

CONTROL OF A REACTIVE ELECTRIC MOTOR WHEN FEEDING THE WINDINGS WITH A SINUSOIDAL CURRENT

V. F. Samoseiko, E. V. Shiryaev

Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping,
St. Petersburg, Russian Federation

Vector control of the electromagnetic moment of a reactive machine is considered. The control task is to eliminate pulsations of the electromagnetic moment. It can be shown that to achieve this goal, sinusoidal currents must flow through the windings, whose inductance must pulse according to the sinusoidal law. It is shown that when sinusoidal currents flow through the phase windings, the voltage of the main and third harmonics occurs on them. At the same time, in a three-phase machine whose phase windings are connected to a star, the third harmonic disappears as part of the line voltage. In this case, a standard frequency converter can be used to synthesize the voltages applied to the stator windings using pulse-width modulation, which makes it easier and cheaper to practically control the reactive electric machine with concentrated phase windings.

The ratio of size of the stator and rotor teeth, at which the coefficient of non-sinusoidal pulsations of the phase windings inductances during the rotor rotation will be minimal, is found. Electromagnetic processes in the reactive machine are described by the linear differential equations with periodic coefficients. Lyapunov transformations for differential stress equations, which allow converting the initial equations with periodic coefficients into stress equations with constant coefficients, are found. The resulting Lyapunov equations are the basis for the synthesis of a system for controlling the dynamics of electromagnetic processes, which allows sinusoidal currents to flow through the phase windings of the machine. The control system of the reactive electric machine is represented by a structural diagram. An algorithm for controlling the electromagnetic moment of the reactive machine with a constant magnetization current is considered. The use of this algorithm allows to obtain the maximum performance of the management. A virtual scattering loop is also used to increase the speed of load current regulation. Simulation of electromechanical processes at the reactive electric machine control is carried out.

Keywords: vector control, switched reluctance motor, alternating sinusoidal current, Lyapunov transformation.

For citation:

Samoseiko, Veniamin F., and Eduard V. Shiryaev. "Control of a reactive electric motor when feeding the windings with a sinusoidal current." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova* 12.3 (2020): 606–618. DOI: 10.21821/2309-5180-2020-12-3-606-618.

УДК 621.3.072.6

УПРАВЛЕНИЕ РЕАКТИВНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ДВИГАТЕЛЕМ ПРИ ПИТАНИИ ОБМОТОК СИНУСОИДАЛЬНЫМ ТОКОМ

В. Ф. Самосейко, Э. В. Ширяев

ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С. О. Макарова»,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Рассматривается векторное управление электромагнитным моментом реактивной машины, целью которого является устранение пульсаций электромагнитного момента. Для этого по фазным сосредоточенным обмоткам машины должны протекать синусоидальные токи, а их индуктивности пульсировать по синусоидальному закону. В работе показано, что при протекании синусоидальных токов по фазным обмоткам на них возникает напряжение основной и третьей гармоники. При этом в трехфазной машине, фазные обмотки которой соединены в звезду, в составе линейных напряжений третья гармоника исчезает. В этом случае для синтеза напряжений, подводимых к обмоткам статора методом широтно-импульсной модуляции, может быть использован стандартный преобразователь частоты, что позволяет упростить и удешевить практическую реализацию управления реактивной электрической машиной с сосредоточенными фазными обмотками. Определены соотношения размеров зубцов статора и ротора, при выполнении

которых коэффициент несинусоидальных пульсаций индуктивностей фазных обмоток при вращении ротора будет минимальным. Электромагнитные процессы в реактивной машине описаны линейными дифференциальными уравнениями с периодическими коэффициентами. Найдены преобразования Ляпунова для дифференциальных уравнений напряжений, позволяющие преобразовать исходные уравнения с периодическими коэффициентами в уравнения напряжений с постоянными коэффициентами. Полученные уравнения Ляпунова положены в основу синтеза системы управления динамикой электромагнитных процессов, позволяющей обеспечить протекание синусоидальных токов по фазным обмоткам машины. Система управления реактивной электрической машиной представлена структурной схемой. Рассмотрен алгоритм управления электромагнитным моментом реактивной машины с постоянным током намагничивания, применение которого позволяет получить максимальное быстродействие управления. Для увеличения быстродействия и робастности управления также используется контур виртуальной диссипации. Выполнено моделирование электромеханических процессов при управлении реактивной электрической машиной.

Ключевые слова: векторное управление, реактивная электрическая машина, синусоидальный ток, преобразование Ляпунова.

Для цитирования:

Самосейко В. Ф. Управление реактивным электрическим двигателем при питании обмоток синусоидальным током / В. Ф. Самосейко, Э. В. Ширяев // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2020. — Т. 12. — № 3. — С. 606–618. DOI: 10.21821/2309-5180-2020-12-3-606-618.

Введение (Introduction)

Реактивные электрические машины (РЭМ), магнитопровод которых имеет зубчатую конструкцию статора и ротора, обладают свойствами, принципиально отличающими их от других электрических машин. Это отличие обусловлено отсутствием взаимных индуктивностей между фазными обмотками. Число зубцов статора Z_1 и ротора Z_2 всегда четное. Отношение $\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{n}{m}$ образует несократимую дробь, где m — целое число, называемое *числом фаз статора*; n — число пар зубцов ротора на полюсное деление статора, называемое также *коэффициентом электрической редукции*. Число зубцов статора и ротора определяются также соотношениями $Z_1 = 2mp$; $Z_2 = 2np$. Наибольший общий делитель числа зубцов ротора и статора является числом полюсов $2p$, где p — число пар полюсов.

Пример поперечного разреза магнитной системы такой машины приведен на рис. 1. Необходимым условием функционирования РЭМ являются пульсации индуктивностей обмоток статора. На рисунке показано положение ротора, в котором индуктивность обмотки А, образованной двумя катушками, максимальна, обозначается L_d и называется *продольной*. При повороте ротора на 45 геометрических градусов индуктивность обмотки А будет минимальной. В этом случае она обозначается буквой L_q и называется *поперечной*. Очевидно, что индуктивности фазных обмоток А, В, С при вращении ротора пульсируют.

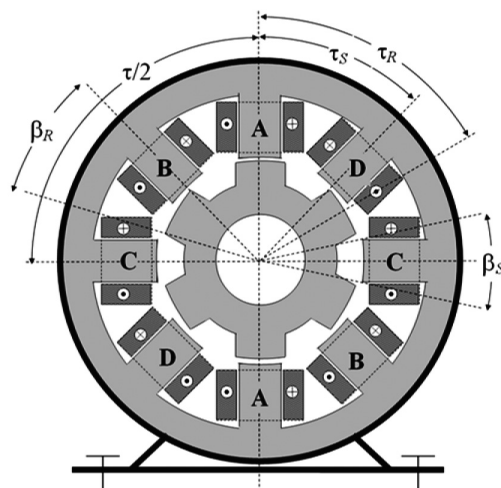


Рис. 1. Пример поперечного разреза магнитной системы реактивной машины ($Z_1 = 6$, $Z_2 = 4$, $m = 3$, $n = 2$, $p = 1$)

Сосредоточенные фазные обмотки реактивных электрических машин имеют короткие лобовые части. Это обеспечивает их преимущество перед другими электрическими машинами, а именно: низкие электрические потери мощности, высокую надежность и технологичность изготовления. Отсутствие магнитных связей между фазными обмотками позволяет алгоритмически исключить отказавшую фазу из работы и обеспечить работоспособность машины. Отсутствие обмоток на роторе и простота его конструкции обеспечивают низкий момент инерции. Кроме того, упрощается система охлаждения машины. Важнейшей особенностью реактивных машин, имеющих зубчатую конструкцию ротора и статора, является принципиальная возможность обеспечения минимальных пульсаций электромагнитного момента, что способствует существенному улучшению виброшумовых характеристик таких машин. Указанные особенности реактивных электрических машин создают перспективу их применение на объектах водного транспорта.

Проектированию электрических машин с зубчатым статором и ротором посвящено большое количество как отечественных [1]–[4], так и зарубежных [5], [6] работ. В настоящее время общепринятым является питание фазных обмоток импульсным напряжением. Это приводит к протеканию по обмоткам полигармонических токов и сопровождается существенными пульсациями электромагнитного момента [7]–[9]. В публикации [10] показано, что при синусоидальных пульсациях индуктивностей фазных обмоток электромагнитный момент двигателя создает первая гармоника тока, а также сумма нулевой и второй гармоник тока, остальные гармоники приводят лишь к пульсациям электромагнитного момента. В работах [11] и [12] рассматривается способ управления индукторной машиной, имеющей на статоре специальную обмотку возбуждения, синусоидальными напряжениями, однако последние порождают несинусоидальные токи, которые ведут к пульсациям электромагнитного момента.

В данной работе рассматривается управление синусоидальными токами реактивной машины без специальной обмотки возбуждения на статоре. Для формирования напряжений, подводимых к обмоткам статора, может быть использован стандартный преобразователь частоты [13]. Для снижения пульсаций электромагнитного момента при синусоидальных токах в обмотках статора необходимо, чтобы индуктивности обмоток машины пульсировали по синусоидальному закону. В данной работе приводятся конструктивные соотношения зубцов статора и ротора машины, минимизирующие коэффициент несинусоидальных пульсаций индуктивностей.

Методы и материалы (Methods and Materials)

Относительные единицы. Параметры РЭМ и переменные удобно представлять в относительных единицах — в виде отношения параметра к его базовому значению. Параметры, представленные в относительных единицах, помечаются верхним индексом *. Для представления параметров в относительных единицах и перехода обратно к параметрам в именованных единицах вводятся базовые величины.

Базовые величины РЭМ делятся на основные и производные от них. Основными базовыми величинами являются амплитуда первой гармоники номинального фазного напряжения — $U_6 = U_{(1)}$, амплитуда первой гармоники номинального тока: $I_6 = I_n \sqrt{2}$, а также номинальная угловая частота первой гармоники тока статора — $\omega_6 = \omega_n$.

Производные базовые величины находятся из основных базовых величин: сопротивление — $R_6 = U_6 / I_6$; индуктивность — $L_6 = R_6 / \omega_6$; мощность — $P_6 = m \cdot U_6 \cdot I_6 / 2$; электромагнитный момент — $M_6 = P_6 / \omega_6$; угловая скорость вращения ротора — $\Omega_6 = \omega_6 / p_n$, где m — число фаз; p_n — расчетное число пар полюсов.

Примем за параметры среднестатистического РЭМ следующие значения:

$$R_1^* = 0,03; L_d^* = 2,00; L_q^* = 0,30. \quad (1)$$

Данные значения параметров использованы при расчете параметров регуляторов и построении иллюстрационных графиков.

Электрические углы. В классических машинах переменного тока число пар зубцов ротора и пар полюсов статора совпадают. Согласно ГОСТ 27471–87, «электрическим углом называется

«произведение значения геометрического угла, образованного двумя полуплоскостями, проходящими через ось вращения машины переменного тока, на число пар полюсов»¹. Таким образом, в соответствии с определением, электрический угол γ связан с геометрическим углом Γ соотношением

$$\gamma = (Z_2/2)\Gamma = p_{\pi} \cdot \Gamma, \quad (2)$$

где $p_{\pi} = Z_2/2$ — расчетное число пар полюсов; Z_2 — число зубцов ротора.

Таким образом, электрическому периоду соответствует поворот ротора на два зубцовых деления.

Угловая скорость вращения ротора $\Omega = p\Gamma$, где p — здесь и далее оператор дифференцирования по времени. Из этого выражения и формулы (2) следует связь электрической угловой скорости вращения ротора с геометрической скоростью вращения ротора:

$$\omega = p_{\pi} \cdot \Omega. \quad (3)$$

Обеспечение синусоидальных пульсаций индуктивностей фазных обмоток. Одним из условий устранения пульсаций электромагнитного момента является синусоидальность пульсаций индуктивностей при вращении ротора. Рассмотрим геометрические соотношения зубцов машины, которые позволяют свести искажения синусоидальности пульсаций индуктивностей теоретически к нулю.

Индуктивность фазной обмотки зависит угла поворота ротора и является периодической пульсирующей функцией, имеющей Z_2 максимумов на геометрическом угле поворота 2π . Размах и форма пульсаций индуктивностей зависят от конструкции зубцов статора и ротора. На графике зависимости индуктивности $L_k(\gamma)$ от электрического угла поворота ротора γ фазной обмотки $k = 1, 2, \dots, m$, приведенном на рис. 2, размерам β_S^* и β_R^* соответствуют геометрические размеры зубцов $\beta_S^* = (Z_2/2)\beta_S$ и $\beta_R^* = (Z_2/2)\beta_R$.

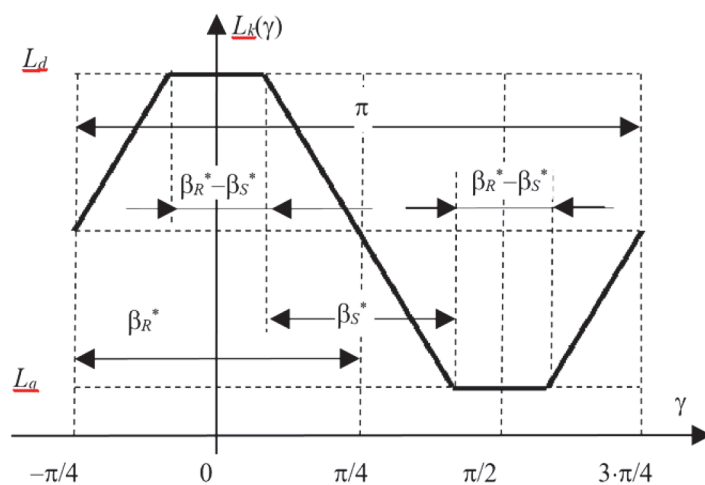


Рис. 2. Зависимость индуктивности фазной обмотки статора от электрического угла поворота ротора

При проектировании РЭМ с зубчатым статором и ротором следует стремиться к синусоидальной зависимости индуктивности фазной обмотки от угла поворота ротора. Коэффициент несинусоидальных искажений зависимости индуктивности от угла поворота ротора будет минимальным, если угловые размеры зубца статора и ротора будут связаны соотношением [14]

$$\beta_S = \frac{2}{3} \cdot \beta_R = \frac{2\pi}{3Z_2}, \quad (5)$$

где β_S и β_R — угловой размер зубца статора и ротора (см. рис. 2). При этом скважности зубцов статора и ротора должны удовлетворять выражениям:

¹ ГОСТ 27471–87. Машины электрические вращающиеся. Введ. 1988-07-01. Взамен ГОСТ 17154–71 и ГОСТ 23375–78. С. 36.

$$\gamma_S = \frac{\beta_S}{\tau_S} = \frac{Z_1}{3Z_2}; \quad \gamma_R = \frac{\beta_R}{\tau_R} = \frac{1}{2}, \quad (6)$$

где τ_S и τ_R — геометрический угловой размер зубцового деления магнитопровода статора и ротора соответственно.

Зависимость индуктивности фазной обмотки статора от электрического угла поворота ротора, приведенная на рис. 2, построена без учета выпучивания магнитного поля из зубца статора в воздушный зазор. Выпучивание магнитного потока в паз в положении «зубец–зубец» составляет около 8 ... 12 %. С учетом выпучивания магнитного потока зависимость индуктивности фазной обмотки статора от угла поворота ротора сглаживается и становится близкой к синусоидальной.

Первая гармоника индуктивности фазной обмотки может быть записана в следующем виде:

$$L_k(\gamma) = L_0 + L_m \cdot \cos(2\gamma_k), \quad (7)$$

где L_0 — среднее значение индуктивности; L_m — амплитуда пульсаций индуктивности; $\gamma_k = \gamma + k\rho$ — электрический угол поворота ротора относительно фазы $k = 1, \dots, m$; $\rho = 2\pi/m$ — угол фазового сдвига.

Среднее значение и амплитуда пульсаций индуктивности связаны с продольной и поперечной индуктивностями фазной обмотки соотношениями:

$$L_0 = (L_d + L_q) / 2; \quad L_m = (L_d - L_q) / 2. \quad (8)$$

Кроме синусоидальной составляющей индуктивности обмоток имеют также высшие гармонические составляющие, которые обусловлены влиянием магнитопровода и геометрий воздушного зазора между статором и ротором. Однако при синтезе алгоритмов управления используется описание пульсаций индуктивности в виде уравнения первой гармоники (7), так как остальные гармоники обуславливают только пульсации электромагнитного момента.

Уравнения напряжений. При составлении уравнений напряжения предполагается, что реактивная машина имеет m фазных обмоток, соединенных в звезду, которые получают питание от симметричной m -фазной системы ЭДС, обеспечивающих протекание по фазным обмоткам системы симметричных синусоидальных токов:

$$i_k(\gamma) = i_a \cdot \sin(\gamma_k + \theta_I) = i_d \cdot \sin(\gamma_k) - i_q \cdot \cos(\gamma_k), \quad (9)$$

где $i_d = i_a \cdot \cos(\theta_I)$ — продольный ток (ток намагничивания); $i_q = i_a \cdot \sin(\theta_I)$ — поперечный ток (ток нагрузки); $i_a = (i_d^2 + i_q^2)^{1/2}$ — модуль вектора тока в обмотке; $\theta_I = \arctan(i_q/i_d)$ — угол токовой нагрузки; $k = 1, 2, \dots, m$ — номера обмоток.

Взаимные индуктивности между фазами отсутствуют. Каждая из фазных обмоток ($k = 1, \dots, m$) имеет активное сопротивление R_k и собственную индуктивность $L_k(\gamma)$, определенную выражением (7). Уравнения напряжений на фазных обмотках $k = 1, \dots, m$ имеют следующий вид:

$$u_k = R_k \cdot i_k(\gamma) + p\{L_k(\gamma) \cdot i_k(\gamma)\}, \quad (10)$$

где $i_k(\gamma)$ — ток фазной обмотки; $\gamma = \omega t$ — электрический угол поворота ротора; ω — электрическая угловая частота; p — оператор дифференцирования по времени t .

Будем рассматривать продольный и поперечный токи в выражении (9) как функции электрического угла поворота ротора γ : $i_d = i_d(\gamma)$; $i_q = i_q(\gamma)$. Если подставить ток в выражении (9) в уравнения напряжений (10), то их можно записать в относительных единицах как сумму первой и третьей гармоники:

$$u_k^* = u_{k(1)}^* + u_{k(3)}^*. \quad (11)$$

Первая и третья гармоники фазного напряжения в осях d и q имеют вид:

$$\begin{aligned} u_{k(1)}^* &= u_d^* \cdot \cos(\gamma_k) + u_q^* \cdot \sin(\gamma_k); \\ u_{k(3)}^* &= u_{d(3)}^* \cdot \cos(3\gamma_k) + u_{q(3)}^* \cdot \sin(3\gamma_k). \end{aligned} \quad (12)$$

Уравнения продольного и поперечного контуров РЭМ. Используя первую формулу уравнения (12), можно записать уравнения амплитуд первой гармоники, связывающие напряжения и токи по осям d - q :

$$\begin{aligned} u_d^* &= R_1^* \cdot i_d^* - \omega^* \cdot L_Q^* \cdot i_q^* + L_D^* \cdot p i_d^*; \\ u_q^* &= R_1^* \cdot i_q^* + \omega^* \cdot L_D^* \cdot i_d^* + L_Q^* \cdot p i_q^*, \end{aligned} \quad (13)$$

где L_D^* и L_Q^* — относительные индуктивности продольного и поперечного контуров.

Индуктивности в уравнениях (13) связаны с продольной и поперечной индуктивностями фазной обмотки соотношениями:

$$L_D^* = \frac{L_q^* + 3L_d^*}{4}; \quad L_Q^* = \frac{L_d^* + 3L_q^*}{4}. \quad (14)$$

Используя вторую формулу уравнения (12), можно записать уравнения амплитуд третьей гармоники, связывающие напряжения и токи по осям d - q :

$$\begin{aligned} u_{d(3)}^* &= -\frac{L_m^*}{4} \cdot (p i_d^* - 3\omega^* \cdot i_q^*); \\ u_{q(3)}^* &= -\frac{L_m^*}{4} \cdot (p i_q^* + 3\omega^* \cdot i_d^*), \end{aligned} \quad (15)$$

где L_m — амплитуда пульсаций полных индуктивностей обмоток статора (5).

Вычисление амплитуд координат. Для вычисления амплитуд токов и напряжений по осям d - q необходим датчик, который позволяет определять электрический угол положения ротора γ . Преобразование наблюдаемых токов в координатах магнитных осей обмоток в токи намагничивания i_d^* и нагрузки i_q^* выполняется по формулам:

$$i_d^* = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=0}^{m-1} i_k^* \cdot \cos(\gamma_k); \quad i_q^* = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=0}^{m-1} i_k^* \cdot \sin(\gamma_k). \quad (16)$$

Преобразование вектора напряжений в осях координат d - q в основную гармонику фазных напряжений выполняется по формуле

$$u_k^* = u_d^* \cdot \cos(\gamma_k) + u_q^* \cdot \sin(\gamma_k), \quad (17)$$

где $k = 1, 2, \dots, m$ — номера фазных обмоток.

Номинальный режим работы. В номинальном режиме работы относительная скорость вращения поля статора $\omega_1^* = 1$, а также модули векторов относительного напряжения и тока обмотки статора:

$$i_a^* = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} = 1; \quad u_a^* = \sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2}} = 1. \quad (18)$$

Если принять, что $p i_d^* = p i_q^* = 0$, то из соотношений (18) и уравнений напряжений (13) можно найти относительные номинальные значения токов намагничивания и нагрузки:

$$i_{d\text{ном}}^* \approx \sqrt{\frac{1 - L_Q^{*2}}{L_D^{*2} - L_Q^{*2}}}; \quad i_{q\text{ном}}^* \approx \sqrt{\frac{L_D^{*2} - 1}{L_D^{*2} - L_Q^{*2}}}, \quad (19)$$

где L_D^* , L_Q^* — индуктивности продольного и поперечного контуров (14); знак приближения в данных равенствах обусловлен допущением $R_1^* = 0$.

Управление электромагнитным моментом. Электромагнитная энергия, запасенная обмотками реактивной машины, фазные обмотки которой не имеют взаимных индуктивностей, определяется выражением

$$W(\gamma) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^m L_k(\gamma) \cdot i_k^2. \quad (20)$$

Заметим, что электромагнитная энергия зависит от электрического угла поворота ротора, который связан с геометрическим углом соотношением (2). Тогда электромагнитный момент потенциальной силы РЭМ определится выражением

$$M = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^m \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma} \cdot i_k^2 = \frac{Z_2}{4} \cdot \sum_{k=1}^m \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma} \cdot i_k^2. \quad (21)$$

Если в выражение (21) подставить токи (9), то электромагнитный момент РЭМ

$$M = p_n \cdot \frac{m}{2} \cdot (L_D - L_Q) \cdot i_d \cdot i_q = p_n \cdot \frac{m}{2} \cdot L_D \cdot (1 - \xi) \cdot i_d \cdot i_q, \quad (22)$$

где p_n — расчетное число пар полюсов; L_D и L_Q — индуктивности продольного и поперечного контуров (14); $\xi = L_Q/L_D$ — коэффициент поперечного рассеяния контуров; i_d^* и i_q^* — соответственно продольный и поперечный относительные токи обмотки статора.

Электромагнитный момент в относительных единицах:

$$M^* = (L_D^* - L_Q^*) \cdot i_d^* \cdot i_q^* = L_D^* \cdot (1 - \xi) \cdot i_d^* \cdot i_q^*. \quad (23)$$

Если принять, что ток намагничивания поддерживается системой управления на номинальном уровне $i_d = i_{d\text{ном}}$, то из выражения (23) следует, что управление электромагнитным моментом сводится к управлению током нагрузки i_q .

Уравнение движения. Скорость протекания механических процессов характеризуется механической постоянной времени:

$$T_{\text{мех}} = \frac{J \cdot \Omega_6}{M_6}, \quad (24)$$

где J — момент инерции электропривода.

Динамика механических процессов описывается уравнением движения ротора (вторым законом Ньютона):

$$J \cdot p\Omega = M - M_c, \quad (25)$$

где Ω — угловая скорость вращения ротора; M — электромагнитный момент; M_c — момент сопротивления движению.

Запишем уравнение движения машины, являющееся составной частью математической модели машины, в относительных единицах:

$$T_{\text{мех}} \cdot p\omega^* = M^* - M_c^*, \quad (26)$$

где $\omega^* = \Omega/\Omega_6$ — относительная угловая скорость вращения ротора.

Результаты (Results)

Синтез динамики электромагнитных и механических процессов в РЭМ поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 3.

При синтезе желаемого динамического поведения электромагнитных процессов принимаем, что наблюдается вектор токов в осях координат магнитных осей обмоток РЭМ. Для синтеза динамических процессов наблюдаемые токи должны быть преобразованы в токи намагничивания i_d^* и нагрузки i_q^* в системе координат ротора $d-q$ по формулам (16).

Управляющими воздействиями является вектор фазных напряжений на обмотках РЭМ U_s . Алгоритм управления синтезирует напряжения u_d^* и u_q^* в системе координат ротора $d-q$ в относительных единицах, которые должны быть преобразованы в вектор фазных напряжений на фазных обмотках РЭМ U_s^* по формулам (17). По напряжениям U_s^* система управления электронно-ключевого преобразователя частоты (ПЧ) синтезирует линейные модулированные напряжения U_s .

В трехфазной РЭМ при синусоидальных линейных напряжениях по фазным обмоткам, соединенным в звезду, текут токи, близкие к синусоидальным. При этом фазные напряжения будут иметь третью гармонику. При числе фаз $m > 3$ для получения синусоидальных токов в обмотках линейные и фазные напряжения РЭМ должны иметь третью гармонику.

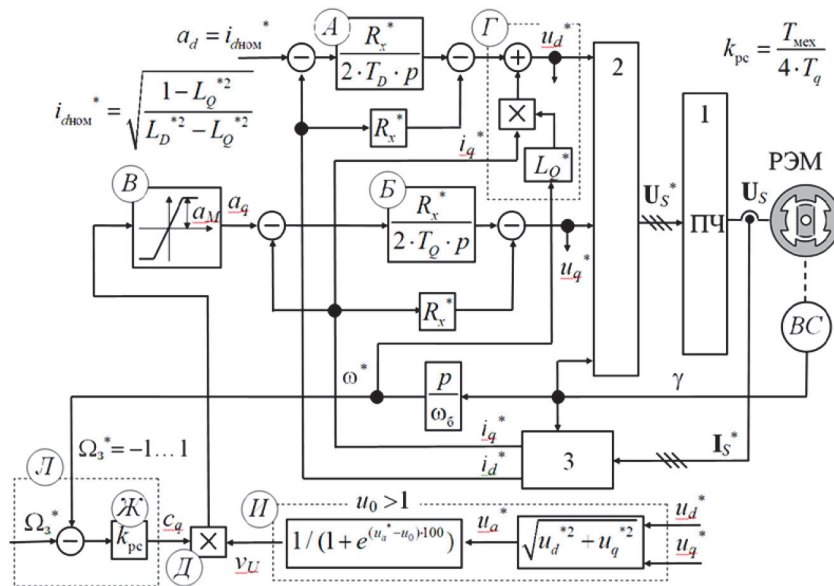


Рис. 3. Структурная схема управления скоростью вращения ротора в первой зоне при постоянном намагничении: 1 — преобразователь частоты;

2 и 3 — блоки преобразования координат напряжения и тока; А — регулятор тока намагничения; Б — регулятор тока нагрузки; Г — узел компенсации влияния тока нагрузки на ток намагничения; В — узел ограничения тока нагрузки; Ж — регулятор скорости вращения ротора; И — узел ограничения модуля напряжения на обмотке статора

Регулятор тока намагничения. Для управления током намагничения образован контур с пропорциональным параллельным регулятором, который далее называется контуром виртуальной диссипации (рис. 3). Коэффициент передачи пропорционального параллельного регулятора R_x^* далее называется *параметром виртуальной диссипации* [15]. Несложно показать, что при значениях параметра виртуальной диссипации:

$$R_x^* \geq \omega^* \cdot \frac{2 \cdot L_D^* \cdot L_Q^*}{L_D^* - L_Q^*} \approx 2 \cdot \omega^* \cdot L_Q^*, \quad (27)$$

характер динамических процессов будет апериодическим. Значение R_x^* существенно превышает относительное значение сопротивления обмотки статора R_1^* . В этом случае можно полагать, что объектом управления контура намагничения является апериодическое звено с передаточной функцией

$$W_d = \frac{1 / R_x^*}{T_D \cdot p + 1}. \quad (28)$$

Постоянная времени контура намагничения с виртуальной диссипацией:

$$T_D = \frac{L_D^*}{\omega_6 \cdot R_x^*}. \quad (29)$$

Влияние тока нагрузки i_q на контур намагничения рассматривается как возмущающее воздействие, которое ведет к возникновению ошибок управления. Для астатического управления током намагничения целесообразно образовать второй контур (см. рис. 3) с интегральным регулятором:

$$W_{dd} = \frac{R_x^*}{2 \cdot T_D \cdot p}. \quad (30)$$

Данный регулятор настроен на технический оптимум и обеспечивает желаемый характер динамических процессов. Передаточная функция контура тока намагничения, настроенного на технический оптимум:

$$W_{kd} = \frac{1}{2 \cdot T_D^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_D \cdot p + 1} \approx \frac{1}{2 \cdot T_D \cdot p + 1}. \quad (31)$$

Для компенсации влияния тока нагрузки i_q на контур тока намагничивания целесообразно предусмотреть отрицательную обратную связь току нагрузки i_q (см. рис. 3).

Регулятор тока нагрузки. Синтез системы управления током нагрузки выполняется путем образования контура с пропорциональным параллельным регулятором, коэффициент передачи которого R_x^* (см. рис. 3) и второго контура тока нагрузки с интегральным регулятором:

$$W_{qq} = \frac{R_x^*}{2T_Q \cdot p}. \quad (32)$$

Постоянная времени интегрального регулятора контура нагрузки с внутренним контуром виртуальной диссипации:

$$T_Q = \frac{L_Q^*}{\omega_6 \cdot R_x^*}, \quad (33)$$

где L_Q^* — относительная поперечная индуктивность; ω_6 — базовая угловая частота; R_x^* — параметр виртуальной диссипации, удовлетворяющий соотношению (27).

Несложно показать, что при значении параметра виртуальной диссипации, удовлетворяющего неравенству (27), динамические процессы в контуре нагрузки становятся аperiodическими. Передаточная функция контура тока нагрузки с интегральным регулятором, настроенным на технический оптимум:

$$W_{kq} = \frac{1}{2T_Q^2 \cdot p^2 + 2T_Q \cdot p + 1} \approx \frac{1}{2T_Q \cdot p + 1}. \quad (34)$$

Управление электромагнитным моментом. Динамика токов намагничивания и нагрузки определяет динамику электромагнитного момента. Динамику механических процессов в электрической машине определяет электромагнитный момент. Для обеспечения максимального электромагнитного момента машины необходимо иметь максимальное намагничивание магнитопровода. Однако чрезмерное намагничивание магнитопровода требует больших токов намагничивания, что ведет к большим потерям мощности и нагреву машины. Обычно при проектировании машины номинальный режим выбирается исходя из ее рациональной намагниченности. Поэтому целесообразно выбрать ток намагничивания статора на основе номинальных данных машины. Следовательно, для обеспечения максимального быстродействия машины необходимо поддерживать ток намагничивания постоянным, а управлять моментом контуром тока нагрузки. Поэтому в данной работе рассматривается управление электромагнитным моментом при постоянном номинальном токе намагничивания по формуле (19):

$$a_d = \sqrt{\frac{1 - L_Q^{*2}}{L_D^{*2} - L_Q^{*2}}}. \quad (35)$$

В этом случае связь между электромагнитным моментом и током нагрузки определяется выражением

$$M^* = L_D^* \cdot (1 - \xi) \cdot a_d \cdot i_q^*, \quad (36)$$

где $\xi = L_Q^* / L_D^*$ — коэффициент поперечного рассеяния контуров.

Ограничение напряжения. Узел И на структурной схеме (рис. 3) предназначен для ограничения напряжения на фазных обмотках, которое происходит при $u_a^* \geq u_0$ и при $i_a^* \geq i_0$. Мультипликативный сигнал ограничения v_U модуля вектора относительного напряжения u_a^* вычисляется по формуле

$$v_U = \frac{1}{1 + \exp((u_a^* - u_0) \cdot \lambda)}. \quad (37)$$

Если относительное значение модуля напряжения u_a^* находится в окрестности значения u_0 , а относительный ток i_a^* — в окрестности значения i_0 , то происходит снижение тока нагрузки. Размер окрестности задается параметром $\lambda \approx 100 \dots 300$.

Ограничение тока нагрузки. Узел В на структурной схеме (рис. 3) предназначен для ограничения напряжения и тока нагрузки, которое происходит в случае, если $v_U \cdot c_q \geq a_M$ при $i_q^* \geq a_M$. Сигнал задания на ток нагрузки определяется выражением

$$a_q = \max(-a_M, \min(a_M, v_U \cdot c_q^*)). \quad (38)$$

Регулятор скорости вращения ротора. Для построения системы управления скоростью вращения ротора используется принцип подчиненного управления. При этом контур управления скоростью является внешним, а контур управления током нагрузки — внутренним. В данной работе рассматриваются алгоритмы подчиненного управления скоростью вращения ротора в первой зоне ($-1 \leq \omega^* \leq 1$).

Передаточная функция контура тока нагрузки (31), настроенного на технический оптимум, может быть аппроксимирована апериодическим звеном первого порядка с постоянной времени T_Q . Несложно показать, что в этом случае регулятор контура скорости, настроенный на технический оптимум, является пропорциональным с коэффициентом усиления

$$k_{pc} \leq \frac{T_{Mex}}{4T_Q}. \quad (39)$$

Большим значениям k_{cp} соответствует более высокое быстродействие. Однако при этом снижается запас устойчивости. Сигнал задания на контур управления скоростью вращения ротора Ω_3 для управления в первой зоне должен принадлежать интервалу $[-1, 1]$.

Обсуждение (Discussion)

Моделирование выполнялось в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис.3. При моделировании динамических процессов полагалось, что производится пуск среднестатистической РЭМ с параметрами, определенными выражениями (1), с постоянной величиной номинального момента сопротивления: $M_c^* = M_{ном}^*$. Моделирование проводилось с параметром виртуальной диссипации $R_x^* = 1$ и настройкой контуров управления токами на технический оптимум. При моделировании полагалось, что предварительное намагничивание магнитопровода отсутствует: $i_d^*(0) = 0$.

Результаты моделирования динамических процессов представлены рис. 4. На рис. 4, а показана динамика токов статора i_q^*, i_d^*, i_a^* , скорости вращения ротора ω^* , электромагнитного момента M^* и напряжения статора u_a^* в относительных единицах при $\Omega_3^* = 1$ (подъем груза), на рис. 4, б — динамика тех же переменных при $\Omega_3^* = -1$ (спуск груза):

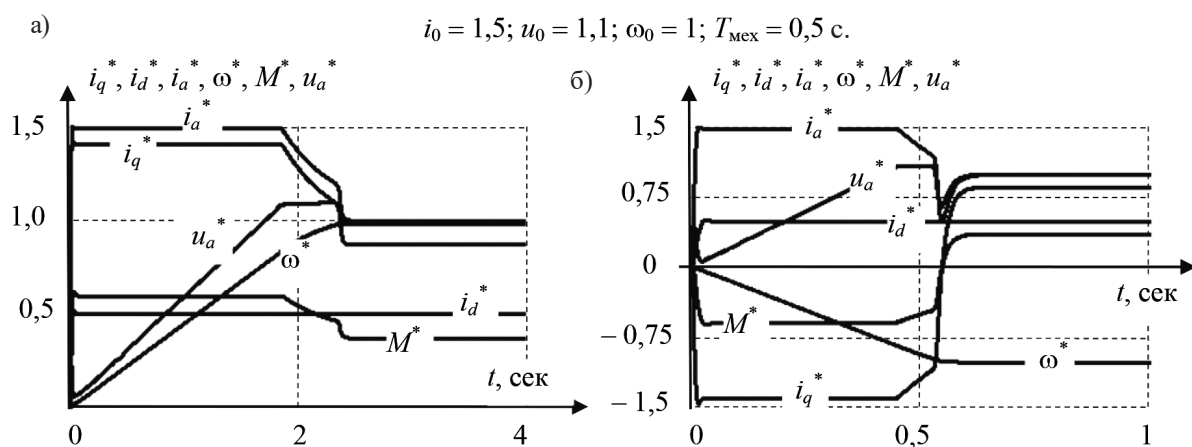


Рис. 4. Управление скоростью вращения ротора при постоянном намагничивании РЭМ:
 i_q^*, i_d^*, i_a^* — графики токов статора; скорости вращения: ω^* — ротора; M^* — электромагнитного момента;
 u_a^* — напряжения статора (в относительных единицах):
а — при $\Omega_3^* = 1$ (подъем груза); б — при $\Omega_3^* = -1$ (спуск груза)

Выводы (Summary)

На основе проведенных в работе исследований можно сделать следующие выводы.

1. При синусоидальных пульсациях индуктивностей фазных обмоток и синусоидальных токах в фазных обмотках РЭМ с числом фаз $m \geq 3$ пульсации электромагнитного момента отсутствуют.

2. Если выполнены конструктивные соотношения между зубцами статора и ротора, определенные выражениями (5) и (6), то удастся получить пульсации индуктивностей электромагнитного момента близкие к синусоидальным.

3. Преобразования Ляпунова, полученные для дифференциальных уравнений напряжений РЭМ, позволяют преобразовать исходные уравнения с периодическими коэффициентами в уравнения напряжений с постоянными коэффициентами и найти составляющие вектора тока фазной обмотки: ток намагничивания и ток нагрузки. Полученные преобразования Ляпунова позволили синтезировать динамику электромагнитных процессов путем создания контуров управления током намагничивания и током нагрузки. Выполнен синтез динамики электромагнитных процессов, позволяющий формировать синусоидальные токи в фазных обмотках.

4. Для получения максимального быстродействия управления электромагнитным моментом управление РЭМ целесообразно производить при постоянстве тока намагничивания, так как постоянная времени контура тока намагничивания выше постоянной времени контура тока нагрузки.

5. Для управления скоростью вращения ротором РЭМ целесообразно применять подчиненный принцип управления, который хорошо себя зарекомендовал в приводах с классическими типами электродвигателей. Для формирования напряжений, подводимых к обмоткам статора, может быть использован стандартный преобразователь частоты, что позволит упростить и удешевить электроприводы на базе РЭМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бычков М. Г. Расчетные соотношения для определения главных размеров вентильно-индукторной машины / М. Г. Бычков, Самир Риах Сусси // Электротехника. — 2000. — № 3. — С. 15–19.
2. Ваткин В. А. Разработка вентильных индукторных электромеханических систем автотранспортного назначения: автореф. дисс. на соискание ученой степени канд. техн. наук: спец. 05.09.01 «Электромеханика и электрические аппараты» / В. А. Ваткин. — М.: МЭИ (ТУ), 2007. — 20 с.
3. Ильинский Н. Ф. Проектирование вентильно-индукторных машин общепромышленного назначения / Н. Ф. Ильинский, Й. Штайнбрунн, Ю. И. Прудникова [и др.] // Вестник Московского энергетического института. Вестник МЭИ. — 2004. — № 1. — С. 37–43.
4. Фисенко В. Г. Проектирование вентильных индукторных двигателей: методическое пособие / В. Г. Фисенко, А. Н. Попов. — М.: Изд-во МЭИ, 2005. — 56 с.
5. Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications / R. Krishnan. — CRC Press, 2001. — 432 p.
6. Miller T. J. E. Design of a synchronous reluctance motor drive / T. J. E. Miller, A. Hutton, C. Cossar, D. A. Staton // IEEE Transactions on industry applications. — 1991. — Vol. 27. — Is. 4. — Pp. 741–749. DOI: 10.1109/28.85491.
7. Красовский А. Б. Исследование пульсаций момента вентильно-индукторного двигателя при регулировании среднего значения момента в зоне малых скоростей / А. Б. Красовский // Электротехника. — 2017. — № 5. — С. 2–8.
8. Степанов А. В. Анализ пульсаций электромагнитного момента при проектировании бесконтактного двигателя постоянного тока дискового типа / А. В. Степанов, С. И. Масленникова // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н. Э. Баумана. — 2015 — № 10. — С. 288–301. DOI: 10.7463/1015.0820340.
9. Шабаев В. А. Анализ источников шума вентильно-индукторного двигателя / В. А. Шабаев // Электротехника. — 2005. — № 5. — С. 62–64.
10. Самосейко В. Ф. Реактивные электрические машины. Теория и проектирование / В. Ф. Самосейко. — СПб.: Изд-во ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова, 2017. — 392 с.

11. Жарков А. Цифровое векторное управление вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением / А. Жарков, А. Анучин, А. Дроздов, В. Козаченко // Компоненты и технологии. — 2004. — № 8 (43). — С. 166–170.

12. Егоров И. Н. Векторное управление вентильно-индукторными двигателями мехатронных систем / И. Н. Егоров, В. А. Шабаев // Фундаментальные исследования. — 2015. — № 12-5. — С. 891–895.

13. Белоусов И. В. Широтно-импульсные преобразователи электрической энергии: Монография / И. В. Белоусов, Ф. А. Гельвер, В. Ф. Самосейко, В. А. Хомяк. — СПб.: ФГУП «Крыловский государственный научный центр», 2019. — 228 с.

14. Самосейко В. Ф. Реактивные электрические машины с зубчатым статором и ротором. Методика проектирования. Алгоритмы управления / В. Ф. Самосейко, Ф. А. Гельвер, В. А. Хомяк, Н. А. Лазаревский. — СПб.: ФГУП «Крыловский государственный научный центр», 2016. — 197 с.

15. Самосейко В. Ф. Адаптивный алгоритм векторного управления электроприводами с асинхронными электродвигателями / В. Ф. Самосейко // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2019. — Т. 11. — № 1. — С. 156–168. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-1-156-168.

REFERENCES

1. Bychkov, M. G., and Samir Riakh Sussi. “Raschetnye sootnosheniya dlya opredeleniya glavnykh razmerov ventil’no-induktornoi mashiny.” *Elektrotehnika* 3 (2000): 15–19.

2. Vatkin, V. A. Razrabotka ventil’nykh induktornykh elektromekhanicheskikh sistem avto-transportnogo naznacheniya. Abstract of PhD diss. M.: MEI (TU), 2007.

3. Il’inskii, N. F., et al. “Proektirovanie ventil’no-induktornykh mashin obshchepromyshlennogo naznacheniya.” *Vestnik Moskovskogo energeticheskogo instituta. Vestnik MEI* 1 (2004): 37–43.

4. Fisenko, V. G., and A. N. Popov. *Proektirovanie ventil’nykh induktornykh dvigatelei: metodicheskoe posobie*. M.: Izd-vo MEI, 2005.

5. Krishnan, R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications*. CRC Press, 2001.

6. Miller, T. J. E., A. Hutton, C. Cossar, and D. A. Staton. “Design of a synchronous reluctance motor drive.” *IEEE Transactions on industry applications* 27.4 (1991): 741–749. DOI: 10.1109/28.85491.

7. Krasovskii, A. B. “Studies of torque ripple in a switched reluctance motor under a controlled average torque value in a low-velocity mode.” *Russian Electrical Engineering* 88.5 (2017): 247–252. DOI: 10.3103/S1068371217050066.

8. Stepanov, A. V., and S. I. Maslennikova. “Analysis of the torque ripples in designing a disk type brushless direct current motor.” *Science and Education of Bauman MSTU* 10 (2015): 288–301. DOI: 10.7463/1015.0820340.

9. Shabaev, V. A. “Analysis of the noise sources of the switched-reluctance motor.” *Elektrotehnika* 5 (2005): 62–64.

10. Samoseiko, V. F. *Reaktivnye elektricheskie mashiny. Teoriya i projektirovanie*. SPb.: Izd-vo GUMRF im. adm. S. O. Makarova, 2017.

11. Zharkov, A., A. Anuchin, A. Drozdov, and V. Kozachenko. “Tsifrovoe vektornoe upravlenie ventil’no-induktornymi dvigatelyami s nezavisimym возбуждением.” *Komponenty i tekhnologii* 8(43) (2004): 166–170.

12. Egorov, I. N., and V. A. Shabaev. “Vector control valve-inductor motor mechatronic systems.” *Fundamental research* 12-5 (2015): 891–895.

13. Belousov, I. V., F. A. Gel’ver, V. F. Samoseiko, and V. A. Khomyak. *Shirotno-impul’snye preobrazovateli elektricheskoi energii: Monografiya*. SPb.: FGUP «Krylovskii gosudarstvennyi nauchnyi tsentr», 2019.

14. Samoseiko, V. F., F. A. Gel’ver, V. A. Khomyak, and N. A. Lazarevskii. *Reaktivnye elektricheskie mashiny s zubchatym statorom i rotorom. Metodika projektirovaniya. Algoritmy upravleniya*. SPb.: FGUP «Krylovskii gosudarstvennyi nauchnyi tsentr», 2016.

15. Samosejko, Veniamin F. “The adaptive algorithm of the vector control of electrical drives with the induction motors.” *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 11.1 (2019): 156–168. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-1-156-168.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Самосейко Вениамин Францевич —

доктор технических наук, профессор
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала
С. О. Макарова»

198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,
ул. Двинская, 5/7

e-mail: samoseyko@mail.ru,

kaf_electroprivod@gumrf.ru

Ширяев Эдуард Вячеславович — аспирант

Научный руководитель:

Самосейко Вениамин Францевич
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала
С. О. Макарова»

198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,
ул. Двинская, 5/7

e-mail: shiryaev.edward@yandex.ru,

kaf_electroprivod@gumrf.ru

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Samoseiko, Veniamin F. —

Dr. of Technical Sciences, professor
Admiral Makarov State University of Maritime
and Inland Shipping

5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
Russian Federation

e-mail: samoseyko@mail.ru,

kaf_electroprivod@gumrf.ru

Shiryaev, Eduard V. — Postgraduate

Supervisor:

Samoseiko, Veniamin F.
Admiral Makarov State University of Maritime
and Inland Shipping

5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
Russian Federation

e-mail: shiryaev.edward@yandex.ru,

kaf_electroprivod@gumrf.ru

Статья поступила в редакцию 27 мая 2020 г.

Received: May 27, 2020.