

## РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МИНИМИЗАЦИЕЙ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Данная статья является обобщением и продолжением работ [1, 2]. Разработан метод энергоэффективного двухзонного управления скоростью асинхронного электропривода с векторным управлением (АЭП с ВУ). Метод позволяет в реальном времени минимизировать потери мощности при не достижении ограничений тока и напряжения, присущих силовой части привода, а также максимизировать модуль электромагнитного момента при действии указанных ограничений. Предложенная схема управления обеспечивает робастность системы по отношению к изменению параметров двигателя и объекта управления, перекрестным связям контуров токов, внешним воздействиям. В качестве примера приведены результаты моделирования работы АЭП поворота антенны радиолокатора с управлением по предлагаемому методу, подтверждающие его ожидаемые характеристики при двухзонном регулировании скорости.

**Введение.** В последнее время АЭП с ВУ вследствие своих высоких эксплуатационных и динамических характеристик, помимо общепромышленного применения, все больше используется в качестве тягового привода в железнодорожном, городском и автомобильном транспорте, в системах специального назначения, в частности, для вращения антенн радиолокаторов и в других областях. Такие системы во многих случаях работают от автономных источников питания, мощность которых ограничена. Поэтому актуальным является энергосбережение при обеспечении высоких динамических характеристик и робастности по отношению к изменениям влияния внешней среды и параметров привода.

Задача минимизации энергопотребления не нова [3-6]. В известных работах решают поставленную задачу путем предварительной разработки «оптимальных в среднем» алгоритмов управления без учета истинных значений переменных и параметров электропривода в каждый момент времени. Такое решение не позволяет достигнуть минимума энергетических затрат. Кроме того, в известных алгоритмах управления с оптимизацией энергопотребления не рассматриваются вопросы робастности по отношению к изменениям влияния внешней среды и параметров привода.

**Целью** данной работы является синтез оптимального робастного управления АЭП в реальном времени, минимизирующего потери мощности, и обеспечивающего наилучшие динамические характеристики, с учетом наличия ограничений тока и (или) напряжения.

**1. Постановка задачи.** Уравнения электромагнитных процессов АД, записанные относительно токов статора и потокосцепления ротора в синхронном базисе  $(d, q)$ , ориентированном по вектору потокосцепления ротора, можно привести к виду [3]

$$u = \sigma L_s \frac{di}{dt} + (R_s + R_r L_{mr}^2) i + \omega_0 \sigma L_s J i - L_{mr} (E T_r^{-1} - n \omega J) [\psi_d \quad 0]^T, \quad (1)$$

$$T_r p \psi_d = -\psi_d + L_m i_d, \quad m = n L_{mr} \psi_d i_q, \quad I \dot{\omega} = m + m_l + m_f, \quad \omega_0 = \omega n + \omega_{sl} = \omega n + L_m i_q / (T_r \Psi_r), \quad (2)-(5)$$

где  $\psi$ ,  $i$ ,  $u$  – векторы потокосцепления ротора, тока и напряжения статора;  $m$  – электромагнитный момент;  $m_l$ ,  $m_f$ ,  $I$  – неизвестные моменты нагрузки, трения, инерции;  $n$  – количество пар полюсов;  $R_s$  – активное сопротивление фаз статора АД с эквивалентным сопротивлением преобразователя частоты (ПЧ);  $R_r$  – активное сопротивление ротора;  $L_s, L_r, L_m$  – индуктивности фаз статора, ротора и взаимная индуктивность;  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$  – коэффициент рассеивания;  $T_r = L_r / R_r$  – постоянная времени роторной цепи;  $\omega_0$  – скорость вращения вектора потокосцепления ротора (синхронная скорость);  $\omega$ ,  $\omega_{sl}$  – скорости ротора и скольжения;  $p$  – оператор дифференцирования;  $E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ;  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ .

При создании и поддержании максимального электромагнитного момента АД необходимо учитывать ограничения тока и напряжения статора АД, накладываемые на систему преобразователем частоты и условиями безопасной работы АД [2], а именно,

$$|I_s|^2 = i_{dp}^2 + i_{qp}^2 \leq I_{\max}^2, \quad I_{\max} = 1,5 I_n, \quad (6)$$

$$|U_s|^2 = u_{dp}^2 + u_{qp}^2 \leq U_{\max}^2, \quad U_{\max} = U_{dc} / \sqrt{3}, \quad (7)$$

где  $U_{dc}$  – напряжение в цепи постоянного тока ПЧ,  $I_n$  – номинальное значение тока статора.

**2. Предлагаемые методы синтеза.** По аналогии с работами [1, 2] вводится замена переменных

$$i_{dp} = k \sqrt{\frac{m_p}{n L_{\Sigma}}}, \quad i_{qp} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{m_p}{n L_{\Sigma}}} \text{sign}(m_p), \quad (8)$$

где  $L_{\Sigma} = L_m^2 L_r^{-1}$ ;  $k > 0$  – коэффициент связи токов статора. Такая замена позволяет при заданном электромагнитном моменте проводить минимизацию потерь мощности, варьируя не двумя переменными  $i_{dp}, i_{qp}$ , а одной переменной  $k$ . Индекс  $p$  указывает на программное значение соответствующей переменной. Основным потребителем электроэнергии в АЭП является АД. В работе [1] для уравнений (1)–(5) получено следующее выражение потребляемой мощности АД:

$$P = \sigma L_s \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) + R_s (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) + R_r L_{mr}^2 i_{qp}^2 + \omega m_p + L_{mr} i_{dp} \psi_d + \frac{\omega_0^2 L_m^2}{R_m} \left( \left( \frac{L_{tr}}{L_r} \right)^2 i_{qp}^2 + i_{dp}^2 \right), \quad (9)$$

где первое слагаемое представляет собой потери рассеяния, второе и третье – потери мощности на нагрев соответственно в обмотках статора (с учетом ПЧ) и ротора (потери в меди), четвертое слагаемое является полезной механической мощностью, пятое слагаемое – мощность магнитных полей машины, шестое – потери в стали АД,  $R_m$  – сопротивление цепи намагничивания АД.

Подстановка токов статора (8), в выражение (9) дает

$$P = \frac{m_p}{n L_{\Sigma}} \left[ R_s (k^2 + k^{-2}) + R_r L_{mr}^2 k^{-2} + \omega n L_{\Sigma} \text{sign}(m_p) + \frac{\omega_0^2 L_m^2}{R_m} \left( \left( \frac{L_{tr}}{L_r} \right)^2 k^{-2} + k^2 \right) \right], \quad (10)$$

Значение оптимального коэффициента токов статора  $k$ , при котором потребляемая мощность будет минимальной, определяется выражением [1].

$$k = \sqrt[4]{\frac{R_s + R_r L_{mr}^2 + \frac{\omega_0^2 L_m^2 L_{tr}^2}{L_r R_m}}{R_s + \frac{\omega_0^2 L_m^2}{R_m}}} \quad (11)$$

*Примечание.* Для упрощения реализации выражения (11) его следует представить в табличном виде.

В работе [1] показаны результаты моделирования работы АЭП привода вращения антенны радиолокатора при оптимальном управлении, минимизирующем потери мощности без учета ограничений (6), (7). В работе [2] проведена максимизация модуля электромагнитного момента при наличии упомянутых выше ограничений тока и (или) напряжения. В продолжение данного исследования на рис. 1–2 приведены графики разгона АЭП до скорости двигателя  $\omega_p = 628$  рад/с, при действии ограничений (6)–(7) с минимизацией потерь мощности. Расчет проводился для трехфазного АД 4А100L2У3 с параметрами  $P_n = 5,5$  кВт,  $n_n = 3000$  об/мин,  $R_s = 1,05$  Ом,  $R_r = 0,77$  Ом,  $R_m = 1000$  Ом,  $L_m = 0,25$  Гн,  $L_s = 0,254$  Гн,  $L_r = 0,254$  Гн,  $M_c = 8,5$  Нм.

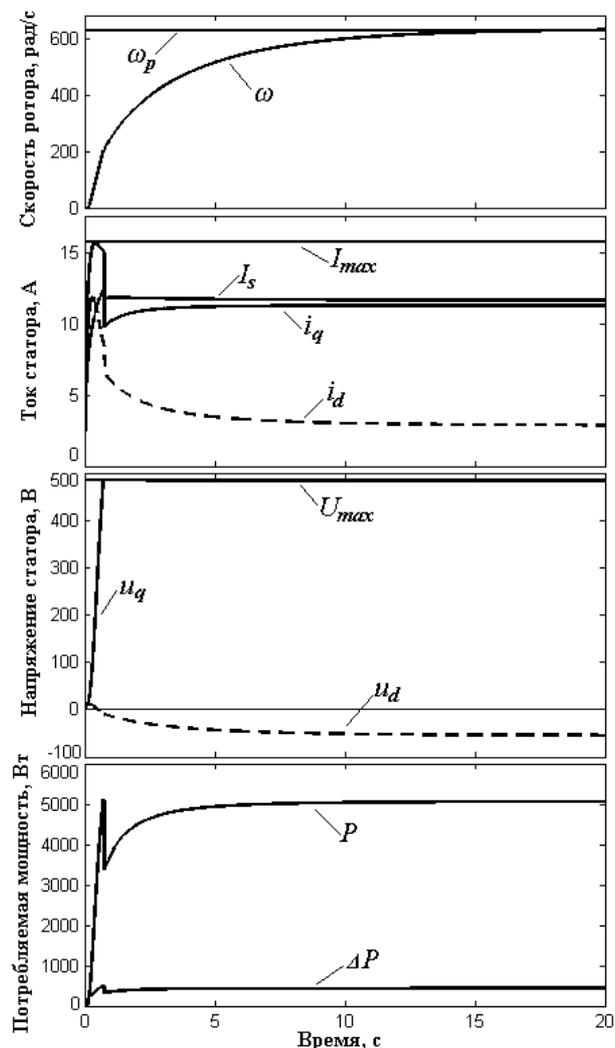


Рисунок 1 – Разгон АЭП

На рис. 1  $\Delta P$  – потери мощности АЭП. На рис. 2 отрезки  $AB, BC$  – разгон при не достижении ограничений, т. В – разгон при ограничении тока,  $CD$  – при ограничении напряжения.

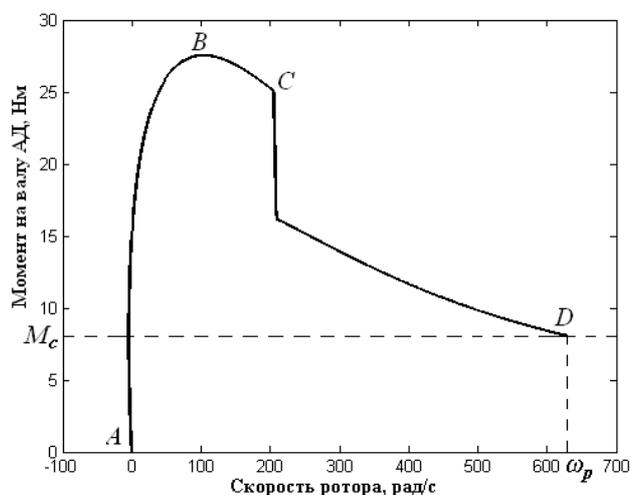


Рисунок 2 – Механическая характеристика

**3. Функциональная схема системы АЭП** представлена на рис. 3. Робастность системы обеспечивается за счет использования комбинированного управления, реализованного блоками «Регулятор момента» (РМ) и «Регулятор токов» (РТ), принципы действия и алгоритм работы которых описаны в [3]. Для управления измеряются скорость ротора  $\omega$  и две из трех фазы тока, по которым вычисляются токи  $i_d, i_q$ . РМ формирует желаемый (программный) электромагнитный момент  $m_p$ , осуществляющий компенсацию влияния неопределенностей и формирование заданного вида движения ротора. По выражению (8) блок «Оптимизатор» формирует программные токи  $i_{dp}, i_{qp}$ , минимизирующие потери мощности и обеспечивающие требуемые динамические характеристики. При невыполнении условия ограничения (6) программные токи ограничиваются блоком ограничения тока (ОТ) [7]. Вычисленные токи  $i_d, i_q$  вычитаются из программных токов  $i_{dp}, i_{qp}$ , полученные разности подаются в робастные комбинированные РТ, которые компенсируют влияние перекрестных связей между контурами токов, неточностей знания сопротивлений и индуктивностей и формируют программные напряжения  $u_{dp}, u_{qp}$ . При невыполнении ограничения (7) блоком ограничения напряжения (ОН) формируется сигнал для уменьшения программного момента, за счет чего напряжения  $u_{dp}, u_{qp}$  ограничиваются. Полученные напряжения преобразуются в трехфазную форму, которая используется для управления преобразователем частоты, подающим напряжение на АД.

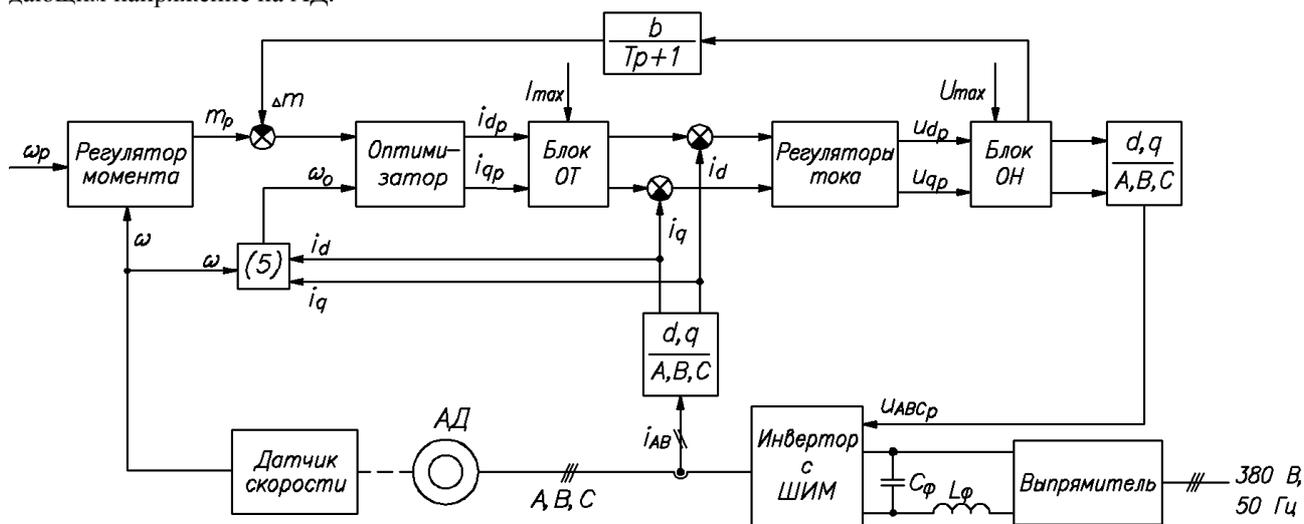


Рисунок 3 – Функциональная схема системы управления АЭП

#### 4. Сравнение методов формирования электромагнитного момента.

В настоящее время для обеспечения робастности представляются наиболее эффективными два метода формирования управляющего момента: 1) импульсного [8] и 2) непрерывного, рассмотренного выше. Необходимо их сравнить по энергопотреблению. Из (9), видно, что, потребляемая мощность зависит от квадратов токов статора. В связи с большой величиной постоянной времени контура намагничивания (тока  $i_d$ ) формировать импульсный режим электромагнитного момента представляется возможным только путем импульсного задания моментного тока  $i_q$ . Для сравнения энергетики двух методов формирования достаточно рассмотреть интервал времени, равный периоду следования импульсов. На рис. 4 изображен такой интервал.

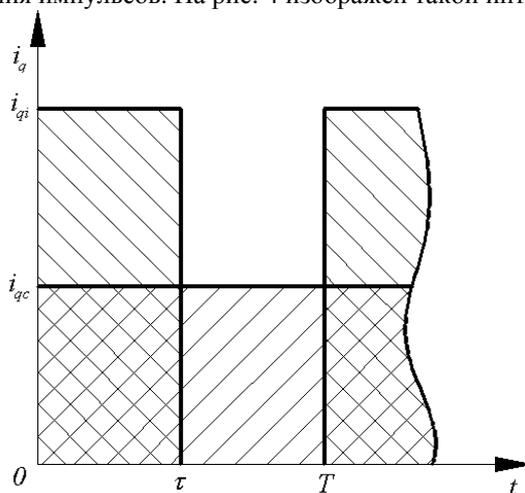


Рисунок 4 – Распределение моментных токов на интервале такта

На рис. 4  $i_{qi}$  – импульсный моментный ток,  $i_{qc}$  – непрерывный моментный ток,  $T$  – период импульсного тока,  $\tau$  – длительность импульса. Скважность импульсного момента  $S = T/\tau > 1$ . Электромагнитные моменты определяются выражениями

$$m_c = nL_{mr}\psi_d i_{qc} \equiv \rho i_{qc}, \quad m_i = \rho i_{qi} \quad (12)$$

Условие равенства средних значений электромагнитных моментов при двух методах его формирования

$$i_{qi}\tau = i_{qc}T \Rightarrow i_{qi} = i_{qc}S. \quad (13)$$

Мощности импульсов непрерывной и импульсной систем

$$N_c \sim i_{qc}^2, \quad N_i \sim i_{qc}^2 S^2. \quad (14)$$

Тогда среднюю мощность за период импульсного управления можно записать так:

$$N_{im} = N_i S^{-1} = N_c S. \quad (15)$$

Таким образом, средняя потребляемая мощность импульсной системы в течение времени  $T$  в  $S$  раз ( $S > 1$ ) будет больше мощности, потребляемой непрерывной системой. При использовании импульсного управления нарушается оптимальность соотношения токов статора  $i_d, i_q$ , что приводит к дополнительным потерям мощности. Кроме того, скользящие режимы сопровождаются шумами, пульсациями в электрической цепи, способствуют износу механических передач и электрических элементов. Поэтому предпочтение следует отдать предлагаемому непрерывному управлению.

**Выводы 1.** В работе синтезированы алгоритмы оптимального управления АЭП в реальном времени по критерию минимума потерь мощности. Показано, что эти алгоритмы работоспособны при наличии ограничений по току и напряжению питания, но не гарантируют обеспечения максимума электромагнитного момента.

2. При наличии ограничений по току и (или) напряжению в публикации [2] разработаны алгоритмы формирования программных токов, гарантирующие максимальное значение модуля электромагнитного момента.

3. Введение коэффициентов связи токов статора  $k$  и предложенной замены (8) позволяют решать задачи оптимизации в реальном времени, что приводит к экономии электроэнергии.

4. Использование робастных комбинированных регуляторов момента и токов [3], обеспечивает робастность системы по отношению к изменению параметров двигателя, объекта управления, внешних воздействий на объект управления, перекрестным связям контуров токов.

5. Работоспособность предложенного метода управления проверена моделированием работы АЭП при двухзонном регулировании скорости.

6. Сравнение по энергопотреблению непрерывного и импульсного формирований электромагнитного момента показало существенные преимущества первого.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Потапенко Е.М., Шийка А.А. Робастное управление асинхронных электроприводом с минимизацией потребляемой мощности // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. – Кременчук. – КрНУ, 2013. – Вип. 2/2013 (22). – Частина 2. – С. 315-320.

2. Потапенко Е.М., Шийка А.А. Оптимальное робастное широкодиапазонное управление скоростью асинхронного двигателя // *Радіоелектроніка, інформатика, управління* – Запоріжжя: ЗНТУ, 2012. – Вип. 2'2012 – С. 156-162.

3. Потапенко Е.М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко. – Запорожье: ЗНТУ. – 2009. – С. 352

4. S.Lim and K.Nam, Loss-minimising control scheme for induction motors – *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No.4, July 2004

5. Novotny, D.W., and Lipo, T.A, *Vector control and dynamics of AC drives*, (Clarendon Press, Oxford, UK, 1996)

6. Нгуен Куанг Тхьеу. Развитие теории и методы повышения энергоэффективности однодвигательных тяговых электроприводов автотранспортных средств: автореф. дис. на соискание ученой степени доктора техн. наук: спец. 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы». – Москва, 2012. – 40 с.

7. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина.– Иваново, 2008. 298 с. ISBN

8. Utkin V., Guldner J., Shi J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*, second edition. – CRC Press, Taylor and Francis Group. – 2009. – 485 p.