa, T., Akagi, H. A position-sensorless IPM motor drive system using a position

estimation based on magnetic saliency. *Electr. Eng. Jpn.*, 1999, vol. 131, pp. 68–79.

3. Choeisai, K., Kobayashi, N., Kondo, S. Walsh function-based position sensorless control for interior permanent-magnet motor drives using ripple-current of high-frequency triangular-wave-carrier PWM inverter. *Electr. Eng. Jpn.*, 2003, vol. 145, pp. 80–88.

4. Jang, J.H., Ha, J.I., Ohto, M., Ide, K., Sul, S.K. Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on highfrequency signal injection. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2004, vol. 40, pp. 1595–1604.

5. Chen, Z., Tomita, M., Doki, S., Okuma, S. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2003, vol. 50, pp. 288–295.

6. Morimoto, S., Kawamoto, K., Takeda, Y. Position and speed sensorless control for IPMSM based on estimation of position error. *Electr. Eng. Jpn.*, 2003, vol. 144, pp. 43–52.

7. Kim, H., Huh, K.K., Lorenz, R.D. A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2004, vol. 40, pp. 1369–1378.

8. Haque, M.E., Zhong, L., Rahman, M.F. A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2003, vol. 8, pp. 1376–1383.

9. Kulkarni, A.B., Ehsani, M. A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1992, vol. 28, pp. 144–150.

10. Corley, M.J., Lorenz, R.D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous motor at standstill and high speeds. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1998, vol. 34, pp. 784–789.

11. Aihara, T., Toba, A., Yanase, T., Mashimo, A., Endo, K. Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1999, vol. 14, pp. 202–208.

12. Ogasawara, S., Matsuzawa, T., Akagi, H. A position-sensorless IPM motor drive system using a position estimation based on magnetic saliency. *Electr. Eng. Jpn.*, 1999, vol. 131, pp. 68–79.

13. Linke, M., Kennel, R., Holtz, J. Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. *Proc. IECON*, 2002, Sevilla, Spain, pp. 674–679.

14. Degner, M.W. Flux, position and velocity estimation in AC machines using carrier signal injection. Madison: University of Wisconsin-Madison, 1998.

15. Briz, F., Degner, M.W., Diez, A., Lorenz, R.D. Measuring modeling and decoupling of saturation-induced saliencies in carrier-signal injection-based sensorless AC drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2001, vol. 37, pp. 1356–1364.

16. Stumberger, B., Stumberger, G., Dolinar, D., Hamler, A., Trlep, M. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2003, vol. 39, pp. 1264–1271.

17. Vinogradov, A.B. *Vektornoe upravlenie elektropriwodami peremennogo toka* [Vector Control of AC Electrical Drives]. Ivanovo, 2008. 320 p.