

- роиств, формируюших импульсы апериодической формы / А. А. Петков // Электротехника и электроэнергетика. – 2005. – №1. – С. 65–69.
7. Кравченко В. И. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии / В. И. Кравченко, А. А. Петков // Электротехника и электромеханика. – 2007. – №6. – С. 70–75.
 8. Баранов М. И. Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов / М. И. Баранов // Техническая электродинамика. – 1999. – №3. – С. 14–19.
 9. Кривущенко В. В. Расчеты высоковольтного испытательного устройства для имитации токов, заданных интегралом действия / В. В. Кривущенко, А. А. Петков // Вестник НТУ «ХПИ». Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – №21. – 2008. – С. 116–123.
 10. Краскевич В. Е. Численные методы в инженерных исследованиях / Краскевич В. Е., Зеленский К. Х., Гречко В. И. – К. : Вища шк., 1986. – 263 с.
 11. Петков А. А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку / А. А. Петков // Электротехника. – 1990. – №10. – С. 35–36.

Поступила в редакцию 16.03.09 г.

Розглянуто питання формування випробувальних імпульсів струму, заданих амплітудно-часовими параметрами та інтегралом дії. Запропоновано метод вибору елементів генератора при нечіткому визначенні контрольованих параметрів формованого імпульсу струму.

The question of test current pulse formation, given by amplitude-time parameters and action integral is considered. The method of generator elements choice at indistinct definition of controllable parameters of formed current pulse is offered.

УДК 681.527.2

Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева

Оценка сопротивления ротора с использованием инъекции при высокоточном векторном управлении асинхронным приводом

В бездатчиковом управлении (управлении без измерения скорости и потокосцепления) сопротивление ротора асинхронного двигателя играет важнейшую роль для оценки скорости. Однако оценка сопротивления ротора возможна только при изменении модуля потокосцепления ротора. Для обеспечения изменения модуля потокосцепления в намагничивающую составляющую статорного тока инжектируют малую синусоидальную составляющую. Это, в свою очередь, вызывает колебания электромагнитного момента и скорости, ухудшающие точность управления. Для повышения точности при наличии инъекции синтезированы новые алгоритмы оценки сопротивления ротора и управления. Последние одновременно парируют влияние параметрических и экзогенных неопределенностей.

Введение

Известно (см., например, работы [1–5] и библиографию к ним), что сопротивления ротора и статора асинхронного двигателя (АД) в зависимости от их температуры могут меняться в полтора-два раза по сравнению с их номинальными значениями. При таких разбросах сопротивлений не может быть обеспечена не только высокая точность управления, а и, вообще, работоспособность привода. Для обеспечения работоспособности привода осуществляют идентификацию сопротивлений в реальном времени и полученные оценки используют в алгоритмах управления. Идентификации сопротивлений посвящено большое количество работ, что свидетельствует о сложности и нерешенности задачи. Наиболее сложно оценить сопротивление ротора. В работах [1–5] показано, что

для идентификации сопротивления ротора необходима переменность модуля вектора его потокосцепления. Потокосцепление ротора формируется намагничивающей составляющей статорного тока. Поэтому для переменности модуля потокосцепления должна обеспечиваться переменность тока намагничивания. Эта переменность может возникнуть при резком приложении и снятии управляющего момента и (или) нагрузки, что обеспечивает эпизодическое и кратковременное изменение тока намагничивания и, соответственно, эпизодическую и кратковременную идентификацию сопротивления. Другим источником переменности модуля потокосцепления является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) преобразователя частоты, которая дает малый эффект. Этот метод требует высокоточных датчиков и быстрых аналого-цифровых преобразователей, для того чтобы обнаружить

© Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева 2009 г.

высокочастотные пульсации (15–20 кГц) [3]. В работах [4, 5] предложено для обеспечения переменной модуля потокосцепления в намагничивающий ток инжектировать низкочастотный гармонический сигнал, который вызывает гармонические колебания модуля потокосцепления ротора с той же частотой. Это, в свою очередь, приводит к нежелательным колебаниям электромагнитного момента и скорости ротора, ухудшающие точность управления [3].

Целью данной статьи является разработка новых методов оценки сопротивления ротора и алгоритмов управления приводом, обеспечивающих компенсацию параметрических и внешних воздействий и устраняющих нежелательные эффекты инжекции.

Постановка задачи

Бездатчиковое управление предполагает управление без использования датчиков скорости и потокосцепления ротора. Для получения информации о скорости обычно используют зависимости

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad \omega_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r \Psi_d} = R_r \frac{L_m i_q}{L_r \Psi_d}, \quad (1)$$

где $\omega, \omega_0, \omega_{sl}$ – скорость ротора, синхронная скорость (скорость вращения вектора потокосцепления ротора в статорном базисе) и скорость скольжения, n – количество пар полюсов, R_r, L_r – сопротивление и индуктивность роторной цепи, i_q, Ψ_d – моментная составляющая вектора статорного тока и вектор потокосцепления ротора, записанные в синхронном базисе.

Как видно из выражений (1), точность оценки скорости ротора, а, следовательно, и устойчивость движения асинхронного электропривода (АЭП) в значительной степени зависят от точности знания сопротивления ротора R_r . С другой стороны, отсутствие информации о скорости ротора сильно осложняет оценку сопротивления ротора. В литературе рассматривались различные подходы для оценки сопротивления ротора без использования информации о скорости ротора. Сопротивление ротора определяется выражением [1–3, 5–7]

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \frac{|\Psi|^2}{i_r^T \Psi}, \quad (2)$$

где Ψ – вектор потокосцепления ротора, i_r – вектор тока ротора, определенный выражением

$$i_r = L_r^{-1} (\Psi - L_m i). \quad (3)$$

Здесь L_m – взаимная индуктивность ротора и статора, i – вектор тока статора. Как видно из равенства (2), для оценки сопротивления ротора без измерения скорости необходимо изменение модуля потокосцепления ротора. Для обеспечения переменной модуля потокосцепления ротора и выяснения влияния этой переменной на электромагнитный момент двигателя рассмотрим уравнения движения ротора АД в синхронном базисе

$$I \dot{\omega} = m + m_l + m_i + m_f \quad (4)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} \Psi_d i_q, \quad (5)$$

$$T_r \dot{\Psi}_d + \Psi_d = L_m i_d. \quad (6)$$

В системе (4)–(6) приняты следующие обозначения: I – приведенный момент инерции ротора, ω – его скорость, m – электромагнитный момент двигателя, m_l – момент нагрузки, m_i – периодический момент, обусловленный инжекцией, m_f – момент трения,

$\Psi_d \equiv |\Psi|$ – проекция вектора потокосцепления ротора на ось d синхронного базиса, i_q – проекция вектора статорного тока на ось q синхронного базиса. Для обеспечения переменной Ψ_d в соответствии с выражением (6) в работах [6, 7] предложено намагничивающую составляющую статорного тока формировать в виде

$$i_d = i_{d0} + i_{d\delta}, \quad (7)$$

где $i_{d0} > 0$, $i_{d\delta}$ – постоянная и инжектируемая составляющие соответственно, причем $i_{d0} \gg |i_{d\delta}|$. Инжектируемая составляющая намагничивающего тока задается выражением

$$i_{d\delta} = i_i \sin(\omega_i t), \quad (8)$$

где i_i и ω_i – амплитуда и частота инжектируемого сигнала (в расчетах будет приниматься $i_i = 0,02 i_{d0}$, $\omega_i = (3 \div 5)$ рад/с). При этом в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации

$$\Psi_d = \Psi_{d0} + \Psi_{d\delta}, \quad (9)$$

где $\Psi_{d0} = L_m i_{d0}$, $\Psi_{d\delta}$ – постоянная и переменная составляющие соответственно, причем $\Psi_{d0} \gg |\Psi_{d\delta}|$. Подстановка Ψ_d из (9) в (5) показывает, что электромагнитный момент будет содержать периодическую составляющую, ухудшающую точность управления и увеличивающую электропотребление. Это послужило основанием авторам работы [3] сделать заключение о нецелесообразности использования инжекции.

Формирование воздействий, обусловленных неопределенностью

Будет полагаться, что m_l, m_i, m_f неизвестны, а параметры системы неточно известны, причем

$$I = I_0 + I_\delta, \quad m = m_0 + m_\delta,$$

$$L_m = L_{m0} + L_{m\delta}, \quad L_r = L_{r0} + L_{r\delta}. \quad (10)$$

Здесь I_0, m_0, L_{m0}, L_{r0} – детерминированные части (номинальные значения), причем, для L_{m0}, L_{r0} за

номинальные значения принимаются значения индуктивностей на линейном участке кривой намагничивания, $J_{\delta}, m_{\delta}, L_{m\delta}, L_{r\delta}$ – кусочно дифференцируемые неизвестные погрешности. В соответствии с (5), (6)

$$m = nL_m L_r^{-1} (L_m i_d - T_r \dot{\Psi}_d) i_q. \quad (11)$$

Значительной проблемой, стоящей на пути оптимизации системы в динамических режимах, является большая постоянная времени T_r в (6) и (11). С целью ее компенсации, а также компенсации влияния неопределенностей, за номинальный электромагнитный момент примем

$$m_0 = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q, \quad (12)$$

где токи i_d, i_q известны. В этом случае с учетом (11), (12) уравнению (4) можно придать вид

$$I_0 \dot{\omega} = m_0 + f + m_i, \quad (13)$$

где

$$f := m_i + m_f + m_{\delta} - I_{\delta} \dot{\omega} + f_1(L_{m\delta}, L_{r\delta}, T_r, \dot{\Psi}_d, i_d, i_q). \quad (14)$$

Уравнение (13) представляет собой уравнение полностью детерминированного объекта с номинальными параметрами, подверженного действию суммарной неопределенности f и момента от инжекции m_i .

Оценка неизвестных моментов

В соответствии с [8–11] задача состоит в оценке моментов f, m_i и их компенсации с помощью специальных слагаемых в законе управления. Из выражения (13) следует

$$f + m_i = I_0 \dot{\omega} - m_0. \quad (15)$$

Поскольку правая часть в выражении (15) известна, то его можно использовать для вычисления неопределенностей f и m_i . Как было сказано выше, инжекционный момент представляет собой гармоническую функцию типа (8), которая описывается системой

$$m_i := x_1, \dot{x}_1 = -\omega_i x_2, \dot{x}_2 = \omega_i x_1. \quad (16)$$

Быстродействие наблюдателя будем делать таким большим, что в его масштабе времени можно полагать

$$f := x_3, \dot{x}_3 = 0. \quad (17)$$

Динамическая система (16), (17) с измерением (15) будет полностью наблюдаемой, т. к. переменные x_1, x_2, x_3 линейно независимы между собой. Запишем систему (15)–(17) с помощью обозначений

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i & 0 \\ \omega_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 1] \quad (18)$$

в векторно-матричном виде

$$\dot{x} = Ax, y = Cx. \quad (19)$$

Наблюдатель для системы (19) имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y) \quad (20)$$

или

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + LC(\hat{x} - x), \quad (21)$$

где $L = [l_1 \ l_2 \ l_3]^T$ – матрица коэффициентов передачи наблюдателя. Уравнение ошибок наблюдателя $\tilde{x} = \hat{x} - x$ находится путем вычитания из уравнения (21) соответствующего уравнения в системе (19), в результате чего получим

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + LC\tilde{x}. \quad (22)$$

Характеристический определитель для уравнения (22) имеет вид

$$\det[Ep - (A + LC)] = 0 \quad (23)$$

или в раскрытом виде

$$\det \begin{bmatrix} (p-l_1) & \omega_i & -l_1 \\ -(\omega_i + l_2) & p & -l_2 \\ -l_3 & 0 & (p-l_3) \end{bmatrix} = 0. \quad (24)$$

Из уравнения (24) следует характеристическое уравнение

$$p^3 - (l_1 + l_2)p^2 + (\omega_i + l_2)\omega_i p - l_3\omega_i^2 = 0. \quad (25)$$

Параметр ω_i , характеризующий инжекцию, известен. Для определения неизвестных коэффициентов l_1, l_2, l_3 уравнение (25) сопоставляется с каким-либо стандартным характеристическим уравнением

$$p^3 + a_1\omega_s p^2 + a_2\omega_s^2 p + \omega_s^3 = 0, \quad (26)$$

в котором параметр ω_s задает быстродействие наблюдателя, а коэффициенты a_1, a_2 характеризуют вид переходной характеристики. Приравнивание в уравнениях (25) и (26) коэффициентов при одинаковых степенях p дает следующие значения коэффициентов передачи наблюдателя:

$$l_1 = -l_2 - a_1\omega_s, l_2 = a_2\omega_s^2\omega_i^{-1} - \omega_i, l_3 = -\omega_s^3\omega_i^{-2}. \quad (27)$$

Итак, матрица L в наблюдателе (20) известна. В соответствии с (15), (18), (19) можно записать

$$y = m_i + f, \quad (28)$$

с другой стороны,

$$y = I_0 \dot{\omega} - m_0. \quad (29)$$

Подстановка (29) в (20) дает

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - I_0 \dot{\omega} + m_0). \quad (30)$$

Для устранения необходимости иметь ускорение вводится обозначение

$$\hat{x} + LI_0\omega := z, \quad (31)$$

откуда

$$\hat{x} := z - LI_0\omega. \quad (32)$$

Подстановка (32) в (30) дает

$$\dot{z} = (A + LC)(z - LI_0\omega) + Lm_0. \quad (33)$$

Благодаря замене переменных (32) в уравнениях наблюдателя (32), (33) отсутствует ускорение. В соответствии с обозначениями (16), (17) оценка моментов \hat{f} и \hat{m}_i осуществляется по зависимостям

$$\hat{m}_i := \hat{x}_1, \hat{f} := \hat{x}_3. \quad (34)$$

Формирование робастного комбинированного управления с компенсацией момента, обусловленного инжекцией

Зная оценки \hat{f} и \hat{m}_i , комбинированному закону управления придается вид

$$m_0 = m_{00} - \hat{f} - \hat{m}_i, \quad (35)$$

где $\hat{f} + \hat{m}_i$ – компенсирующая составляющая, а m_{00} – составляющая, которая формирует вид переходных процессов. Подстановка (35) в (13) дает уравнение

$$I_0\dot{\omega} = m_{00} + (f - \hat{f}) + (m_i - \hat{m}_i). \quad (36)$$

При точной работе наблюдателя, что достигается увеличением его быстродействия, $\lim \hat{f} = f$, $\lim \hat{m}_i = m_i$ при $t \rightarrow \infty$. В этом случае уравнение (36) принимает вид

$$I_0\dot{\omega} = m_{00}. \quad (37)$$

Пусть требуется отслеживать заданную (программную) траекторию ω_p . Пусть также

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) + I_0\dot{\omega}_p. \quad (38)$$

Подстановка (38) в (37) порождает уравнение

$$I_0(\dot{\omega} - \dot{\omega}_p) + k_0(\omega - \omega_p) = 0. \quad (39)$$

При $k_0 > 0$ (I_0 всегда больше нуля) имеет место асимптотическая устойчивость нулевого решения уравнения (39), следовательно, при $t \rightarrow \infty$ $\omega \rightarrow \omega_p$. Качество переходного процесса определяется параметрами I_0 и k_0 . Решение уравнения (39) имеет вид

$$\omega - \omega_p = [\omega(0) - \omega_p(0)] \exp(-k_0 t / I_0). \quad (40)$$

Составляющая намагничивающего тока i_{d0} , входя-

щая в выражение (7), может назначаться постоянной, исходя из минимума потребляемой активной мощности двигателя при типичном моменте, действующем на ротор двигателя, или путем минимизации той же мощности совместно с моментной составляющей статорного тока [20] в реальном времени. В первом случае моментная составляющая статорного тока, полученная из выражения (12), определится выражением

$$i_q = m_0(nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d)^{-1}, \quad (41)$$

где m_0 определено выражениями (35), (38). Во втором случае [20]

$$|i_d| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0} + R_{r0}}{R_{s0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}, \quad |i_q| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_{r0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}, \quad (42)$$

$$i_d = |i_d|, \quad i_q = |i_q| \text{sign} m_0. \quad (43)$$

Следует обратить внимание на то, что в выражении (42) входят номинальные значения сопротивлений R_{s0} , R_{r0} .

Поскольку при комбинированном управлении неопределенность оценивается и компенсируется, синтезированные алгоритмы управления без перенастройки одинаково эффективно работают при различных видах нагрузки и помехи (постоянные, линейные, квадратичные и т. д., зависящие от времени).

Оценка сопротивления ротора

Рассмотрим выражение (2). Оно не пригодно для вычисления сопротивления R_r в следующих случаях:

- 1) когда $|\psi| = \text{const}$; 2) в режиме холостого хода ($i_r = 0$); 3) в установившемся режиме, где векторы тока и потокосцепления взаимно перпендикулярны ($i_r \perp \psi$). Оценки сопротивления ротора с помощью методов, описанных в публикациях [1–3, 6, 7], при наличии инжекции содержат инжесированные составляющие. Синтезируем новый, более точный, метод идентификации сопротивления ротора, лишенный перечисленных выше недостатков. Для этого равенство (2) переписем в виде

$$2i_r^T \psi (R_{r0} + R_{r\Delta}) = -\frac{d}{dt} |\psi|^2. \quad (44)$$

где R_{r0} , $R_{r\Delta}$ – известное номинальное значение сопротивления и отклонение от него истинного сопротивления, обусловленное неточностью его знания. Будем полагать что R_{r0} , ψ и i_r (с учетом выражения (3)) известны. Перенесем все известное в равенстве (44) в правую часть. Получим

$$2i_r^T \psi R_{r\Delta} = -\frac{d}{dt} |\psi|^2 - 2i_r^T \psi R_{r0}. \quad (45)$$

Уравнение (45) представим в виде системы

$$y = 2i_r^T \psi R_{r\Delta}. \quad (46)$$

$$y = -\frac{d}{dt} |\psi|^2 - 2i_r^T \psi R_{r0}. \quad (47)$$

Будем рассматривать уравнение (46) как измерение для динамического уравнения

$$\dot{R}_{r\Delta} = 0, \quad (48)$$

(Предполагается, что сопротивление меняется очень медленно). Для системы (44), (46) составим наблюдатель

$$\dot{\hat{R}}_{r\Delta} = l_r (2i_r^T \psi R_{r\Delta} - y), \quad (49)$$

где l_r – коэффициент передачи наблюдателя. Подставим в уравнение (49) выражение (46) и вычтем затем уравнение (48). В результате получится уравнение ошибки наблюдателя

$$\dot{\tilde{R}}_{r\Delta} = l_r 2i_r^T \psi \tilde{R}_{r\Delta}, \quad (50)$$

которое имеет следующее решение:

$$\tilde{R}_{r\Delta}(t) = \tilde{R}_{r\Delta}(0) \exp(l_r 2i_r^T \psi t). \quad (51)$$

В (51) t – время. Для обеспечения асимптотической устойчивости примем

$$l_r = \bar{l}_r \text{sign}(l_r^T \psi), \quad \bar{l}_r = \text{const} < 0. \quad (52)$$

В этом случае выражение (51) примет вид

$$\tilde{R}_{r\Delta}(t) = \tilde{R}_{r\Delta}(0) \exp(\bar{l}_r 2|i_r^T \psi|t). \quad (53)$$

Выражение (53) служит для выбора неизвестного коэффициента \bar{l}_r . Для получения оценок сопротивления с помощью наблюдателя подставим в уравнение (49) выражение (47). В результате получим

$$\dot{\hat{R}}_{r\Delta} = l_r (2i_r^T \psi (R_{r0} + \hat{R}_{r\Delta}) + \frac{d}{dt} |\psi|^2). \quad (54)$$

Так как $\hat{R}_{r\Delta}$ изначально не известно, то в качестве начальных условий следует брать $\hat{R}_{r\Delta}(0) = 0$. С целью устранения в наблюдателе дифференцирования вводится обозначение

$$q = \hat{R}_{r\Delta} - l_r |\psi|^2, \quad (55)$$

откуда

$$\dot{\hat{R}}_{r\Delta} = q + l_r |\psi|^2. \quad (56)$$

С помощью выражения (56) уравнение (54) переписывается в виде

$$\dot{q} = l_r 2i_r^T \psi (R_{r0} + q + l_r |\psi|^2), \quad (57)$$

В соответствии с (55) в качестве начальных усло-

вий следует брать $q(0) = -l_r |\psi|^2$. Оценка сопротивления осуществляется по зависимости

$$\hat{R}_r = \hat{R}_{r0} + q + l_r |\psi|^2. \quad (58)$$

Как видно из уравнения (57), при наличии инъекции оценка (58) будет содержать периодические погрешности с частотами, кратными ω_i с доминирующей погрешностью на частоте ω_i . Для устранения этой погрешности можно воспользоваться наблюдателями работы [19], один из которых аналогичен наблюдателю раздела «Оценка неизвестных моментов» данной статьи.

Компенсация влияния инъекции на точность оценки скорости ротора

Электромагнитный момент, сформированный по зависимостям (32)–(35), (38), не будет зависеть от инъекции только в том случае, когда скорость измеряется с помощью специального датчика. При бездатчиковом управлении, как видно, например, из выражений (1), скорость вычисляется с помощью переменных, содержащих составляющие, обусловленные инъекцией. Это вектор потокосцепления ротора, угловая скорость его вращения в статорном базисе (синхронная скорость), векторы статорного тока и напряжения, сопротивления статора и ротора [1–5, 11–18]. В работе [19] синтезированы наблюдатели, с помощью которых выделяются в реальном времени средние значения указанных переменных и параметров [4, 5]. Эти же наблюдатели позволяют оценить в реальном времени непосредственно истинную скорость ротора без промежуточной фильтрации исходных переменных. Таким образом, при наличии инъекции можно обеспечить независимость оценки скорости от инъекции, а, следовательно, и электромагнитного момента.

Выводы

1. Синтезирован наблюдатель, точно оценивающий в реальном времени сопротивление ротора при наличии инъекции малого гармонического сигнала в намагничивающей составляющей статорного тока асинхронного двигателя.
2. Синтезирован комбинированный наблюдатель, оценивающий возмущающий момент, действующий на ротор, обусловленный инъекцией, нагрузкой, нелинейным трением, неточностью знания приведенного момента инерции и индуктивностей.
3. Даны рекомендации для устранения ошибки, обусловленной инъекцией, при оценке скорости ротора.
4. Разработан регулятор, формирующий электромагнитный момент, состоящий из двух частей. Одна часть компенсирует влияние всех воздействий, перечисленных в п. 2 выводов. Вторая часть обеспечивает заданные показатели качества переходных процессов.

Перечень ссылок

1. Vas P. Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines / P. Vas // Clarendon Press. – Oxford: 1993. – 360 p.

2. Rajashekara K. Sensorless control of AC motor Drives. Speed and position sensorless operation. A selected reprint volume / K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsue // IEEE, Inc. – New York. 1996. – 495 p.
3. Akatsu K. Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection / K. Akatsu, A. Kawamura // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, N 3. – Pp. 764–771.
4. Потапенко, Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.
5. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 1. – С. 37–47.
6. Kubota H. Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1994. – v. 30, N 5. – Pp. 1219–1224.
7. Tungpimolrut K. A robust rotor time constant estimation method for vector control of induction motor under any operating conditions / Tungpimolrut K., Fang-Zheng Peng, Fukao T. // IECON'94. – v. 1. – Pp. 275–280.
8. Потапенко Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109–117.
9. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1995. – № 2. – С. 36–44.
10. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 2. – С. 104–108.
11. Бичай В. Г. Об общности альтернативных робастных систем управления / В. Г. Бичай., Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1998. – № 5. – С. 27–30.
12. Потапенко Е. Е. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения / Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха, А. А. Куликов. // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003. – № 2. – С. 159–161.
13. Holtz J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. on Industry Application. – 2003. – Vol. 39, № 4. – Pp. 1052–1060.
14. Потапенко Е. М. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – № 45. – С. 134–136.
15. Потапенко Е. М. Определение скорости ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя Луэнбергера / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – № 3. – С. 67–69.
16. Ritter C. M. An Alternative Sensorless Field Orientation Method / C. M. Ritter, J. L. Silvano. // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – v. 14, N 4. – Pp. 1335–1340.
17. Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor / H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, H. A. Toliyat // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 2003. – V. 18, N 2. – Pp. 219–224.
18. Hinkkanen M. Modified Integrator for voltage model flux estimation of induction motors / M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – V. 50, N 4. – P. 818–820.
19. Потапенко Е. М. Калибровка датчиков однофазных сигналов с помощью динамических фильтров (наблюдателей). / Е. М. Потапенко, А. В. Соломаха, Е. Е. Потапенко // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2004. – № 2. – С. 164–167.
20. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2000. – Ч. 6. – С. 34–37.

Поступила в редакцию 26.01.09 г.

У бездатчиковому керуванні (керуванні без виміру швидкості та потокосцеплення) опір ротора асинхронного двигуна виконує важливу роль для оцінювання швидкості. Але оцінка опору ротора можлива тільки при зміні модуля потокосцеплення ротора. Для цього в намагнічувальну складову статорного струму інжектують малу синусоїдальну складову. Це, в свою чергу, викликає коливання електромагнітного моменту та швидкості, що погіршують точність керування. Для підвищення точності за рахунок компенсації впливу інжекції, параметричних та екзогенних невизначеностей синтезовані нові алгоритми керування.

In sensorless control (control without measurement of speed and flux) the rotor resistance of induction motor is essential for speed estimation. However, the rotor resistance estimation is possible only when the rotor flux module is changed. To do this, in the magnetized component of stator current the small sinusoidal component is injected. This, in turn, causes oscillations of electromagnetic torque and velocity, that deteriorate accuracy. To improve the accuracy under injection the new algorithms of rotor resistance estimation were synthesized. The last ones simultaneously counteract the influence of the parametric and exogenous uncertainties.