

УДК 621.313.323

DOI 10.18698/0536-1044-2016-6-21-32

Влияние разброса электромагнитных параметров фаз на коммутационные процессы в вентильно-индукторном двигателе

А.Б. Красовский¹, С.А. Кузнецов²

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана, 105005, Москва, Российская Федерация, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1

² ОАО «АХК «ВНИИМЕТМАШ имени А.И. Целикова», 109428, Москва, Российская Федерация, Рязанский пр-т, д. 8А

The Effect of Variation in Electromagnetic Parameters of the Phases on Commutation Processes in Switched Reluctance Motors

A.B. Krasovsky¹, S.A. Kuznetsov²

¹ BMSTU, 105005, Moscow, Russian Federation, 2nd Baumanskaya St., Bldg. 5, Block 1

² All-Russian Design and Research Institute of Metallurgical Machine-Building named after A.I. Tselikov (OAO AHK VNIIMETMASH), 109428, Moscow, Russian Federation, Ryazanskiy Prospekt, Bldg. 8A



e-mail: krasovsky@bmstu.ru



Рассмотрено влияние отклонений электромагнитных параметров фаз от их расчетных значений, возникающих из-за технологических погрешностей изготовления вентильно-индукторного двигателя (ВИД), на коммутационные процессы. Показано, что эти отклонения способны вызвать неконтролируемые изменения формы и амплитуды фазных токов двигателя и спровоцировать дополнительный рост пульсирующей составляющей электромагнитного момента. Предложены простые и удобные для практики критерии оценки тенденций изменения формы фазного тока ВИД на рабочем участке одиночного цикла коммутации фазы двигателя, где создается основная доля его электромагнитного момента. С помощью имитационного моделирования в среде MATLAB-SIMULINK эти результаты обобщены и распространены на ВИД с типовыми параметрами при управлении от датчика положения ротора и на ВИД с наиболее распространенным вариантом бездатчикового управления при косвенном определении положения ротора в момент коммутации.

Ключевые слова: вентильно-индукторный двигатель, разброс электромагнитных параметров фаз, форма и амплитуда фазного тока, учет нелинейных свойств, имитационное моделирование, управление от датчика положения ротора, бездатчиковое управление.



The effect of the deviation of electromagnetic parameters of the phases from their calculated values on commutation processes is considered in this article. The deviation occurs due to technological errors when manufacturing switched reluctance motors (SRM). It is shown that these deviations can cause uncontrollable changes in the shape and amplitude of phase currents in a motor, and trigger a further increase of the pulsating component of electromagnetic torque. Simple and practical criteria are proposed for evaluating the tendencies of change in the shape of SRM phase current at the working section of the motor single switch cycle where the majority of electromagnetic torque is generated. Using simulation in the MATLAB-SIMULINK environment these results are consolidated and extended to a SRM with standard parameters that uses rotor position sensor control, and to

a SRM with a more widely used sensorless control type when the rotor position at the switching moment is determined indirectly.

Keywords: switched reluctance motor, variation of electromagnetic parameters of the phases, shape and amplitude of the phase current, consideration of nonlinear properties, simulation, rotor position sensor control, sensorless control.

Вентильно-индукторные двигатели (ВИД) имеют простую и надежную конструкцию — явно полюсный статор, несущий сосредоточенные фазные обмотки, и явно полюсный пассивный ротор, — благодаря чему их применяют в промышленности, транспортных средствах, быту и т. д. Работа ВИД основана на стремлении полюсов ротора переместиться в согласованное положение с возбужденными полюсами статора [1–4]. Для этого фазные обмотки двигателя коммутируют в определенных положениях ротора по командам его датчика положения (ДП), либо используют различные варианты косвенного определения этих положений.

ВИД обладают широкими регулировочными возможностями. В настоящее время разработаны различные методы формирования их механических и электромеханических характеристик, исключения аномальных режимов, снижения характерных для ВИД пульсаций электромагнитного момента, реализации тормозных режимов работы и т. д. [5–10].

При определении алгоритмов управления ВИД обычно полагают, что параметры всех фаз

двигателя одинаковы. Однако опыт показывает, что иногда из-за технологических погрешностей изготовления (непостоянства воздушного зазора между полюсами статора и ротора в их согласованном положении) электромагнитные параметры фаз ВИД заметно различаются.

Это проявляется, главным образом, в изменении максимального значения магнитной проводимости воздушного зазора между полюсами статора и ротора λ_{\max} , соответствующего их согласованному положению. Отклонения реального значения λ_{\max} от расчетного могут достигать $\pm(10...15)\%$ и более. Это подтверждается результатами экспериментального измерения проводимости λ_{\max} для всех полюсов статора и ротора одного из опытных образцов четырехфазного ВИД (рис. 1) со следующими номинальными параметрами: мощность $P_n = 5$ кВт; частота вращения $n_n = 1500$ об/мин; напряжение питания $U_n = 530$ В; число полюсов на статоре $N_c = 8$; число полюсов на роторе $N_p = 6$.

Для каждого из восьми полюсов статора (обозначены цифрами 1–8 на горизонтальной оси диаграммы) показаны шесть значений λ_{\max} ,

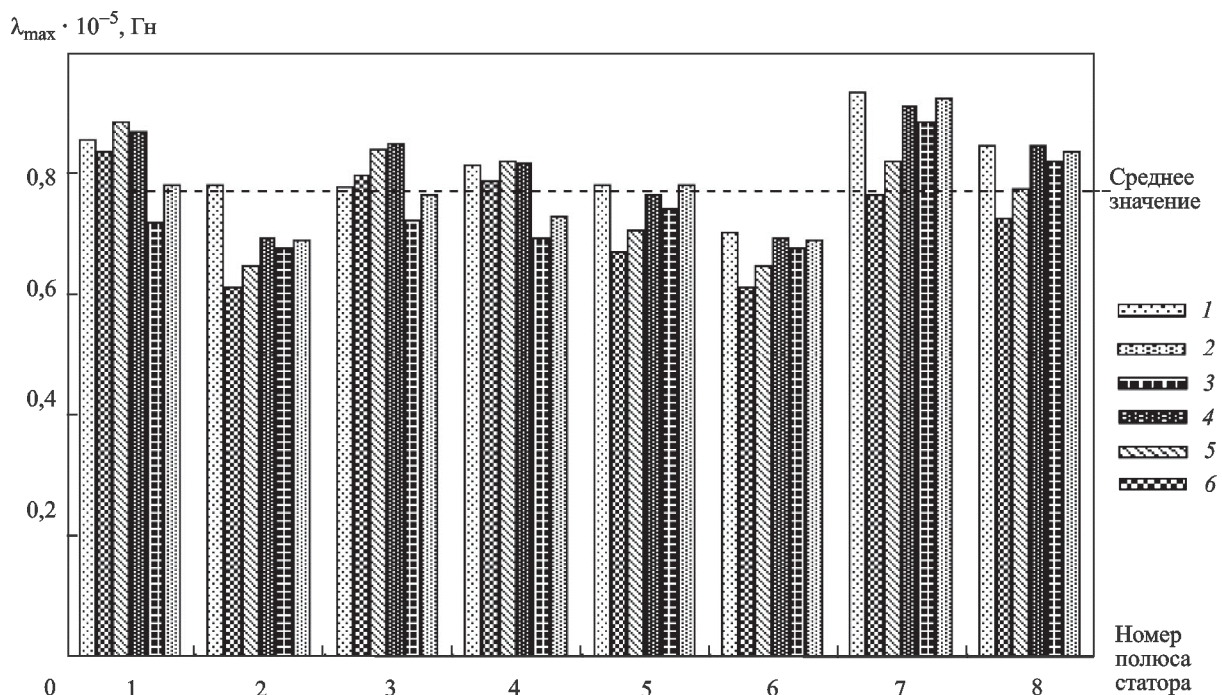


Рис. 1. Изменение проводимости λ_{\max} опытного образца двигателя конфигурации 8/6

соответствующих полюсам ротора (обозначены цифрами 1–6 в легенде диаграммы). Среднее по всем фазам значение $\lambda_{\max \text{ ср}} = 0,78 \cdot 10^{-5}$ Гн. Отклонения значений λ_{\max} от $\lambda_{\max \text{ ср}}$ в отдельных случаях довольно значительны (до 20 %). Это можно объяснить тем, что магнитную систему экспериментального образца ВИД изготавливали по бесштамповой технологии, в результате чего имеют место неравномерности расточки как внешнего диаметра ротора, так и внутреннего диаметра статора.

В типовых структурах управления ВИД обычно в области низких скоростей (ниже номинального значения) используют импульсное токоограничение фазного тока для формирования участка механической характеристики с практически неизменным заданным значением среднего момента [2, 4]. В этом скоростном диапазоне за счет имеющегося запаса по напряжению силового источника питания можно практически полностью компенсировать влияние отклонений электромагнитных параметров фаз на среднее значение фазного тока в зоне частичного перекрытия взаимодействующих полюсов, где создается основная доля развиваемого ими электромагнитного момента. Поэтому дополнительное увеличение пульсирующей составляющей мгновенного момента ВИД, вызванное отклонениями электромагнитных параметров фаз, минимально.

Характерной особенностью ВИД является то, что в значительном диапазоне скоростей из-за возрастающей противоЭДС с ростом скорости (выше номинального значения) прекращает работать токоограничение, и к фазам ВИД поступают импульсы напряжения с постоянной амплитудой $U_{\phi} = \text{const}$ [4]. На механических характеристиках это соответствует участку со снижающимся моментом по мере роста скорости. При этом форма фазного тока I_{ϕ} и развиваемый ВИД момент определяются как напряжением питания и скоростью движения, так и электромагнитными параметрами двигателя, а также угловыми положениями включения и отключения его фазных обмоток.

В этом скоростном диапазоне форма и амплитуда тока I_{ϕ} в разных фазах ВИД вследствие разброса их параметров могут заметно различаться, что будет провоцировать дополнительный рост пульсирующей составляющей электромагнитного момента, а при определенных условиях — снижение среднего выходного момента по отношению к его расчетному значе-

нию. Результатом этого могут стать повышенные шум, вибрации, недопустимые отклонения в реализации заданной траектории движения, а в наиболее неблагоприятной ситуации нарушение работоспособности электропривода, поломка оборудования и т. п. Несмотря на очевидную значимость для практики исследования подобных явлений и получения количественных оценок, судя по доступной технической литературе, им не уделено должного внимания.

В данной работе с учетом существенной нелинейности объекта исследования и использованием упрощенной модели ВИД показаны тенденции изменения формы фазного тока двигателя на различных этапах одиночного цикла коммутации его фазы при отклонениях проводимости λ_{\max} в обе стороны от расчетного значения. Далее с применением имитационного моделирования работы ВИД с типовыми параметрами в среде MATLAB-SIMULINK [11] полученные результаты обобщены и распространены на ВИД при управлении от реального ДП ротора и электропривод с наиболее распространенным вариантом бездатчикового управления (БУ) при косвенном определении положения ротора в момент коммутации.

Характер изменения фазного тока ВИД на различных этапах цикла коммутации фазы.

Фазный ток I_{ϕ} можно определить из анализа магнитной цепи контура замыкания магнитного потока возбужденной фазы двигателя. Обычно ВИД проектируют так, что магнитное сопротивление стальных участков двигателя, кроме зоны перекрытия полюсов, проявляется незначительно и им можно пренебречь. Поэтому ток I_{ϕ} с достаточной для практики точностью определяют через магнитный поток возбужденной фазы Φ , число витков обмотки w и магнитную проводимость воздушного промежутка между взаимодействующими полюсами статора и ротора λ из соотношения

$$I_{\phi} = \frac{\Phi}{w\lambda}. \quad (1)$$

Для наиболее отчетливого выделения характерных зон изменения тока I_{ϕ} в пределах цикла коммутации ВИД используем кусочно-линейную аппроксимацию зависимости магнитной проводимости воздушного промежутка между взаимодействующими полюсами статора и ротора λ от их углового сдвига Θ , как это предложено в работе [6] (рис. 2). Минимальное значе-

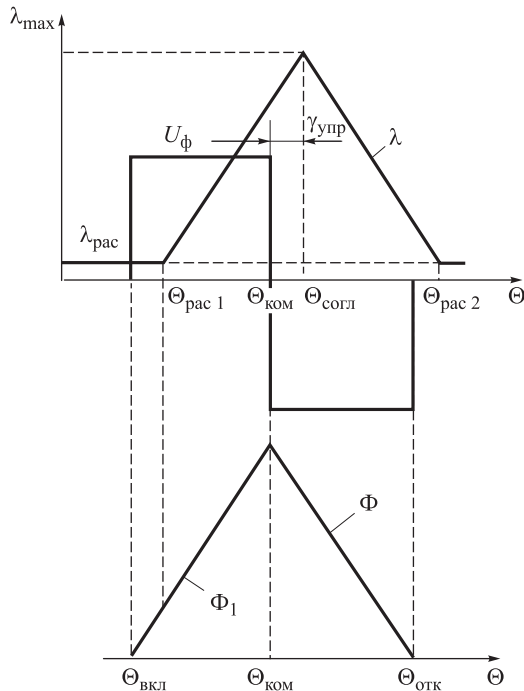


Рис. 2. Упрощенная аппроксимация переменных в цикле коммутации фазы ВИД

ние проводимости $\lambda_{рас}$ соответствует рассогласованному положению полюсов, когда начинается или заканчивается их перекрытие при углах $\Theta_{рас1}$ и $\Theta_{рас2}$ соответственно. Максимальное значение проводимости λ_{max} при угле $\Theta_{согл}$ соответствует согласованному положению полюсов, когда полюс статора расположен напротив полюса ротора. Для упрощения также примем, что ширина полюсов статора и ротора одинакова, поэтому горизонтальный участок зависимости $\lambda(\Theta)$ на уровне λ_{max} , на рис. 2 не показан.

Этап включения фазы. Включение фазы происходит при угле $\Theta_{вкл}$ до начала перекрытия полюсов при проводимости $\lambda_{рас} = const$ подачей на нее положительного прямоугольного импульса напряжения $U_{\phi}(\Theta)$. Интервал перемещения $\gamma_{вкл} = \Theta_{рас1} - \Theta_{вкл}$ определяет этап включения фазы. С учетом принятых допущений и обозначений фазный ток на этом этапе, как следует из соотношения (1), нарастает по линейному закону

$$I_{\phi} = \frac{U(\Theta - \Theta_{вкл})}{w^2 \omega \lambda_{рас}}, \quad (2)$$

где ω — скорость вращения ротора.

Рабочий этап фазы. Этот этап соответствует наиболее эффективному созданию фазой дви-

жущего момента и протекает при частичном перекрытии взаимодействующих полюсов. С началом их перекрытия при угле $\Theta_{рас1}$ происходит одновременное нарастание магнитного потока $\Phi(\Theta)$ и магнитной проводимости $\lambda(\Theta)$, поэтому характер изменения тока I_{ϕ} определяется их начальными значениями на этом этапе и соотношением темпов изменения. Поток в положении начала перекрытия полюсов $\Theta_{рас1}$ при известной скорости ω можно определить как

$$\Phi_1 = \frac{U(\Theta_{рас1} - \Theta_{вкл})}{w\omega},$$

а фазный ток достигает значения

$$I_{\phi 1} = \frac{U(\Theta_{рас1} - \Theta_{вкл})}{w^2 \omega \lambda_{рас}}. \quad (3)$$

На угловом интервале $\Theta_{рас1} < \Theta < \Theta_{согл}$ в соответствии с рис. 2 проводимость $\lambda(\Theta)$ изменяется также линейно:

$$\lambda = \lambda_{рас} + \frac{\lambda_{max} - \lambda_{рас}}{\Theta_{согл} - \Theta_{рас1}} (\Theta - \Theta_{рас1}). \quad (4)$$

Подставив соотношения (3) и (4) в формулу (1), получим выражение для тока I_{ϕ} на этом интервале перемещения, из которого можно установить в общем виде связь между параметрами двигателя, условиями коммутации и характером изменения тока I_{ϕ} , т. е. его формой, как это сделано, например, в работе [5]. Ввиду громоздкости и избыточности в контексте рассматриваемой задачи это выражение и его анализ не приведены.

Ограничившись выявлением лишь тенденций изменения тока I_{ϕ} , используем известный прием нахождения горизонтальной асимптоты функции $I_{\phi}(\Theta)$, которая с физической точки зрения определяет установившееся значение фазного тока $I_{\phi,уст}$ на этом угловом интервале:

$$I_{\phi,уст} = \lim_{\Theta \rightarrow \infty} \frac{\Phi(\Theta)}{w\lambda(\Theta)} = \frac{U(\Theta_{согл} - \Theta_{рас1})}{w^2 \omega (\lambda_{согл} - \lambda_{рас})}. \quad (5)$$

Отсюда можно заключить, что если параметры двигателя и условия его коммутации таковы, что в начале перекрытия полюсов выполняется условие $I_{\phi 1} = I_{\phi,уст}$, то далее на этом интервале фазный ток остается неизменным вплоть до начала отключения фазы. Соответственно, при $I_{\phi 1} < I_{\phi,уст}$, фазный ток нарастает, а при $I_{\phi 1} > I_{\phi,уст}$ — снижается, стремясь к $I_{\phi,уст}$.

Для максимального использования возможностей магнитной системы двигателя в созда-

нии движущего момента его параметры обычно выбирают так, что с началом перекрытия полюсов возникает локальное насыщение их зон, прилегающих к воздушному зазору. При этом магнитная система ВИД становится существенно-нелинейной. Для определения характера изменения фазного тока $I_\phi(\Theta)$ ВИД при локальном насыщении необходимо учитывать нелинейную зависимость магнитной проводимости λ как от взаимного положения взаимодействующих полюсов Θ , так и от тока I_ϕ . Наиболее просто это можно сделать представлением кривых намагничивания ВИД также в виде кусочно-линейных аппроксимирующих зависимостей магнитного потока Φ от магнитодвижущей силы ($I_\phi w$) при различных положениях полюсов статора и ротора, как это предложено в работе [6]. Изменение наклона ненасыщенных участков пропорционально площади перекрытия полюсов, наклон насыщенных участков совпадает с $\lambda_{рас}$, а насыщение наступает при одном и том же значении магнитодвижущей силы $I_\phi w = I_{нас} w$. С учетом этих допущений фазный ток

$$I_\phi(\Theta) = I_{нас} + \frac{\Phi(\Theta) - I_{нас} w \lambda(\Theta)}{w \lambda_{рас}}. \quad (6)$$

На базе такого подхода в работе [6] сформулирован простой алгоритм управления фазным током путем изменения углового интервала включения фазы $(\Theta_{рас1} - \Theta_{вкл})$ при неизменной для данной скорости ω амплитуде прикладываемого к ней импульса напряжения $U_{нас}$, определяемой из выражения (5) при $I_{\phi,уст} = I_{нас}$:

$$U_{нас} = I_{нас} w^2 \omega \frac{\lambda_{max} - \lambda_{рас}}{\Theta - \Theta_{вкл}}.$$

Соответственно, при $U_\phi < U_{нас}$ ток I_ϕ спадает, а при $U_\phi > U_{нас}$ — нарастает. Следует отметить две важные особенности расчета фазного тока при этих допущениях. Во-первых, при расчете $I_\phi(\Theta)$ на этапе включения фазы используют переключение алгоритмов расчета тока: при $I_\phi < I_{нас}$ его определяют по выражению (2); при $I_\phi > I_{нас}$ — по соотношению (6). Во-вторых, в формуле (6) ток I_ϕ выражен через проводимость $\lambda(\Theta)$, соответствующую линейному режиму работы ВИД.

Следует отметить, что при значительных упреждениях включения фазы ток I_ϕ достигает значения $I_{нас}$ намного раньше начала перекрытия полюсов в положении $\Theta_{рас1}$, с которого начинает заметно проявляться локальное

насыщение. В данном же алгоритме расчета I_ϕ именно факт нарастания фазного тока до значения $I_{нас}$ является условием изменения алгоритма расчета $I_\phi(\Theta)$. Таким образом, принудительное переключение расчетных соотношений с выражения (2) на соотношение (6) при достижении током I_ϕ значения $I_{нас}$ дает заниженные расчетные его значения, что приводит к существенному отклонению его расчетной формы от реальной.

На рис. 3 показана в относительных единицах кривая фазного тока I_ϕ^* , рассчитанная на уточненной модели ВИД (сплошная линия) с учетом реальных нелинейных магнитных характеристик двигателя, заданных таблично. Там же представлена кривая тока I_ϕ^* , полученная при тех же условиях на упрощенной модели ВИД (пунктирная линия) в соответствии с рекомендациями, приведенными в работе [6]. Примем условно, что эта кривая определяет желаемый или заданный закон изменения I_ϕ^* в зоне частичного перекрытия полюсов. На рис. 3 также показаны в относительных единицах кривые фазного напряжения U_ϕ^* и магнитной проводимости λ^* . При переходе к относительным величинам, помеченным звездочкой в верхнем индексе, за базовый ток $I_{баз}$ принято его значение $I_{нас}$, соответствующее началу локального насыщения полюсов. Угловую координату Θ измеряют в долях интервала перекрытия полюсов $\Theta^* = \Theta / (\Theta_{согл} - \Theta_{рас1})$. Из рис. 3 следует, что фазный ток I_ϕ^* не только существенно отклоняется от заданных значений, но и в зоне перекрытия полюсов не остается постоянным.

Один из наиболее очевидных подходов к устранению отмеченного расхождения в оценке тенденций изменения фазного тока предпола-

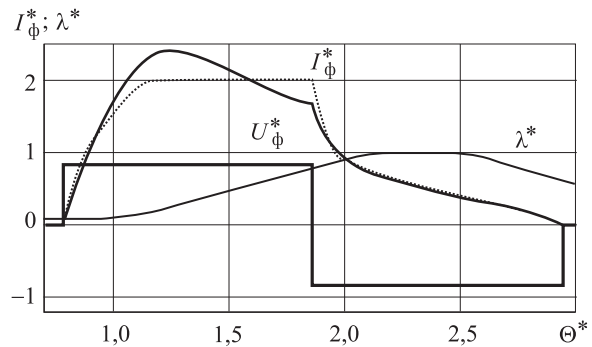


Рис. 3. Зависимости фазного тока I_ϕ^* , полученные на упрощенной (.....) и уточненной (—) моделях ВИД, фазного напряжения U_ϕ^* и магнитной проводимости λ^* от угла Θ^* при одинаковых условиях коммутации

гает получение скорректированных расчетных выражений для него с использованием более точной нелинейной аппроксимации реальных нелинейных магнитных характеристик ВИД. Однако это неизбежно приведет к усложнению этих соотношений и, как следствие, к снижению их наглядности и удобства использования.

Предлагаемый альтернативный подход к оценке формы фазного тока ВИД основан на использовании исходной упрощенной аппроксимации его магнитных характеристик, но при надлежащей коррекции управляющих воздействий в цикле коммутации фазы. Дополнительные эксперименты на модели показали, что для приближения расчетной формы фазного тока к реальной необходимо соответствующим образом изменять как амплитуду фазного напряжения, так и интервал включения фазы.

На рис. 4 приведены зависимости фазного напряжения в относительных единицах $U_{\phi}^* = U_{\phi} / U_{\text{баз}}$ ($U_{\text{баз}} = U_{\text{нас}} = I_{\text{нас}} \omega^2 \omega (\lambda_{\text{max}} - \lambda_{\text{рас}}) / (\Theta - \Theta_{\text{вкл}})$) от тока $I_{\phi, \text{уст}}^* = I_{\phi, \text{уст}} / I_{\text{нас}}$, первая из

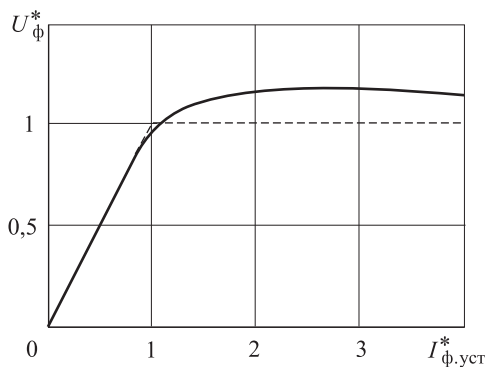


Рис. 4. Зависимость фазного напряжения U_{ϕ}^* от установившегося значения тока $I_{\phi, \text{уст}}^*$:
 - - - - упрощенная модель ВИД;
 — — — — уточненная модель ВИД

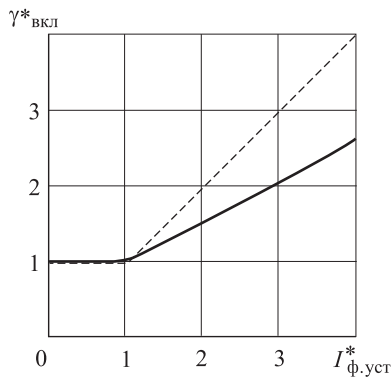


Рис. 5. Зависимость $\gamma_{\text{вкл}}^*$ от амплитуды фазного тока $I_{\phi, \text{уст}}^*$ в зоне перекрытия полюсов двигателя:
 - - - - упрощенная модель ВИД;
 — — — — уточненная модель ВИД

них (сплошная линия) построена с использованием экспериментальных магнитных характеристик ВИД с типовыми параметрами, а вторая (штриховая линия) — при ее упрощенной кусочно-линейной аппроксимации. Из рис. 4 следует, что в режиме без насыщения обе характеристики совпадают, а при локальном насыщении первая зависимость $U_{\phi}^*(\Theta)$ становится нелинейной.

Аналогичные зависимости для углового интервала включения фазы $\gamma_{\text{вкл}}^*(I_{\phi, \text{уст}}^*)$ показаны на рис. 5. Как видно, при $I_{\phi, \text{уст}}^* < 1$ обе характеристики совпадают, а в области локального насыщения при $I_{\phi, \text{уст}}^* > 1$ уточненная зависимость (сплошная линия) лежит выше характеристики, определенной в работе [6] по упрощенным зависимостям (штриховая линия).

Используя зависимости, приведенные на рис. 4 и 5, можно скорректировать законы изменения управляющих воздействий в цикле коммутации фазы ВИД для обеспечения постоянства фазного тока в зоне частичного перекрытия полюсов. Это иллюстрирует рис. 6, где штриховыми линиями показаны кривая фазного тока I_{ϕ}^* и соответствующая ей кривая напряжения U_{ϕ}^* для обеспечения неизменного значения $I_{\phi}^* = 2$ в зоне частичного перекрытия полюсов, рассчитанные на упрощенной модели ВИД с применением кусочно-линейной аппроксимации магнитных характеристик. Там же для сравнения сплошными линиями показаны аналогичные кривые тока I_{ϕ}^* и напряжения U_{ϕ}^* , рассчитанные на уточненной модели ВИД с использованием его реальных нелинейных таблично заданных магнитных характеристик. Кроме того, на рис. 6 представлена кривая магнитной проводимости λ^* .

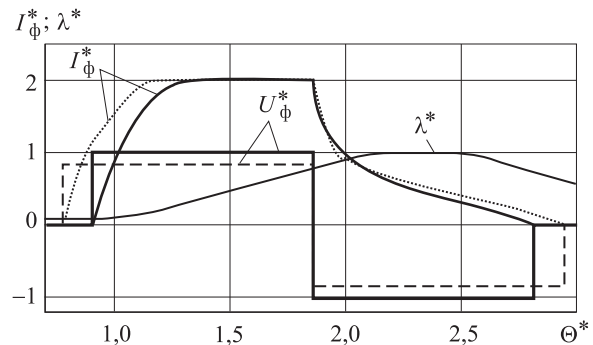


Рис. 6. Зависимости фазного тока I_{ϕ}^* , полученные на упрощенной (---) и уточненной (—) моделях ВИД, фазного напряжения U_{ϕ}^* и магнитной проводимости λ^* от угла Θ^* при скорректированных условиях коммутации

Из рис. 6 следует, что при надлежащей коррекции положения включения фазы и амплитуды прикладываемого к ней напряжения в зоне частичного перекрытия полюсов в обоих случаях достигается одно и то же неизменное значение тока $I_{\phi}^* = 2$. Исследования показали, что при аналогичной коррекции управляющих воздействий для ВИД с любой конфигурацией магнитной системы отклонения фазного тока от заданных значений не превышают 5...10 %.

Анализ результатов исследований позволяет сформулировать следующие скорректированные условия для определения характера изменения фазного тока в режиме локального насыщения ВИД: при $U_{\phi} < U_{\text{нас}} U_{\phi}^*(I_{\phi, \text{уст}}^*)$ фазный ток спадает, а при $U_{\phi} > U_{\text{нас}} U_{\phi}^*(I_{\phi, \text{уст}}^*)$ — нарастает.

Этап отключения фазы. Этот этап начинается обычно с упреждением на угловой интервал $\gamma_{\text{упр}}$ относительно согласованного положения полюсов $\Theta_{\text{согл}}$ при изменении полярности прикладываемого напряжения U_{ϕ} в угловом положении коммутации $\Theta_{\text{ком}}$ и в соответствии с рис. 2 частично протекает при положительной производной $d\lambda(\Theta)/d\Theta$, а частично — при отрицательной. При правильной организации этого этапа, например, в соответствии с рекомендациями, приведенными в работе [12], ток на протяжении всего этапа отключения непрерывно спадает до нуля, а изменение в некоторых пределах λ_{max} на его характер принципиального влияния не оказывает.

Влияние разброса в значениях λ_{max} на форму фазного тока при управлении ВИД от ДП. Наиболее широко в системах управления ВИД

используют оптические ДП на основе пары светодиода — фотодиода с соответствующей системой преобразования сигналов. Положения включения и отключения фаз в этом варианте управления ВИД однозначно задаются сигналами ДП и не зависят от электромагнитных параметров фаз, а возможные ошибки в определении этих положений обнуляются с каждым последующим циклом коммутации. Поэтому при таком управлении каждый цикл коммутации ВИД происходит независимо от других.

Анализ результатов экспериментальных исследований на имитационной модели показал, что к заметному изменению амплитуды I_{ϕ}^* приводит лишь уменьшение λ_{max} относительно расчетного значения [8]. Причем это имеет место, если в зоне перекрытия полюсов до момента начала отключения фазы ток I_{ϕ}^* близок к постоянному значению или нарастает. Различные варианты влияния отклонений λ_{max} относительно расчетного значения на форму фазного тока в одиночном цикле коммутации фазы для ВИД с конфигурацией полюсов 8/6 при $K_{\lambda} = \lambda_{\text{max}}/\lambda_{\text{рас}} = 7$ показаны на рис. 7.

Из рис. 7, а следует, что если в зоне частичного перекрытия полюсов при отсутствии отклонений λ_{max} ток I_{ϕ}^* постоянен (кривая 2), то уменьшение λ_{max} на 10 % приводит к достаточно заметному росту тока в этой зоне, увеличивая его амплитуду примерно на 45 % (кривая 1). При этом такое же увеличение λ_{max} не приводит к изменению амплитуды тока, незначительно изменяя лишь его форму в этой зоне (кривая 3).

Если же режим работы ВИД и алгоритм его коммутации таковы, что без отклонений в значениях λ_{max} в зоне частичного перекрытия по-

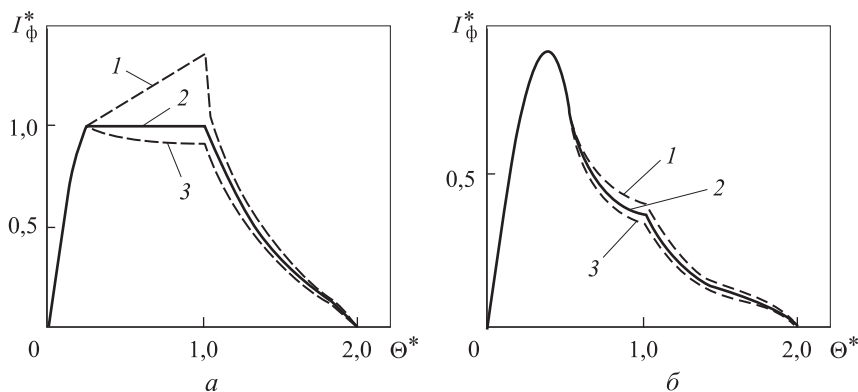


Рис. 7. Влияние изменения λ_{max}^* на форму фазного тока I_{ϕ}^* ВИД в одиночном цикле коммутации при различной скорости:
а — $\omega^* = 1$; б — $\omega^* = 4$

люсов ток I_{ϕ}^* спадает, то уменьшение λ_{\max}^* влияет на амплитуду тока I_{ϕ}^* в значительно меньшей степени, чем в предыдущем случае, и при некоторых параметрах коммутации амплитуда I_{ϕ}^* остается неизменной. Изменяется незначительно лишь форма тока I_{ϕ}^* в зоне частичного перекрытия полюсов. Это видно из рис. 7, б, который показывает изменения формы I_{ϕ}^* при увеличении в 3 раза длительности интервала включения фазы ($\gamma_{\text{вкл}}^* = 3$, т. е. режим опережающей коммутации фаз) и в 4 раза скорости ($\omega^* = 4$) по отношению к условиям на рис. 7, а. Обозначения кривых на рис. 7, б соответствуют обозначениям рис. 7, а. Относительное значение скорости $\omega^* = \omega/\omega_{\text{баз}}$ определено по отношению к ее базовому значению $\omega_{\text{баз}}$ на границе насыщения магнитной системы ВИД.

Как известно, алгоритмы запаздывающей коммутации фаз ВИД с заданием нарастающего тока I_{ϕ}^* в зоне частичного перекрытия полюсов ведут к дополнительному возрастанию пульсаций момента и снижению энергетических показателей ВИД. Такой вариант управления используют относительно редко и поэтому в данной работе его не рассматриваем.

Влияние разброса в значениях λ_{\max} на форму фазного тока при БУ двигателем. Наличие реального ДП в структуре электропривода снижает его надежность, поэтому при управлении ВИД широко используют различные варианты косвенного определения положений коммутации фаз в момент коммутации [4, 13–16]. Известно достаточно много различных вариантов БУ коммутационными процессами в ВИД. Следует отметить, что общепринятый термин «бездатчиковое управление» (sensorless control) означает не полное отсутствие датчиков в си-

стеме, а лишь исключение из ее состава ДП ротора.

В основном известные способы БУ основаны на измерениях параметров различных сигналов в возбужденной или невозбужденной фазе ВИД. В одном из наиболее распространенных способов БУ ВИД [15], который рассматривается далее, положение коммутации фаз $\Theta_{\text{ком}}$ определяют по результату сравнения рассчитанного по реальным значениям фазного тока $I_{\phi}(t)$ напряжения $U_{\phi}(t)$ и падения напряжения на активном сопротивлении фазы R_{ϕ} текущего значения потокосцепления фазы

$$\Psi_{\text{расч}} = \int [U_{\phi}(t) - I_{\phi}(t)R_{\phi}] dt$$

с его значением в момент коммутации фазы $\Psi_{\text{ком}}(I_{\phi})$ (рис. 8).

Рекомендации по выбору необходимых параметров этого алгоритма БУ приведены в работе [15]. При рассматриваемом БУ коммутационными процессами в двигателе положение включения последующей его фазы зависит от процессов в предыдущей фазе. Поэтому возможна как более поздняя, так и более ранняя коммутация фаз, что требует комплексного рассмотрения соответствующих процессов в последовательно коммутируемых фазах ВИД.

Появление ошибки в определении положения коммутации фаз при отклонениях λ_{\max} связано с зависимостью $\Psi_{\text{расч}}$ и $\Psi_{\text{ком}}$ от фазного тока I_{ϕ} , характер изменения которого зависит от магнитной проводимости между взаимодействующими полюсами в цикле коммутации фазы ВИД. Для подтверждения этого рассмотрим результаты моделирования характерного режима работы ВИД с типовыми параметрами.

На рис. 9, а сплошными линиями показаны кривые $\Psi_{\text{расч}}^*(\Theta^*)$ и $\Psi_{\text{ком}}^*(\Theta^*)$ для ВИД с типовыми параметрами при $\omega^* = 1$ и отсутствии отклонения λ_{\max}^* от расчетного значения. Этот режим работы ВИД принят за исходный, в нем положение $\Theta_{\text{ком}}^*$ определятся без ошибки, а параметры коммутации выбраны так, что при $\omega^* = 1$ фазный ток I_{ϕ}^* имеет форму, показанную на рис. 9, б и в сплошной линией. На этих же рисунках тонкой сплошной линией обозначена кривая $\lambda^*(\Theta^*)$.

Кривая фазного тока, рассчитанная при меньшем на 10 % значении λ_{\max}^* , показана на рис. 9, б штриховой линией. Искажение формы фазного тока относительно исходной ведет к соответствующему изменению формы кривой $\Psi_{\text{ком1}}^*(\Theta^*)$ относительно исходной кривой

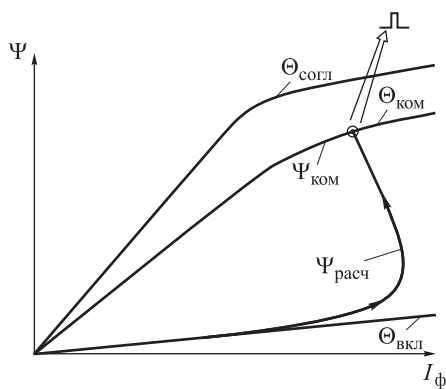


Рис. 8. Определение положения коммутации фаз двигателя при БУ

$\Psi_{\text{ком}}^*(\Theta^*)$, как показано на рис. 9, а штриховой линией. Указанные изменения форм кривых $I_{\text{ф}}^*$ и $\Psi_{\text{ком}}^*(\Theta^*)$ приводят к тому, что равенство между $\Psi_{\text{ком}1}^*(\Theta^*)$ и $\Psi_{\text{расч}}^*(\Theta^*)$ наступает позже, в результате чего положение коммутации фаз смещается относительно исходного положения $\Theta_{\text{ком}}^*$ в сторону отставания на угловой интервал $\Delta\gamma_{\text{зап}}^*$.

Кривая $\lambda^*(\Theta^*)$ при превышении на 10 % значения λ_{max}^* относительно исходного значения показана на рис. 9, в штриховой линией. Увеличение λ_{max}^* приводит к изменению формы кривой фазного тока $I_{\text{ф}}^*$, как показано на рис. 9, в штриховой линией. В результате соответствующим образом изменяется форма кривой $\Psi_{\text{ком}2}^*(\Theta^*)$ относительно кривой $\Psi_{\text{ком}}^*(\Theta^*)$, как показано на рис. 9, а, и положение коммутации фазы смещается относительно исходного $\Theta_{\text{ком}}^*$ в сторону опережения на угловой интервал $\Delta\gamma_{\text{упр}}^*$. Смещение положения $\Theta_{\text{ком}}^*$ на $\Delta\gamma_{\text{зап}}^*$ или $\Delta\gamma_{\text{упр}}^*$ изменяет не только положение начала отключения рассматриваемой фазы ВИД, но и положение включения последующей за ней фазы. Таким образом, искажение формы фазного тока при БУ может быть вызвано как отклонением значения магнитной проводимости λ_{max}^* работающей на данном временном интервале фазы, так и отклонением значения λ_{max}^* предшествующей ей фазы.

Это подтверждает сравнение характера изменения фазного тока ВИД при последовательной коммутации фаз от ДП ротора и при БУ. В качестве исходного для сравнения выбран режим коммутации четырехфазного ВИД с типовыми параметрами, в котором при одинаковых электромагнитных параметрах всех фаз обеспечивается одинаковая форма фазных токов $I_{\text{ф}1}^*, I_{\text{ф}2}^*, I_{\text{ф}3}^*, I_{\text{ф}4}^*$ (см. рис. 10, а) как при управлении от ДП ротора, так и при БУ. На рис. 10, а также условно показан выходной сигнал условного ДП ротора $U_{\text{ДП}}^*$, изменение выходного сигнала которого задает положения коммутации фаз ВИД.

На рис. 10, б показаны кривые фазного тока $I_{\text{ф}1}^*, I_{\text{ф}2}^*, I_{\text{ф}3}^*, I_{\text{ф}4}^*$ и сигнал $U_{\text{ДП}}^*$ при последовательной коммутации фаз того же ВИД от ДП для случая, когда проводимость λ_{max}^* первой и третьей фаз на 10 % превышает расчетное значение, а второй и четвертой фаз — на 10 % меньше расчетного значения. На рис. 10, в показаны аналогичные кривые $I_{\text{ф}1}^*, I_{\text{ф}2}^*, I_{\text{ф}3}^*, I_{\text{ф}4}^*$ и $U_{\text{ДП}}^*$ при тех же условиях, но при БУ. Как видно из рис. 10, б, при управлении от ДП ро-

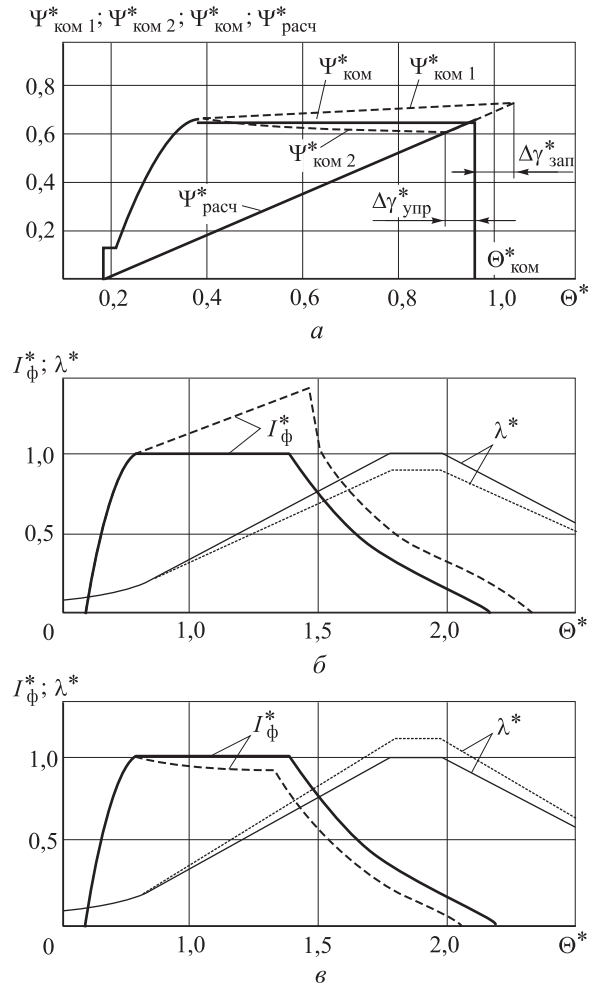


Рис. 9. Смещение положения коммутации фазы (а) и изменение формы фазного тока $I_{\text{ф}}^*$ и магнитной проводимости λ^* при $\omega^* = 1$ и отклонении λ_{max}^* от расчетных значений в сторону уменьшения (б) и увеличения (в)

тора изменение формы кривых фазного тока вызвано только соответствующими изменениями магнитной проводимости фаз и полностью согласуется с кривыми фазного тока, представленными на рис. 7, а. При этом максимальное отклонение амплитуды фазного тока в сторону увеличения относительно расчетного значения имеет место во второй и четвертой фазах и составляет около 40...45 %.

Из рис. 10, в следует, что при БУ положения включения первой и третьей фаз смещаются в сторону отставания относительно исходных, а положения включения второй и четвертой фаз — в сторону опережения. Это приводит к дополнительному искажению формы токов всех фаз, в результате чего амплитуды токов второй и четвертой фаз возрастают по отношению к расчетному значению более чем в 1,8 раз,

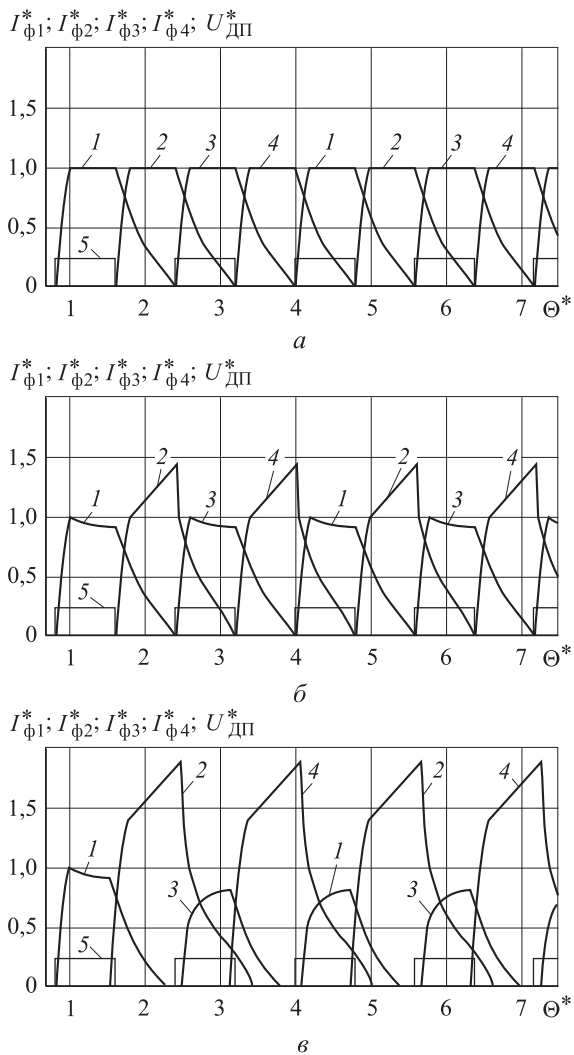


Рис. 10. Зависимости фазных токов ВИД и выходного сигнала условного ДП ротора от угла Θ^* при коммутации фаз ВИД ($\omega^* = 1$) при одинаковых параметрах фаз (а), разбросе параметров фаз и управлении от ДП ротора (б) и разбросе параметров фаз и БУ (в):

1 — $I_{\Phi 1}^*$; 2 — $I_{\Phi 2}^*$; 3 — $I_{\Phi 3}^*$; 4 — $I_{\Phi 4}^*$; 5 — $U_{ДП}^*$

а амплитуды первой и третьей фаз снижаются примерно на 20 %. При этом размах пульсаций амплитуды фазных токов составляет около 100 %.

Поскольку при $\omega^* > 1$ в зоне частичного перекрытия полюсов I_{Φ}^* спадает, отклонение значений λ_{\max}^* от расчетных значений и при БУ сказывается на амплитуде тока I_{Φ}^* в значительной меньшей степени, чем при $\omega^* = 1$, а при не-

которых параметрах коммутации эти отклонения можно не учитывать.

Выводы

1. Вследствие технологических погрешностей изготовления (непостоянства воздушного зазора между полюсами статора и ротора в их согласованном положении) электромагнитные параметры фаз ВИД могут заметно различаться (до 20 %), что при определенных условиях ведет к неконтролируемому изменению формы и амплитуды фазных токов двигателя и провоцирует дополнительный рост пульсирующей составляющей электромагнитного момента.

2. Известные оценки характера изменения фазного тока двигателя в зоне частичного перекрытия полюсов, полученные на основе упрощенной кусочно-линейной аппроксимации магнитных характеристик ВИД, при локальном насыщении полюсов обладают существенной погрешностью и требуют корректировки.

3. Форма кривой фазного тока ВИД с неизменным его значением в зоне частичного перекрытия полюсов может быть использована в качестве исходной для оценки тенденций изменения фазного тока при отклонениях электромагнитных параметров ВИД от расчетных значений. Неизменное значение фазного тока в этой зоне при локальном насыщении полюсов обеспечивается при корректировке интервала упреждения включения фазы в сторону уменьшения, а амплитуды фазного напряжения, наоборот, в сторону увеличения по отношению к их значениям, определяемым по упрощенным соотношениям на основе кусочно-линейной аппроксимации магнитных характеристик.

4. При коммутации ВИД по сигналам от датчика положения ротора и при БУ наиболее существенно на амплитуде фазного тока сказывается уменьшение λ_{\max}^* по отношению к расчетному значению при скорости $\omega^* < 1$. При наиболее распространенном варианте БУ положения коммутации каждой фазы зависят от процессов в предыдущей фазе, поэтому отклонения амплитуды фазного тока могут быть более чем в 2 раза больше, чем при управлении от ДП ротора при прочих равных условиях.

Литература

- [1] Miller T.J.E. *Electronic control of switched reluctance machines*. Oxford, Newnes, 2001. 272 p.
- [2] Krishnan R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, design and applications*. CRC Press LLC, 2001. 432 p.

- [3] Jin-Woo Ahn Torque Control Strategy for High Performance SR Drive. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2008, vol. 3, no. 4, pp. 538–545.
- [4] Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода. *Электричество*, 1997, № 8, с. 35–44.
- [5] Jianzhong Sun, Fengxian Bai, Wei Lou, Feiran Sun. Direct Instantaneous Torque Control Combined with Torque Sharing Function Strategy for Switched Reluctance Drive. *Third International Conference on Intelligent Control and Information Processing July 15–17, 2012, China, Dalian*, pp. 386–389.
- [6] Бычков М.Г. Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления. *Вестник МЭИ*, 1998, № 3, с. 73–81.
- [7] Красовский А.Б. Анализ условий формирования постоянства выходной мощности в вентильно-индукторном электроприводе. *Электричество*, 2002, № 2, с. 36–46.
- [8] Красовский А.Б. Аномальные режимы в вентильно-индукторном электроприводе при датчиковом варианте управления. *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение*, 2003, № 2, с. 85–103.
- [9] Mikail R., Husain I., Islam M.S., Sozer Y., Sebastian T. Four-Quadrant Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Machine Through Current Profiling With Mitigation of Rotor Eccentricity Problem and Sensor Errors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2097–2104.
- [10] Lopes Oliveira E.S., Aguiar M.L., Nunes Da Silva I. Strategy to control the terminal voltage of a SRG based on the excitation voltage. *IEEE Latin America Transactions*, 2015, vol. 13, no. 4, pp. 975–981.
- [11] Красовский А.Б. *Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода*. Дис. ... д-ра техн. наук. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. 321 с.
- [12] Красовский А.Б. Анализ процесса отключения фазной обмотки вентильно-индукторного двигателя при локальном насыщении зубцовой зоны. *Электричество*, 2001, № 5, с. 41–48.
- [13] Hossain S.A., Husain I., Klode H., Lequesne B., Omekanda A.M., Gopalakrishnan S. Four-quadrant and zero-speed sensorless control of a switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no. 5, pp. 1343–1349.
- [14] Kjaer P.C., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L. A New Indirect Rotor Position Detection Method for Switched Reluctance Drives. *ICEM'94*, vol. 2, Paris, 1994, pp. 555–560.
- [15] Бычков М.Г. *Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода*. Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Москва, 1999. 38 с.
- [16] Jakobsen U., Lu K., Rasmussen P.O., Lee D.-H. Sensorless Control of Low-Cost Single-Phase Hybrid Switched Reluctance Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2381–2387.

References

- [1] Miller T.J.E. *Electronic control of switched reluctance machines*. Oxford, Newnes, 2001. 272 p.
- [2] Krishnan R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, design and applications*. CRC Press LLC, 2001. 432 p.
- [3] Jin-Woo Ahn. Torque Control Strategy for High Performance SR Drive. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2008, vol. 3, no. 4, pp. 538–545.
- [4] Bychkov M.G. Elementy teorii ventil'no-induktornogo elektroprivoda [Elements of the switched reluctance drive theory]. *Elektrichestvo* [Electrical Technology Russia]. 1997, no. 8, pp. 35–44.
- [5] Jianzhong Sun, Fengxian Bai, Wei Lou, Feiran Sun. Direct Instantaneous Torque Control Combined with Torque Sharing Function Strategy for Switched Reluctance Drive. *Third International Conference on Intelligent Control and Information Processing July 15–17, 2012, China, Dalian*, pp. 386–389.
- [6] Bychkov M.G. Optimizatsiia rezhimov ventil'no-induktornogo elektroprivoda sredstvami upravleniia [Optimization of modes of valve-inductor electric controls]. *Vestnik MEI* [MPEI Vestnik]. 1998, no. 3, pp. 73–81.

- [7] Krasovskii A.B. Analiz uslovii formirovaniia postoianstva vykhodnoi moshchnosti v ventil'no-induktornom elektroprivode [An Analysis of Conditions for Forming a Constant Output Power in a Rectifier-Inductor Electric Drive]. *Elektrichestvo* [Electrical Technology Russia]. 2002, no. 2, pp. 36–46.
- [8] Krasovskii A.B. Anomal'nye rezhimy v ventil'no-induktornom elektroprivode pri datchikovom variante upravleniia [Abnormal modes of Rectifier-and-Inductor Electric Motor Drive in Sensor Control]. *Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Mashinostroenie* [Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Mechanical Engineering]. 2003, no. 2, pp. 85–103.
- [9] Mikail R., Husain I., Islam M.S., Sozer Y., Sebastian T. Four-Quadrant Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Machine Through Current Profiling With Mitigation of Rotor Eccentricity Problem and Sensor Errors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2097–2104.
- [10] Lopes Oliveira E.S., Aguiar M.L., Nunes Da Silva I. Strategy to control the terminal voltage of a SRG based on the excitation voltage. *IEEE Latin America Transactions*, 2015, vol. 13, no. 4, pp. 975–981.
- [11] Krasovskii A.B. *Imitatsionnye modeli v teorii i praktike ven-til'no-induktornogo elektroprivoda*. Diss. dokt. tekhn. nauk [Simulation models in the theory and practice of valve-inductor electric. Dr. tech. sci. diss.]. Moscow, 2004. 321 p.
- [12] Krasovskii A. B. Analiz protsessa otkliucheniia faznoi obmotki ventil'no-induktornogo dvigatel'ia pri lokal'nom nasyshchenii zubtsovoi zony [An analysis of the process of disconnecting the phase winding of an inductor motor having local saturation of the tooth zone]. *Elektrichestvo* [Electrical Technology Russia]. 2001, no. 5, pp. 41–48.
- [13] Hossain S.A., Husain I., Klode H., Lequesne B., Omekanda A.M., Gopalakrishnan S. Four-quadrant and zero-speed sensorless control of a switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no. 5, pp. 1343–1349.
- [14] Kjaer P.C., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L. A New Indirect Rotor Position Detection Method for Switched Reluctance Drives. *ICEM'94*, vol. 2, Paris, 1994, pp. 555–560.
- [15] Bychkov M.G. *Osnovy teorii, upravlenie i proektirovanie ventil'no-induktornogo elektroprivoda*. Diss. dokt. tekhn. nauk. [Basic theory, management and design of valve-inductor electric. Dr. tech. sci. diss.]. Moscow, 1999. 38 p.
- [16] Jakobsen U., Lu K., Rasmussen P.O., Lee D.-H. Sensorless Control of Low-Cost Single-Phase Hybrid Switched Reluctance Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2381–2387.

Статья поступила в редакцию 25.03.2016

Информация об авторах

КРАСОВСКИЙ Александр Борисович (Москва) — доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой «Электротехника и промышленная электроника». МГТУ им. Н.Э. Баумана (105005, Москва, Российская Федерация, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, e-mail: krasovsky@bmstu.ru).

КУЗНЕЦОВ Сергей Александрович (Москва) — кандидат технических наук, старший научный сотрудник. ОАО «АХК «ВНИИМЕТМАШ имени А.И. Целикова» (109428, Москва, Российская Федерация, Рязанский пр-т, д. 8А, e-mail: kuznetsovsergey@inbox.ru).

Information about the authors

KRASOVSKY Aleksandr Borisovich (Moscow) — Doctor of Science (Eng.), Professor, Head of Department, Electrical Engineering and Industrial Electronics. Bauman Moscow State Technical University (105005, Moscow, Russian Federation, 2nd Baumanskaya St., Bldg. 5, Block 1, e-mail: krasovsky@bmstu.ru).

KUZNETSOV Sergey Aleksandrovich (Moscow) — Candidate of Science (Eng.), Senior Researcher. All-Russian Design and Research Institute of Metallurgical Machine-Building named after A.I. Tselikov (OAO AHK VNIIMETMASH) (109428, Moscow, Russian Federation, Ryazanskiy Prospekt, Bldg. 8A).