

ОПТИМАЛЬНОЕ РОБАСТНОЕ ШИРОКОДИАПАЗОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Синтезированы методы оптимизации широкодиапазонного векторного управления скоростью асинхронного двигателя (АД). Методы позволяют при ограниченном напряжении и (или) токе формировать максимально возможный электромагнитный момент АД. Для случая не достижения указанных ограничений и заданного электромагнитного момента разработаны методы синтеза программных токов, минимизирующих потребляемую мощность. Представлена функциональная схема робастного оптимального управления токами статора и дано описание работы системы.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, оптимальное векторное управление, максимизация электромагнитного момента, минимизация потребляемой мощности, двухзонное управление скоростью.

ВВЕДЕНИЕ

Под широкодиапазонным управлением скоростью асинхронного двигателя понимается управление в диапазоне скоростей, ограниченном только конструктивными и эксплуатационными характеристиками электропривода. Такой большой диапазон скоростей необходим для приводов гибридных автомобилей и электромобилей, тяговых приводов электропоездов и др. объектов. Для этих целей в наибольшей степени подходят АД с векторным управлением (ВУ). Для приводов вышеперечисленных устройств важно во время разгона или экстренного торможения развивать максимально возможный момент на валу АД. Естественно, что такие режимы достигаются только при максимальных значениях тока и напряжения статора, ограничиваемых допустимыми условиями по безопасной работе преобразователя частоты (ПЧ) и по перегреву обмоток АД. В то же время важнейшей задачей является энергоэффективность работы асинхронного электропривода (АЭП). Задачи оптимального управления АД при скоростях, меньших номинальной, в значительной степени решены (см., например, [1]). Несмотря на то, что исследования по оптимальному управлению АД во второй зоне скоростей длятся более двадцати лет, исчерпывающее решение до сих пор не получено. В работах [2–7] решается задача увеличения электромагнитного момента с помощью максимизации соотношения момент/ток. Однако этот критерий имеет ряд недостатков.

1. При не достижении ограничений тока и напряжения обычно известен необходимый для управления элек-

тромагнитный момент. Поэтому вместо максимизации соотношения момент/ток полезнее минимизировать потребляемую мощность.

2. При наличии ограничений тока и (или) напряжения предпочтительно максимизировать модуль электромагнитного момента, а не соотношение момент/ток, максимизация которого не гарантирует достижение абсолютного максимума модуля электромагнитного момента, необходимого для быстрого разгона и торможения.

3. Известные законы управления не являются робастными.

Целью статьи является разработка методов синтеза оптимального робастного широкодиапазонного управления скоростью АД, максимизирующего модуль электромагнитного момента при действии ограничений тока и (или) напряжения и минимизирующего потребляемую мощность при отсутствии влияния ограничений.

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 [1]

$$u = \sigma L_S \dot{i} + (R_S + R_r L_{mr}^2) i + \omega_0 \sigma L_S j i - L_{mr} (E T_r^{-1} - n \omega J) [\psi_d \ 0]^T, \quad (1)$$

$$T_r p \psi_d = -\psi_d + L_{mr} i_d, \quad (2)$$

$$m = nL_{mr}\Psi_d i_q, \quad (3)$$

где Ψ, i, u – векторы потокоцепления ротора, тока и напряжения статора, заданные проекциях в синхронном базисе (d, q) ; m – электромагнитный момент; n – количество пар полюсов; R_s, R_r – активные сопротивления фаз статора и ротора; L_s, L_r, L_m – индуктивности фаз статора, ротора и взаимная индуктивность, $L_{mr} = L_m L_r^{-1}$, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ – коэффициент рассейвания; $T_r = L_r / R_r$ – постоянная времени роторной цепи; ω_0 – скорость вращения вектора потокоцепления ротора (синхронная скорость); ω – скорость вращения ротора;

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, p - \text{оператор дифференцирования.}$$

Примечания. 1. Сопротивление R_s представляет собой полное сопротивление контура тока, включающее в себя суммарное сопротивление статора двигателя, кабеля и эквивалентное сопротивление преобразователя частоты.

2. Уравнения (1)–(3) получены при условии равенства мощностей трехфазной и эквивалентной двухфазной моделей АД. В этом случае токи и напряжения двухфазной синхронной модели в $\sqrt{3}/2$ раз больше амплитудных значений токов и напряжений трехфазной модели.

3. В дальнейшем ноль в индексах параметров указывает на его номинальное значение, а p в индексах токов и напряжений – на их программные значения.

Полные уравнения АД являются нелинейными, неопределенными. В монографии одного из авторов [1] для таких уравнений в пределах номинальных скоростей разработаны робастные методы управления по программным токам. Для формирования программных токов и напряжений при действии ограничений тока и (или) напряжения, по аналогии с работами [2–7], воспользуемся упрощенными уравнениями, учитывающими основные для данной задачи физические явления, а именно:

$$u_{dp} = R_{s0} i_{dp} - \omega_0 \sigma L_{s0} i_{qp}, \quad (4)$$

$$u_{qp} = R_{s0} i_{qp} + \omega_0 L_{s0} i_{dp}, \quad (5)$$

$$m_p = nL_{\Sigma 0} i_{dp} i_{qp}, \quad (6)$$

где уравнение (6) получено из уравнения (3) с учетом (2) при $p\Psi \equiv 0$, u_{dp}, u_{qp} – программные напряжения, формируемые регуляторами тока, $L_{m0}^2 L_{r0}^{-1} = L_{\Sigma 0}$, $R_{s0}, L_{s0}, L_{m0}, L_{r0}$ – номинальные значения соответствующих параметров системы (1)–(3), m_p – известное (желаемое) программное значение электромагнитного момента, предназначенного для управления технологическим процессом. Разности между скалярными составляющими уравнения (1) и соответствующими уравнениями (4), (5) равны неопределенностям, которые не учитываются при синтезе в работах [2–7], что приводит к погрешностям управления. В данной работе предполагают-

ся оценивание и компенсация указанных неопределенностей в комбинированных регуляторах электромагнитного момента и токов [1], что делает управление робастным и применение уравнений (4)–(6) более обоснованным.

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 [2–7], а именно,

$$|i|^2 = i_{dp}^2 + i_{qp}^2 \leq I_{\max}^2, \quad (7)$$

$$|u|^2 = u_{dp}^2 + u_{qp}^2 \leq U_{\max}^2, \quad (8)$$

где $U_{\max} = U_{dc} / \sqrt{3}$, U_{dc} – напряжение в цепи постоянного тока ПЧ [2, 6].

На практике возможны четыре случая.

1. Работа при недостижении ограничений

$$|i| < I_{\max}, |u| < U_{\max}, \quad (9)$$

2. Работа при ограниченном токе статора

$$|i| = I_{\max}, |u| < U_{\max}, \quad (10)$$

3. Работа при ограниченном напряжении статора

$$|i| < I_{\max}, |u| = U_{\max}, \quad (11)$$

4. Работа при одновременном ограничении тока и напряжения статора

$$|i| = I_{\max}, |u| = U_{\max}, \quad (12)$$

Самым распространенным методом оптимизации является максимизация соотношения момент/ток [2–7] с помощью упрощенных уравнений (4)–(8). Исчерпывающее точное решение данной задачи до сих пор не найдено.

2. ПРЕДЛАГАЕМЫЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА

Вводится замена переменных

$$i_{dp} = k \sqrt{\frac{m_p}{nL_{\Sigma 0}}}, i_{qp} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{m_p}{nL_{\Sigma 0}}} \text{sign}(m_p), \quad (13)$$

где принято $k > 0$ – искомый оптимизирующий коэффициент связи токов статора (безразмерный множитель (функция)), с помощью которого, во-первых, можно задать любое соотношение между токами i_{dp}, i_{qp} , во-вторых, подстановка выражений (13) в уравнение (6) дает тождество. Сказанное подтверждает правомочность замены двух переменных i_{dp}, i_{qp} одной переменной k . Что особенно важно, замена переменных (13) устанавливает непосредственную связь уравнений токового контура (4), (5) с электромагнитным моментом и при синтезе законов управления уравнение (6) можно не использовать. В численных примерах для демонстрации эффективности введения оптимального множителя k , не равного единице, будет параллельно рассматриваться случай $k=1$.

2.1. Минимизация потребляемой мощности при не достижении ограничений (условие (9))

В этом случае для уравнений (1)–(3) в работе [1] получено следующее выражение потребляемой мощности АД:

$$P = \sigma L_s \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) + R_s (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) + R_r L_{mr}^2 i_{qp}^2 + \omega m_p + L_{mr} i_{dp} \dot{\psi}_d + \alpha (\omega_1) L_m^2 i_{dp}^2, \quad (14)$$

где первое слагаемое представляет собой потери рассеяния, второе и третье слагаемые – потери мощности на нагрев соответственно в обмотках статора и ротора (потери в меди), четвертое слагаемое является полезной механической мощностью, пятое слагаемое – мощность магнитных полей машины, шестое – потери в стали АД [1], ω_1 – частота тока статора.

В установившемся режиме выражение (14) принимает вид

$$P = R_{s0} (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) + R_{r0} L_{mr0}^2 i_{qp}^2 + \omega m_p + \alpha (\omega_1) L_{m0}^2 i_{dp}^2. \quad (15)$$

Подстановка токов статора (13) в выражение (15) дает

$$P = \frac{|m_p|}{nL_{\Sigma 0}} \left[R_{s0} (k^2 + k^{-2}) + R_{r0} L_{mr0}^2 k^{-2} + \omega nL_{\Sigma 0} \text{sign}(m_p) + \alpha (\omega_1) L_{m0}^2 k^2 \right]. \quad (16)$$

Задача состоит в следующем: при заданном электромагнитном моменте m_p выбрать такое k , при котором потребляемая мощность будет минимальной. Мощность будет минимальной при минимальных значениях квадратной скобки выражения (16). Приравняв производную по k выражения в квадратных скобках нулю, получим следующее условие минимума потребляемой мощности, а также мощности потерь:

$$k = 4 \sqrt{\frac{R_{r0} L_{mr0}^2 + R_{s0}}{R_{s0} + \alpha (\omega_1) L_{m0}^2}}. \quad (17)$$

При подстановке k из (17) в (13) получим закон формирования статорных токов, минимизирующих потребляемую мощность, а также мощность потерь. (Следует отметить, что выражения токов (17) с учетом (13) совпадают с выражениями (4.2.15) работы [1], полученными другим методом).

2.2. Синтез при ограниченном токе (условие (10))

В этом случае, в качестве критерия оптимальности принимается максимум модуля электромагнитного момента. Ограничение тока (7) с учетом выражений (13) принимает вид

$$|m_p| = \frac{k^2 i_{\max}^2 nL_{\Sigma 0}}{k^4 + 1}, \quad (18)$$

откуда следует: модуль электромагнитного момента максимален при $k = 1$, а с учетом (13), – при $|i_{dp}| = |i_{qp}|$ [1, 8, 9]. В этом случае

$$|m_p|_{\max} = 0,5 i_{\max}^2 nL_{\Sigma 0}. \quad (19)$$

2.3. Синтез при ограниченном напряжении (условие (11))

Как и в предыдущем случае, в качестве критерия оптимальности принимается максимум модуля электромагнитного момента. Сумма квадратов уравнений (4) и (5) с учетом ограничения (8) при подстановке в полученное уравнение выражений (13) дает уравнение

$$u_{\max}^2 \geq u^2 = \frac{|m_p|}{nL_{\Sigma 0}} \left[(kR_{s0} - \frac{1}{k} \omega_0 \sigma L_{s0} \text{sign } m_p)^2 + \left(\frac{1}{k} R_{s0} \text{sign } m_p + \omega_0 L_{s0} k \right)^2 \right] > 0, \quad (20)$$

из которого следует (21).

Благодаря введенным соотношениям (13), вместо трех неизвестных в системе (4)–(6) ($|m_p|$, i_{dp} , i_{qp}) в уравнениях (20)–(21) фигурируют только две неизвестные: $|m_p|$ и k , причем, $|m_p|$ должен быть максимально возможным. Из уравнения (21) очевидно, что при любом заданном напряжении модуль электромагнитного момента будет максимальным тогда, когда при варьировании коэффициента k в уравнении (21) функция в квадратных скобках достигнет минимума. Минимум этой функции достигается при равенстве нулю первой производной данной функции по k . Как следует из (21), минимум имеет место при

$$k = 4 \sqrt{\frac{R_{s0}^2 + \sigma^2 L_{s0}^2 \omega_0^2}{R_{s0}^2 + L_{s0}^2 \omega_0^2}} > 0. \quad (22)$$

Таким образом, модуль электромагнитного момента максимален при выполнении условия (22). Максимальный модуль электромагнитного момента находится из выражения (20) или (21) при $|u| = |u_{\max}|$ и при выполнении равенства (22), а токи, формирующие этот момент, определяются выражениями (13).

Замечания. 1. Для любой заданной скорости ω_0 найденный максимум модуля электромагнитного момента является абсолютным максимумом.

$$|m_p|_{\max} = \frac{u_{\max}^2 nL_{\Sigma 0}}{\left[R_{s0}^2 (k^2 + k^{-2}) + 2R_{s0} L_{s0} \omega_0 \text{sign } m_p (1 - \sigma) + L_{s0}^2 \omega_0^2 (k^2 + \sigma^2 k^{-2}) \right]}. \quad (21)$$

2. Значение оптимального k , как видно из выражения (22), не зависит от произведения $\omega_0 \operatorname{sign} m_p$ (не зависит от режима работы: двигательный или генераторный). В то же время, значение оптимального электромагнитного момента, в соответствии с уравнением (21), зависит от произведения $\omega_0 \operatorname{sign} m_p$. При прочих равных условиях, электромагнитный момент в генераторном режиме ($\omega_0 \operatorname{sign} m_p < 0$) больше, чем в двигательном ($\omega_0 \operatorname{sign} m_p > 0$).

3. Для данного режима коэффициент k может лежать в пределах $\sqrt{\sigma} \leq k(\omega_0) \leq 1$.

$$\frac{k^2 i_{\max}^2 n L_{\Sigma 0}}{k^4 + 1} = \frac{u_{\max}^2 n L_{\Sigma 0}}{\left[R_{s0}^2 (k^2 + k^{-2}) + 2 R_{s0} L_{s0} \omega_0 \operatorname{sign} m_p (1 - \sigma) + L_{s0}^2 \omega_0^2 (k^2 + \sigma^2 k^{-2}) \right]},$$

откуда можно записать

$$k^4 (R_{s0}^2 + \omega_0^2 L_{s0}^2 - \frac{u_{\max}^2}{i_{\max}^2}) + 2k^2 R_{s0} L_{s0} \omega_0 \operatorname{sign} m_p (1 - \sigma) + \omega_0^2 \sigma^2 L_{s0}^2 + R_{s0}^2 - \frac{u_{\max}^2}{i_{\max}^2} = 0. \quad (23)$$

Для краткости написания в уравнении (23) вводятся обозначения

$$a = R_{s0}^2 + \omega_0^2 L_{s0}^2 - \frac{u_{\max}^2}{i_{\max}^2}; \quad b = 2 R_{s0} L_{s0} \omega_0 \operatorname{sign} m_p (1 - \sigma);$$

$$c = \omega_0^2 \sigma^2 L_{s0}^2 + R_{s0}^2 - \frac{u_{\max}^2}{i_{\max}^2}. \quad (24)$$

Тогда с учетом (24) уравнение (23) можно представить в виде

$$ak^4 + bk^2 + c = 0. \quad (25)$$

с решением

$$k = \sqrt{\frac{-2b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} > 0. \quad (26)$$

Программные токи i_{dp}, i_{qp} находятся подстановкой найденного значения k в (13). Это позволяет при заданной скорости ω_0 (или ω) определить максимальное значение электромагнитного момента при условии действия ограничений (7), (8). Значение $|m_p|$ определяется подстановкой k из (26) в уравнения (21) либо (18) (решения будут тождественны).

Полученные выше результаты зависят от синхронной скорости ω_0 . Скорость ротора определяется по зависимостям

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad \omega_{sl} = \frac{i_{qp}}{T_r i_{dp}} = \frac{\operatorname{sign} m_p}{T_r k^2}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (27)$$

где T_r – постоянная времени ротора, ω , ω_{sl} – скорости ротора и скольжения.

4. При $k=1$ ($|i_{dp}| = |i_{qp}|$) модуль максимального электромагнитного момента также находится из уравнения (20) или (21), а токи – из выражений (13).

2.4 Синтез при одновременном нахождении на ограничениях токов и напряжений (условие (12))

Поскольку в рассматриваемом случае электромагнитные моменты для ограничений (10), (11) должны быть равны при одних и тех же скоростях, то решение поставленной задачи достигается подстановкой выражения (18) в уравнение (21), что дает следующее уравнение для нахождения k :

На рис. 1–4 приведены зависимости $|m_p|$ и токов статора от синхронной скорости ω_0 и скорости ротора (двигательный и генераторный режимы) для АЭП с двигателем 4А225М4УЗ, параметры которого приведены в табл. 1 приложения.

На рис. 1 отрезок АВ соответствует разгону двигателя с максимально возможным электромагнитным моментом при ограничении тока (7). При этом, напряжение не достигает своего предельного значения (8). Максимальный электромагнитный момент $|m_p|_{\max}$ определяется из выражения (18) при $k=1$. В точке В напряжение достигает указанного ограничения при синхронной скорости ω_B , определяемой подстановкой $|m_p|_{\max}$ из (19) в (21) при $k=1$. Поскольку $\sigma \ll 1$, то ω_B можно найти как

$$\omega_B = \left[\sqrt{\frac{2u_{\max}^2}{i_{\max}^2} - R_{s0}^2 - R_{s0} \operatorname{sign}(m_0)} \right] / L_{s0}. \quad (28)$$

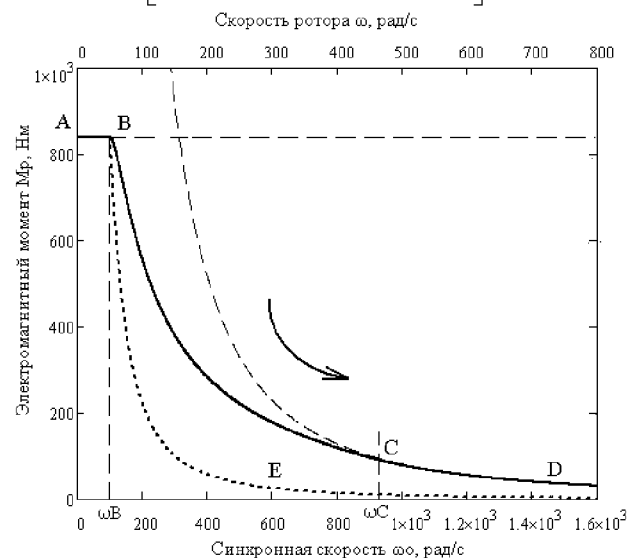


Рис. 1. Фрагменты механических характеристик (двигательный режим)

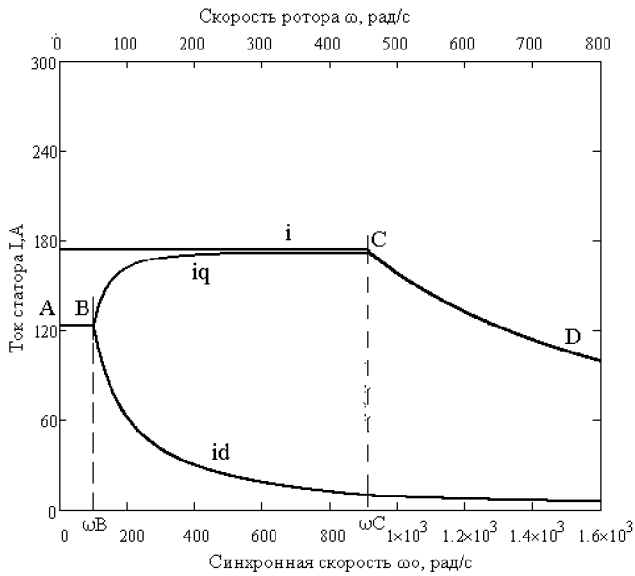


Рис. 2. Сторонные токи (двигательный режим)

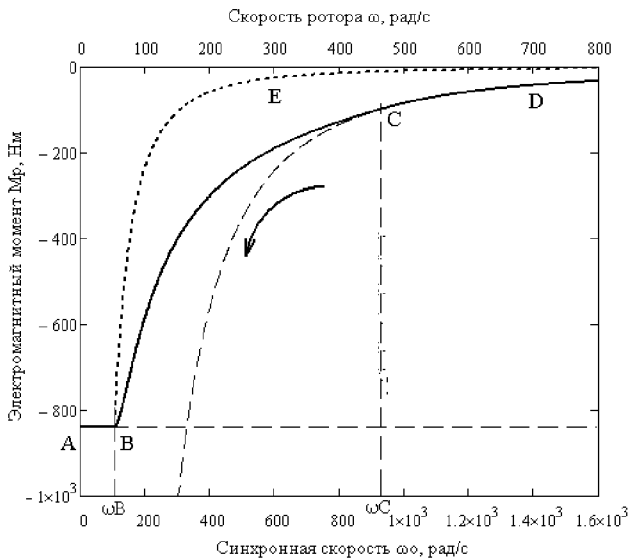


Рис. 3. Фрагменты механических характеристик (генераторный режим)

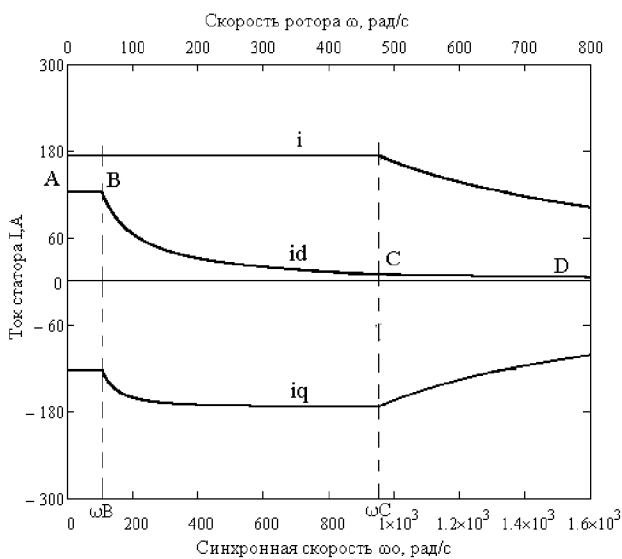


Рис. 4. Сторонные токи (генераторный режим)

Дальнейший разгон двигателя происходит по отрезку ВС при одновременном ограничении тока и напряжения.

При этом модуль электромагнитного момента $|m_p|$ формируется по (18) или (21) при k , найденном из выражения (26). При одновременном ограничении по току и напряжению АД его синхронная скорость может достигать максимального значения, определяемого отношением [7] (точка С рис. 1)

$$\omega_C = \frac{u_{max}}{\sigma L_{s0} i_{max}} \sqrt{\frac{1+\sigma^2}{2}}. \quad (29)$$

Начиная с точки С, при дальнейшем увеличении скорости ω суммарный статорный ток i уменьшается (рис. 2) и работа происходит только при действии ограничения напряжения (8). Разгон происходит по отрезку CD. (Точка D ограничивает рабочий диапазон скорости). $|m_p|$ формируется выражением (21), когда k определен в соответствии с равенством (22). При $\omega \gg \omega_n, k = \sqrt{\sigma}$.

Таким образом, максимально быстрый разгон двигателя происходит по кривой ABCD. (Стрелки на рис. 1 и 3 указывают направление движения). Кривая ABE построена для случая $k=1$ при обработке вышеперечисленных режимов. Сравнение кривых ABCD и ABE наглядно демонстрирует преимущества предложенного алгоритма.

На рис. 2 показаны зависимости токов статора i_{dp}, i_{qp} и суммарного тока статора i (7) от синхронной скорости ω_0 и скорости ротора ω (двигательный режим) при оптимальном разгоне двигателя по кривой ABCD рис. 1.

В генераторном режиме торможение с максимально возможным моментом происходит по кривой DCBA рис. 3. При $k=1$ торможение происходит по кривой EBA. Статорные токи в генераторном режиме при управлении по предлагаемому алгоритму показаны на рис. 4.

3. ФОРМИРОВАНИЕ РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Функциональная схема блока формирования программных напряжений представлена на рис. 5. Предполагается использование робастного управления, упомянутого выше и описанного в монографии [1]. Будет считаться, что измеряются скорость ротора ω и токи i_d, i_q . Момент инерции ротора, внешние воздействия и трение, действующие на него, а также погрешности формирования электромагнитного момента, обусловленные неточностью знания индуктивностей, входящих в выражения (1)–(3), не известны. Выделяется номинальное значение момента инерции ротора и индуктивностей, а все внешние воздействия, обусловленные неопределенными частями параметров, объединяются в неопределенность, которая оценивается и компенсируется за счет применения комбинированного управления (блока «регулятор момента» [1]). Таким образом, комбинированное управление формирует желаемый (программный) электромагнитный момент m_p , осуществляющий компенсацию неопределенности и формирование заданного вида движения ротора. В зависимости от выбран-

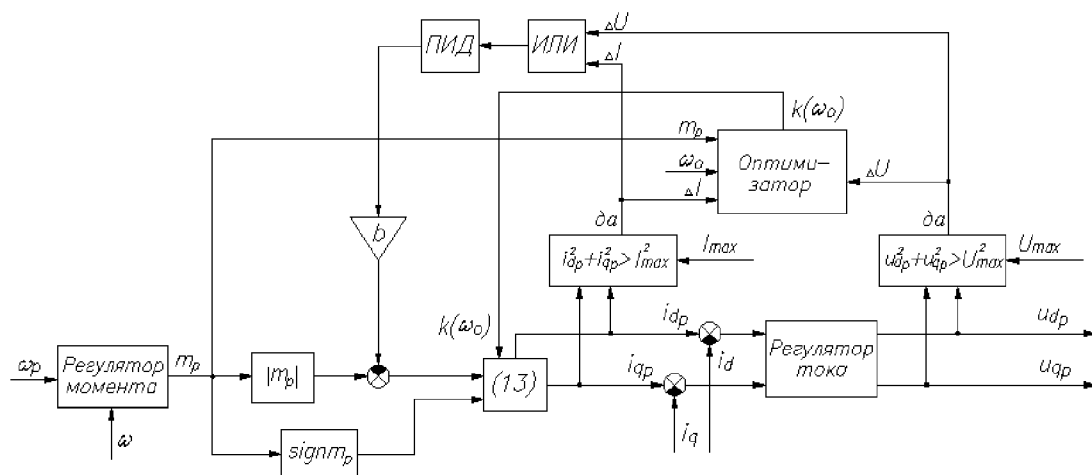


Рис. 5. Функциональная схема блока формирования программных напряжений

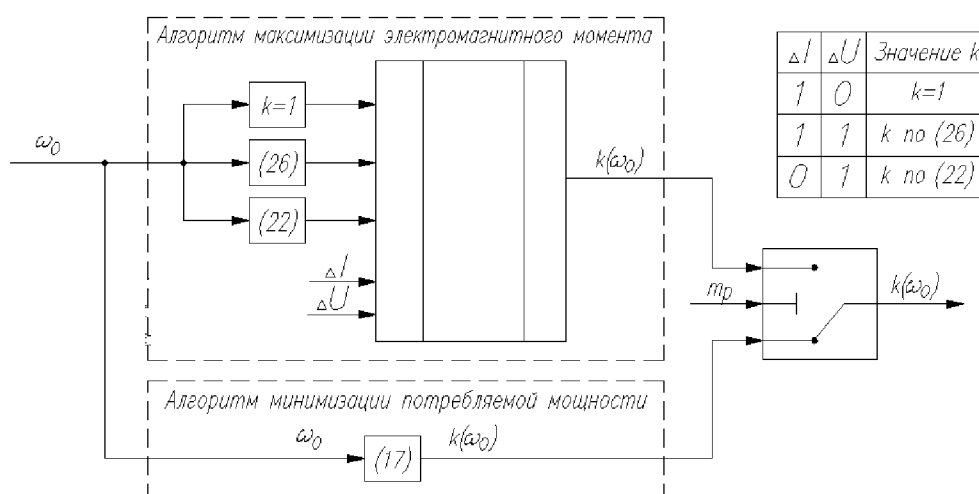


Рис. 6. Функциональная схема блока «оптимизатор»

ного вида управления и действующих ограничений в блоке «оптимизатор» (рис. 6) по выражениям (17), (22), (26) в зависимости от значения синхронной скорости ω_0 задается оптимизирующий коэффициент связи токов статора k , с помощью которого формируются программные токи i_{dp} , i_{qp} по выражению (13). Вычисленные по измерениям фазных токов токи i_d , i_q вычитаются из своих программных значений. Полученные разности подаются в робастные комбинированные регуляторы токов [1], которые формируют программные напряжения u_{dp} , u_{qp} , и после перевода u_{dp} , u_{qp} в трехфазную форму используются для управления преобразователем частоты.

При невыполнении условий (7) и (или) (8) с помощью PID регулятора формируется сигнал для уменьшения программного электромагнитного момента $|m_p|$. За счет этого гарантировано обеспечивается выполнение условий (7), (8) и работа в режиме, описанном в подразделе 2.1.

ВЫВОДЫ

В работе предложен метод оптимального широкодиапазонного управления скоростью асинхронного двигателя по критериям максимизации электромагнитного момента и минимизации потребляемой мощности. Для решения

задачи в исходной нелинейной неопределенной системе уравнений (1)–(3) выделяется детерминированная часть (4)–(6) и неопределенность, равная разностям соответствующих уравнений этих систем. Для управления токовыми контурами используется робастное программное комбинированное управление с оценкой и компенсацией неопределенности [1]. С целью упрощения синтеза программных токов без уменьшения общности полученных результатов предложено преобразование (13), позволяющее с помощью коэффициента связи токов статора k задавать любое соотношение между токами статора. С помощью этого преобразования получено следующее.

1. В условиях ограничения тока и (или) напряжения статора найдены аналитические зависимости коэффициента k от скорости ротора, обеспечивающие максимально возможный модуль электромагнитного момента АД. На механической характеристике при наличии ограничений тока и напряжения построены траектории с максимально быстрым разгоном и торможением.

2. При работе в условиях недостижения ограничений, при заданном модуле электромагнитного момента, в качестве критерия оптимальности принимается минимум потребляемой мощности. Для этого случая предложена процедура оптимизации программных токов.

3. В отличие от известных работ [2–7], дающих приближенные (не самые лучшие) значения программных токов, предлагаемые алгоритмы математически строго определяют значения программных токов, обеспечивающих абсолютные максимумы модулей электромагнитных моментов и абсолютный минимум потребляемой мощности при всех скоростях.

4. Составлена и описана функциональная схема блока формирования программных напряжений, включающая робастные регуляторы программного электромагнитного момента и статорных токов. Этот блок автоматически поддерживает минимум потребляемой мощности при сформированном электромагнитном моменте при любых скоростях, а в случае необходимости – максимум электромагнитного момента.

Приложение. Таблица 1. Основные параметры двигателя 4A225M4У3

$n = 2$	$L_m = 0,0287 \text{ Гн}$
$R_{s0} = 0,067 \text{ Ом}$	$L_s = 0,0294 \text{ Гн}$
$R_{r0} = 0,032 \text{ Ом}$	$L = 0,0297 \text{ Гн}$

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Потепенко, Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е. М. Потепенко, Е. Е. Потепенко. – Запорожье : ЗНТУ. – 2009. – С. 352.
2. Seok, J. K. Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region / J. K. Seok and S. K. Sul // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14. – № 4. – Pp. 700–708.
3. Gallegos-Lopes, G. Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region / G. Gallegos-Lopes, F. S. Gunawan, J. E. Walters // IEEE Trans. on Industry applications. – 2007. – Vol. 43. – № 4. – Pp. 981–989.
4. Ben Ali, A. Torque Maximization and Sensorless Control of Induction Motor in a Flux Weakening Region / A. Ben Ali, A. Khedher, M.F.Mimouni, R. Dhifaoui // Internal Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering. – 2009. – IJ-STA, Vol. 3. – №1 (July 2009). – Pp. 972–985.
5. Пересада, С. М. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток / С. М. Пересада, С. С. Дымко // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – № 03(79). – С. 28–31.
6. A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives/ O. Wasynchuk, S. D. Sudhoff, K. A. Corsine, J. Tichenor, P. Krause, I. Hansen, L. Taylor// IEEE Trans. On Energy Conversion. – 1998. – Vol. 13. – No. 2. – Pp.163–169.
7. Овсянников Е. М. Управление тяговым асинхронным электроприводом гибридных автомобилей по минимуму потерь и максимуму перегрузочной способности / Е. М. Овсянников, Тхиеу Нгуен Куанг, Туан Нгуен Хак // Приоритеты развития отечественного автотракторостроения и подготовки инженерных и научных кадров : сб. научн. тр. 65-ой межд. научн.-техн. конф. «Ассоциации автомобильных инженеров (ААИ)». – М. : МАМИ, 2009. – С. 120–121.

Стаття надійшла до редакції 27.09.2012.

Потепенко Е. М., Шийка А. А.

ОПТИМАЛЬНЕ РОБАСТНЕ ШИРОКОДІАПАЗОННЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Синтезовані методи оптимізації широкодіапазонного векторного керування швидкістю асинхронного двигуна (АД). Методи дозволяють за умови обмеженого струму та (або) напруги формувати максимально можливий електромагнітний момент АД. Для випадку не досягнення вказаних обмежень і заданого електромагнітного момента розроблені методи синтезу програмних струмів, які мінімізують споживану потужність. Наведена функціональна схема робастного оптимального керування струмами статора і надано опис роботи системи.

Ключові слова: асинхронний двигун, оптимальне векторне керування, максимізація електромагнітного моменту, мінімізація споживаної потужності, двозонне керування швидкістю.

Potapenko E. M., Shiyka A. A.

OPTIMAL ROBUST WIDE SPEED CONTROL OF INDUCTION MACHINE

This paper represents a robust voltage regulation algorithm for an induction machines that enable minimization of the losses and maximization of torque capability. The maximum torque of an induction machine is limited by the current and voltage constraints. Depending on rotor speed, current and voltage limits, the algorithm calculates the coupling coefficient of stator currents k , that determines the optimal stator currents (i_d , i_q) for the maximum torque capability in whole values of the rotor speed (under the rotor base speed and in the field-weakening region). If those limits are not reached, the algorithm calculates optimal stator currents for minimization of losses of an induction machine. The block diagram of robust optimal voltage regulator is represented. The validity of proposed algorithm is demonstrated by simulation.

Key words: induction machine, optimal vector control, torque maximization, loss minimization, field-weakening region.

REFERENCES

1. Potapenko E. M., Potapenko E. E. Robastny'e algoritmy' vektornogo upravleniya asinxronny'm privodom : monohrafiia. Zaporizhzhya, ZNTU, 2009, 352 p.
2. J. K. Seok and S. K. Sul, Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1999, Vol. 14, № 4, pp. 700–708.
3. Gallegos-Lopes G., Gunawan F. S., Walters J. E. Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region, *IEEE Trans. on Industry applications*, 2007, Vol. 43, №4, pp. 981–989.
4. Ben Ali A., Khedher A., Mimouni M. F., Dhifaoui R. Torque Maximization and Sensorless Control of Induction Motor in a Flux Weakening Region, *Internal Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering*, 2009, IJ-STA, Vol. 3, №1 (July 2009), pp. 972–985.
5. Peresada S., Dymko S. Pryamoe vektornoe upravlenie momentom asinxronnih dvigateley s maksimizacziyey sootnosheniya moment-tok, *Electotexnicheskie i komp'yuternyy'e sistemy*, 2011, № 03(79), pp. 28–31.
6. Wasynchuk O., Sudhoff S. D., Corsine K. A., Tichenor J., Krause P., Hansen I., Taylor L. A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 1998, Vol. 13, No. 2, pp.163–169.
7. Ovsyannikov E. M., Nguen Kuang Txieu, Nguen Xak Tuan. Upravlenie tyagovy'm asinxronnim electroprivodom gibridny'x avtomobiley po minimumu poter' i maksimumu peregrusochnoy sposobnosti. *Prioritety' razvitiya otechectvennogo avtotractorostroeniya i podgotovki inzhenerny'ch i nauchny'xkadrov: Sbornic nauchny'x trudov 65-j Mezhdunarodnoj nauchno-texnicheskoj konferencii avtomobil'ny'x inzhenerov (AAI)*, Moskow, MG TU «MAPI», 2009, pp. 120–121.