

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОПТИМАЛЬНЫМ ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Дано сравнение критериев оптимальности векторного управления (ВУ) асинхронным электроприводом (АЭП). Получены зависимости оптимальных энергетических и регулировочных характеристик, объясняющие суть электромагнитных процессов, происходящих в АЭП с ВУ. Эти зависимости позволяют оценить возможности исследуемого вида управления и для решения конкретной задачи выбрать асинхронный двигатель.

**Ключевые слова:** асинхронный электропривод, энергетические и регулировочные характеристики, оптимальное векторное управление, максимизация электромагнитного момента.

### ВВЕДЕНИЕ

Асинхронные двигатели (АД), благодаря своим высоким эксплуатационным, стоимостным, надежностным характеристикам, получили широкое распространение. Применение векторного управления (ВУ) АД приблизило динамические и точностные характеристики асинхронных электроприводов (АЭП) к указанным характеристикам электроприводов с двигателями постоянного тока. Несмотря на достигнутые успехи в области управления АЭП, представляется возможным улучшить их характеристики в различных специальных режимах. В частности, одним из таких режимов является режим работы АЭП при скоростях, существенно превышающих номинальную скорость. При этом необходимо сохранить высокое качество управления АЭП при скоростях ниже номинальной. Расширение диапазона рабочих скоростей необходимо для приводов гибридных автомобилей и электромобилей, тяговых приводов электропоездов, приводов высокоскоростных металлообрабатывающих станков (электрошпинделей).

Вопросами управления при высоких скоростях посвящено большое количество работ [1–11, 15]. Во всех перечисленных работах при синтезе алгоритмов управления применены упрощенные уравнения движения АД. В более ранних работах параметры АД предполагаются известными, в более поздних – осуществляется сложная идентификация параметров. Известные синтезированные алгоритмы управления отличаются от алгоритмов управления при средних и малых скоростях вращения ротора. При больших скоростях, где производится ослабление потокосцепления ротора, диапазон рабочих скоростей разбивается на несколько участков с разными алгоритмами управления, что препятствует плавному изменению скорости вращения ротора при переходе от одного участка к другому. В этих работах синтез осуществляется для стационарных режимов работы АД. В работах [3, 9–11] при синтезе законов управления максимизируется отношение модуля электромагнитного мо-

мента к модулю тока статора, при этом не учитывается потребляемая мощность. В то же время, известен робастный закон управления [12], минимизирующий потребляемую полную мощность.

**Целью** данной статьи является получение оптимальных энергетических и регулировочных характеристик АЭП в диапазоне скоростей от нулевой до, теоретически, бесконечной.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Уравнения АД, записанные относительно токов статора и потокосцеплений ротора в синхронном базисе ( $d, q$ ), ориентированном по вектору потокосцепления ротора [4, 12–15], в конечном итоге приводятся к виду

$$u_d = \sigma L_s p i_d + R_s i_d - \omega_0 \sigma L_s i_q + L_{mr} p \psi_d, \quad (1)$$

$$u_q = \sigma L_s p i_q + R_s i_q + \omega_0 L_s i_d - \omega_0 L_{mr} p \psi_d, \quad (2)$$

$$T_r p \psi_d = -\psi_d + L_m i_d, \quad (3)$$

$$m = n L_m L_r^{-1} \psi_d i_q, \quad (4)$$

где  $\psi, i, u$  – векторы потокосцепления ротора, тока и напряжения статора, заданные 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,  $L_{mr} = L_m L_r^{-1} \approx 1$ ;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  – коэффициент рассеивания;  $T_r = L_r / R_r$  – постоянная времени роторной цепи;  $\omega_0$  – угловая скорость вращения вектора потокосцепления ротора (синхронная скорость);  $p$  – оператор дифференцирования.

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

2. Уравнения (1)–(4) получены при условии равенства мощностей трехфазной и двухфазной моделей АД. В этом случае токи и напряжения синхронной модели в  $\sqrt{3}/2$  раз больше амплитудных значений токов и напряжений трехфазной модели.

3. В дальнейшем ноль в индексе параметра указывает на его номинальное значение.

Для обеспечения возможности получения аналитических результатов в работах [1–12] уравнения (1)–(4) упрощаются с потерей точности до вида

$$u_d = R_{s0}i_d - \omega_0 \sigma L_{s0}i_q, \quad (5)$$

$$u_q = R_{s0}i_q + \omega_0 L_{s0}i_d, \quad (6)$$

$$m = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q. \quad (7)$$

Для создания и поддержания максимального электромагнитного момента АЭП, в особенности, при работе в зоне высоких скоростей необходимо учитывать ограничения тока и напряжения статора АД, накладываемые на систему преобразователем частоты с ШИМ-модуляцией (ПЧ) и условиями безопасной работы АД.

$$|i|^2 = i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\max}^2. \quad (8)$$

Максимальное значение статорного напряжения АД ограничено действующим напряжением цепи постоянного тока и номинальным напряжением инвертора [10]

$$|u|^2 = u_d^2 + u_q^2 \leq u_{\max}^2, \quad (9)$$

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

В соответствии с соотношениями (8)–(9), при получении аналитических результатов будем рассматривать следующие диапазоны работы АЭП:

$$u^2 < u_{\max}^2, \quad i^2 \leq i_{\max}^2, \quad (10)$$

$$u^2 = u_{\max}^2, \quad i^2 \leq i_{\max}^2. \quad (11)$$

Динамика АЭП в зоне 1 (соотношения (10)) подробно исследована в большом количестве публикаций [12–15]. Публикации [1–11] посвящены работе во второй зоне (соотношения 11). При этом переход из одной зоны в другую осуществляется путем смены алгоритмов, что нарушает плавность работы.

Ставится задача получения универсальных оптимальных энергетических и регулировочных характеристик АЭП в диапазонах (10), (11) при всех скоростях вращения ротора.

## 2. СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ РАБОТЫ АЭП

Анализ выражения электромагнитного момента АД (7), справедливого для установившегося режима, пока-

зывает, что значение электромагнитного момента зависит от различного сочетания намагничивающей ( $i_d$ ) и моментной ( $i_q$ ) составляющих тока. Суть методов оптимизации состоит в поиске такого сочетания токов  $i_d$ ,  $i_q$ , при котором достигается максимальный электромагнитный момент при заданной скорости с наименьшим энергопотреблением.

Одним из наиболее распространенных методов оптимизации является максимизация отношения момент-ток (метод 1) [3, 9–11, 15]. В этом случае программные значения статорных токов определяются равенствами

$$i_{dp} = \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}} = i_{qp} \text{sign } m_0, \quad (12)$$

где  $m_0$  – желаемое значение электромагнитного момента,  $L_{m0}$  – номинальная взаимная индуктивность (индуктивность на линейном участке кривой намагничивания).

Исходя из условий ограничения (8) и выражения (7), модуль электромагнитного момента определяется соотношением

$$|m_0| \leq nL_{m0} \frac{i_{\max}^2}{2}. \quad (13)$$

Электромагнитные потери в токовых контурах АЭП и в стали АД определяются выражением [12]

$$P_{em} = P_a + P_s = R_{s0}(i_d^2 + i_q^2) + R_{r0}L_{mr0}^2 i_q^2 + \alpha(\omega_1)\psi_d^2, \quad (14)$$

где  $P_a$  – сумма потерь активной мощности на нагрев в обмотках статора и ротора;  $P_s = \alpha(\omega_1)\psi_d^2 = k_\alpha |\omega_1|^{1.6} L_{m0}^2 i_d^2$  – потери в стали, где  $k_\alpha = 6,2 \cdot 10^{-3} K^{-1}$  – температурный коэффициент сопротивления стали,  $\omega_1$  – частота тока статора [16].

При подстановке (12) в (14) и с учетом соотношения  $L_{mr0}^2 \approx 1$  получим выражение электромагнитных потерь мощности при оптимизации отношения момент-ток в виде

$$P_{em} \approx \frac{|m_0|}{nL_{m0}} (2R_{s0} + k_\alpha |\omega_1|^{1.6} L_{m0}^2 + R_{r0}). \quad (15)$$

Другим известным методом оптимизации является минимизация потребляемой мощности при заданном электромагнитном моменте (метод 2) [12]. В этом случае программные статорные токи определяются выражениями

$$|i_{dp}| = 4 \sqrt{\frac{R_{s0} + R_{r0}}{R_{s0} + \alpha(\omega_1)L_{m0}^2}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}},$$

$$|i_{qp}| = 4 \sqrt{\frac{R_{s0} + \alpha(\omega_1)L_{m0}^2}{R_{s0} + R_{r0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}. \quad (16)$$

При условии (8) электромагнитный момент ограничен соотношением

$$|m_0| \leq i_{\max}^2 nL_{m0} \frac{\sqrt{(R_{s0} + R_{r0})(R_{s0} + \alpha(\omega_1)L_{m0}^2)}}{2R_{s0} + R_{r0} + \alpha(\omega_1)L_{m0}^2}. \quad (17)$$

Потребляемая электромагнитная мощность определяется по зависимости [12]

$$P_{em} \approx \frac{2|m_0|R_{s0}}{nL_{m0}} \sqrt{(1 + k_\alpha |\omega_1|^{1.6} L_{m0}^2 R_{s0}^{-1})(1 + R_{r0} R_{s0}^{-1})}. \quad (18)$$

Следует обратить внимание на то, что слагаемое, отвечающее за потери в стали, для метода 2 стоит под знаком корня, а в методе 1 – в степени единица. Это говорит о том, что при увеличении скорости с управлением по методу 2 потери в стали будут возрастать в меньшей степени, чем в методе 1.

Для более точного сопоставления рассмотренных методов в табл. 1 приведены результаты расчета электромагнитного момента и электромагнитных потерь для трех конкретных АД [12, 17].

Величины  $\Delta m_0$ ,  $\Delta P_{em}$  рассчитывались по формулам

$$\Delta m_0 = (1 - \frac{m_{02}}{m_{01}}) \times 100\%, \quad \Delta P_{em} = (1 - \frac{P_{em2}}{P_{em1}}) \times 100\%. \quad (19)$$

Табл. 1 позволяет сделать вывод о том, что методы 1 и 2 близки по энергопотреблению и создаваемому электромагнитному моменту. Метод 2 незначительно уступает методу 1 по величине модуля электромагнитного момента, но потребляет меньшую мощность для создания того же электромагнитного момента. Можно сделать вывод, что при длительных режимах работы АЭП при любых скоростях, когда не требуется максимизация электромагнитного момента, предпочтительнее использовать метод 2. Метод 2 предпочтительнее также при работе на больших скоростях. Программные токи статора в обоих методах пропорциональны  $\sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}$ . В даль-

нейшем для краткости написания будет рассматриваться метод 1.

### 3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АЭП

Подстановка токов из выражения (12) в уравнения (5)–(6) дает

$$u_d = \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}} (R_{s0} - \omega_0 \sigma L_{s0} \text{sign}(m_0)), \quad (20)$$

$$u_q = \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}} (R_{s0} \text{sign}(m_0) + \omega_0 L_{s0}). \quad (21)$$

Известно, что в двигательном режиме электромагнитный момент и скорость ротора одного знака, в генераторном – противоположного знака. Синхронная скорость близка к скорости ротора. Поэтому, из выражений (20), (21) можно сделать следующие выводы. При малых скоростях  $u_d$  и  $u_q$  близки. При больших скоростях  $u_d \ll u_q$ . При этом в двигательном режиме  $u_d$  может стать отрицательным.

Подводимая активная мощность в установившемся режиме с учетом выражений (12), (20), (21) принимает вид

$$P_a = u_d i_d + u_q i_q = \frac{|m_0|}{nL_{m0}} (2R_{s0} + \text{sign}(m_0)\omega_0 \frac{L_{m0}^2}{L_{r0}}). \quad (22)$$

Можно показать, что выражение (22) в точности совпадает с выражением (4.2.7) работы [12], полученным другим методом. Следует обратить внимание на то, что при достаточно больших скоростях  $\omega_0$  при  $\text{sign}(m_0)\omega_0 < 0$  (генераторный режим) активная мощность будет отрицательной. При соответствующем построении преобразователя частоты эта энергия может рекуперироваться в сеть.

Реактивная мощность ( $Q$ ) определяется выражениями

$$Q = u_q i_d - u_d i_q = \frac{|m_0|}{nL_{m0}} (\omega_0 L_{s0} (1 + \sigma \text{sign}(m_0))). \quad (23)$$

Таблица 1. Результаты численного сравнения методов оптимизации

Тип двигателя (АД)	Номинальный момент АД, $m_n$ , Нм	Момент АД по методу 1, $m_{01}$ , Нм	Момент АД по методу 2, $m_{02}$ , Нм	$\Delta m_0$ , %	Потери по методу 1, $P_{em1}$ , кВт	Потери по методу 2, $P_{em2}$ , кВт	$\Delta P_{em}$ , %
А2–81–4	261,63	619,74	561,29	9,5	2,010	1,686	16
А–114–6М	3100	6669	6381	5	8,819	8,195	7
4А132S6У3	49,2	107	103	3,5	554,37	537,09	4,5

Поскольку  $\sigma \ll 1$ , то можно записать

$$Q \approx \frac{|m_0|}{nL_{m0}} \omega_0 L_{s0}. \quad (24)$$

Как было указано ранее, в зоне больших скоростей в АЭП действуют ограничения (8)–(9). Используя соотношения (5)–(6), получим систему уравнений, с помощью которой можно найти выражение механической характеристики АЭП в виде

$$\begin{cases} i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\max}^2, \\ u^2 = (R_{s0}^2 + \omega_0^2 L_{s0}^2) i_d^2 + (R_{s0}^2 + \omega_0^2 \sigma^2 L_{s0}^2) i_q^2 + 2R_{s0} L_{s0} \omega_0 (1 - \sigma) i_d i_q. \end{cases} \quad (25)$$

Подстановка выражений  $i_{dp}$ ,  $i_{qp}$  из (12) во второе уравнение системы (25) дает

$$u^2 = \frac{|m_0|}{nL_{m0}} \left[ 2R_{s0}^2 + \omega_0^2 L_{s0}^2 (1 + \sigma^2) + 2R_{s0} L_{s0} \omega_0 (1 - \sigma) \text{sign}(m_0) \right] \quad (26)$$

Поскольку  $\sigma \ll 1$ , то выражение (26) можно упростить до вида

$$u^2 = \frac{|m_0|}{nL_{m0}} \left[ R_{s0}^2 + (R_{s0} + \omega_0 L_{s0} \text{sign}(m_0))^2 \right]. \quad (27)$$

Из (27) можно получить выражение механической характеристики работы АЭП

$$|m_0| = \frac{u^2 n L_{m0}}{\left[ R_{s0}^2 + (R_{s0} + \omega_0 L_{s0} \text{sign}(m_0))^2 \right]}. \quad (28)$$

На рис. 1 построены механические характеристики для АЭП с двигателем А2–81–4 по зависимостям (13), (28). (Электромагнитный момент ограничен выражением (13)).

Механические характеристики с точностью до принятых упрощений показывают возможности формирования электромагнитного момента в зависимости от синхронной скорости в двигательном (первый и третий квадранты) и генераторном (второй и четвертый квадранты) режимах, при различном уровне статорного напряжения. Координатные оси характеристики не являются ее осями симметрии (см. соотношение (28)).

Используя соотношения (12) и (27), можно определить выражение тока намагничивания, оптимизирующего электромагнитный момент в зависимости от синхронной скорости.

$$i_d = \sqrt{\frac{u^2}{\left[ R_{s0}^2 + (R_{s0} + \omega_0 L_{s0} \text{sign}(m_0))^2 \right]}}. \quad (29)$$

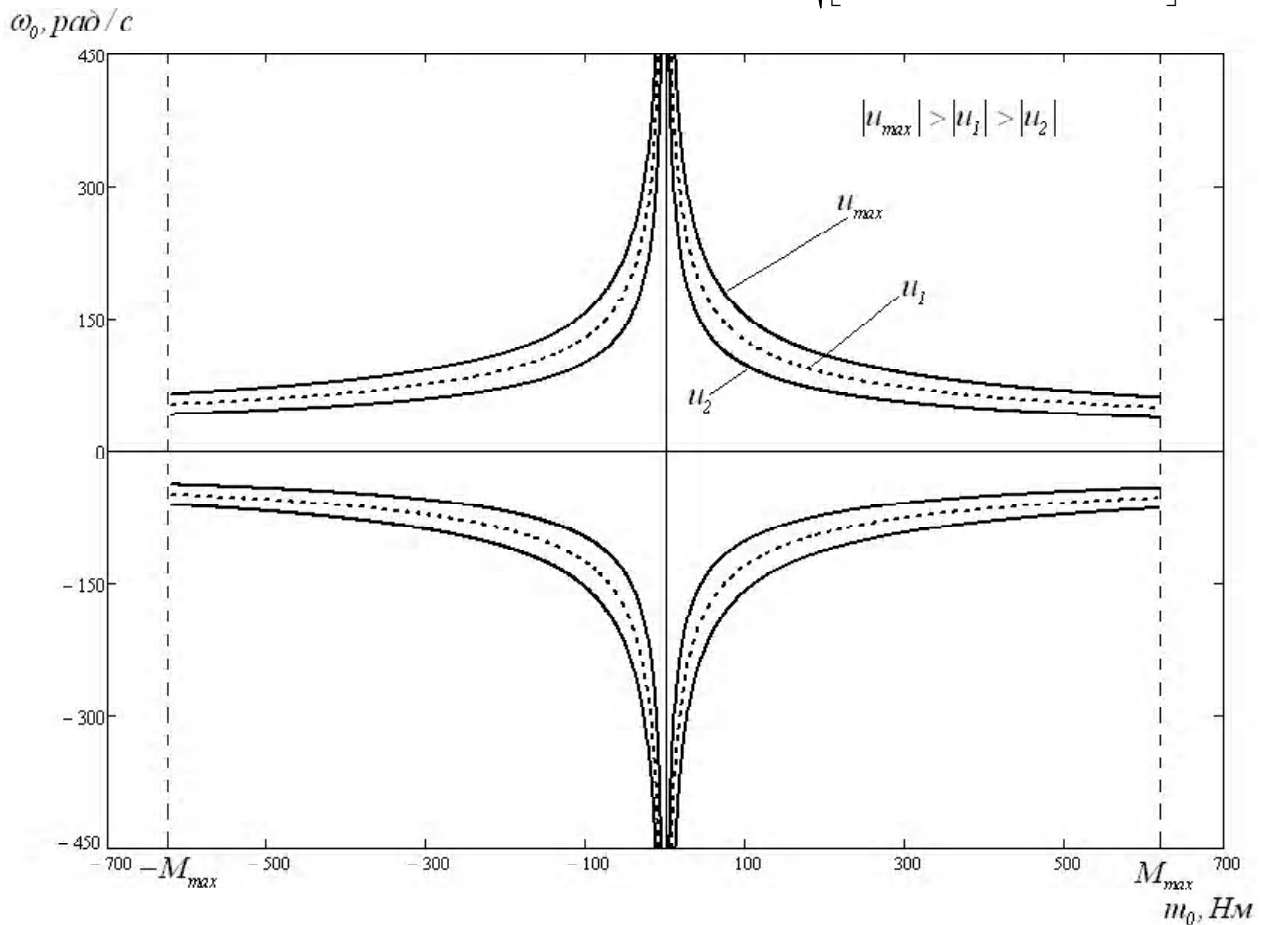


Рис. 1. Механические характеристики АЭП с двигателем А2–81–4

При достаточно больших скоростях выражение (29) аппроксимируется соотношением

$$i_d = \left| \frac{u}{\omega_0 L_{s0}} \right|. \quad (30)$$

(В известных источниках указывается, что ток намагничивания должен быть обратно пропорционален  $\omega_0$ ). При скоростях, близких к нулевой скорости,

$$i_d \approx \left| \frac{u}{\sqrt{2} R_{s0}} \right|. \quad (31)$$

На рис. 2 сопоставлены зависимости программного тока намагничивания полученные путем максимизации электромагнитного момента (соотношения (29), (30)) и аналогичная зависимость, рекомендуемая в ряде работ. (Ограничение  $i_d$  обусловлено соотношениями (8), (12)).

Переход от уравнений (1)–(4) к уравнениям (5)–(7), а также использование соотношения  $\sigma \ll 1$  внесли погрешность в определение  $i_d$ . Для устранения влияния этих погрешностей на величину электромагнитного момента моментная составляющая тока статора определяется выражением

$$i_q = \frac{m_0}{n L_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d}. \quad (32)$$

При этом должно выполняться неравенство (8).

В работах [1–11] аналогичные (29), (32) выражения токов используются в качестве программных значений, сравниваются с измеренными значениями соответствующих токов и подаются в ПИ-регуляторы и компенсаторы перекрестных связей между намагничивающим и моментным контурами токов. Выбор параметров ПИ-регуляторов осуществляется по неточным нелинейным (с учетом  $\omega_0$ ) уравнениям (5), (6), что не позволяет гарантировать желаемые показатели качества управления. Ценность выражений (28), (29) заключается в объяснении физической сути процесса оптимизации управления токовыми контурами.

### ВЫВОДЫ

В статье рассматривается диапазон синхронной скорости от нуля до, теоретически, бесконечности. Для этого диапазона скорости получены следующие результаты.

1. Дано сравнение критериев оптимальности управления АЭП с ВУ.
2. Получены зависимости активной и реактивной мощности от синхронной скорости и электромагнитного момента в двигательном и генераторном режимах.
3. Составлены зависимости электромагнитного момента от суммарного напряжения статора и синхронной скорости с учетом ограничений статорных токов и напряжений.
4. Получены зависимости тока намагничивания и моментного тока от суммарного напряжения, синхронной скорости и электромагнитного момента.

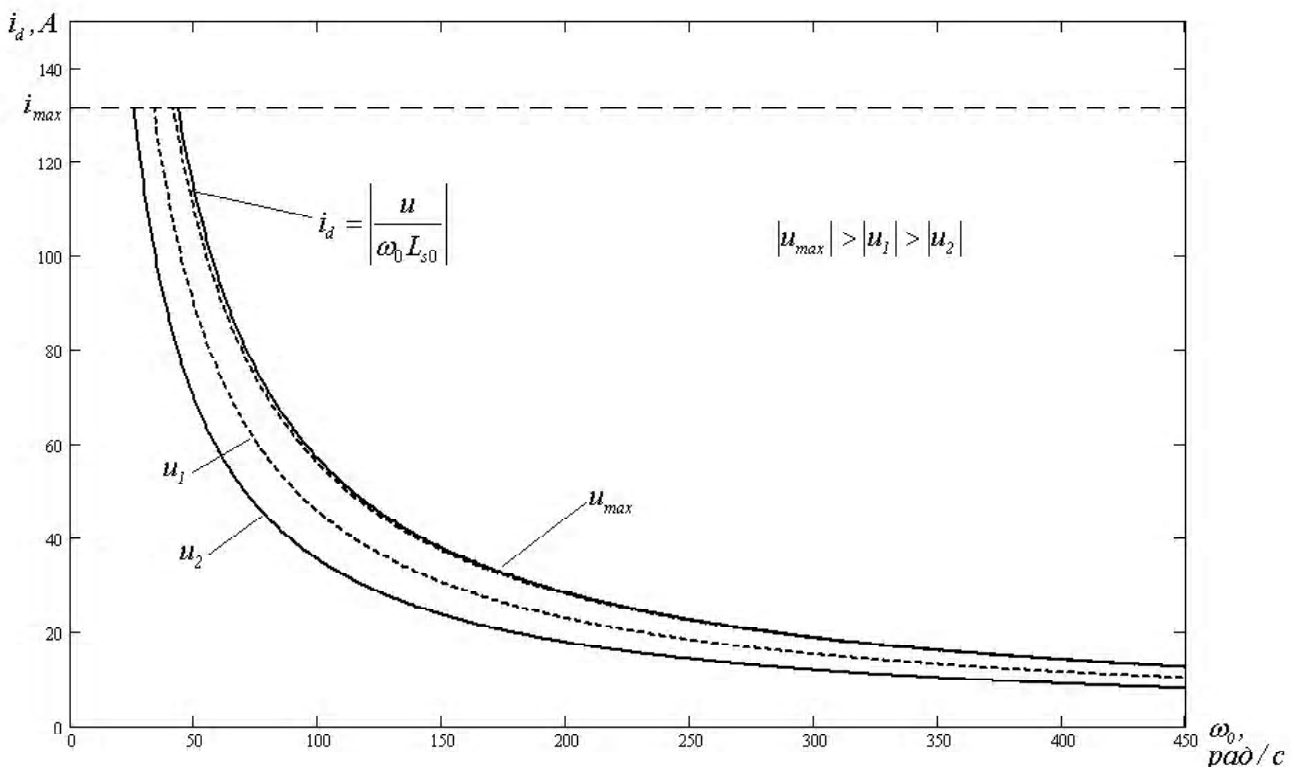


Рис. 2. Зависимость тока намагничивания  $i_d$  от синхронной скорости  $\omega_0$

Полученные зависимости оптимальных энергетических и регулировочных характеристик АЭП с ВУ объясняют электромагнитные процессы, происходящие в АД с ВУ, а также позволяют оценить возможности этого вида управления и для решения конкретной задачи выбрать асинхронный двигатель.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Sang-Hoon, Kim Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region / Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul // IECON. – 1994. – V1 – Pp. 599–604.
2. Jinhwan, Jung A Dynamic Decoupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors / Jinhwan Jung, Kwanghee Nam // IEEE Trans on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, N 1. – Pp. 100–110.
3. Jul-Ki, Seok Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region / Jul-Ki Seok, Seung-Ki Sul // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14, N 4. – Pp. 700–708.
4. Fernando Briz, del Blanco Dynamic Analysis of Current Regulators for AC Motors Using Complex Vectors / F. B. Blanco, M. W. Degner, R. D. Lorenz // IEEE Trans. on Industry applications. – 2001. – Vol. 37, N 1. – Pp. 42–50.
5. Briz, F. Current and Flux Regulation in Field-Weakening Operation / F. Briz, A. Diez, M. W. Degner // IEEE Trans. on Industry applications. – 1999. – Vol. 35, N 6. – Pp. 1424–1432.
6. Harnefors, L. Torque-Maximizing Field-Weakening Control: Design, Analysis, and Parameter Selection / L. Harnefors, K. Pietilainen, L. Gertmar // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, N 1. – Pp. 161–168.
7. Myoung-Ho, Shin Maximum Torque Control of Stator-Flux-Oriented Induction Machine Drive in the Field-Weakening Region / M. Shin, D. Hyun, S. Cho // IEEE – Trans. on Industry Applications – 2002. – Vol. 38, N 1. – Pp. 117–122.
8. Emil, Levi A Speed Estimator for High Performance Sensorless Control of Induction Machines Above Base Speed / Emil Levi, Mingyu Wang // EPE-PEMC 2002 – Dubrovnic & Cavtat. – Pp. 1–11.
9. 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, N 4. – Pp. 981–989.
10. A. Ben, Ali, 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, N1. – Pp. 972–985.
11. Пересада, С. М. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике / С. М. Пересада, С. С. Дымко, С. Н. Ковбаса // Вісник Національного технічного університету «ХП». – 2010. – № 28. – С. 700.
12. Потапенко, Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Запорожье: ЗНТУ. – 2009. – С. 352.
13. Виноградов, А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / Виноградов А. Б. – ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». Иваново, 2008. – 298 с.
14. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control / Vas P. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 729 p.
15. Novotny, D. W. Vector Control and Dynamics of AC Drives / D. W. Novotny and T. A. Lipo. – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 440 p.
16. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / Булгаков А. А. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
17. Півняк, Г. Г. Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтно-імпульсною модуляцією: монографія / Г. Г. Півняк, О. В. Волков. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2006. – 470 с.

Стаття надійшла до редакції 20.02.2012.

**А. А. Шийка, С. М. Потапенко**

**Енергетичні та регулювальні характеристики асинхронного електропривода з оптимальним векторним керуванням**

Надано порівняння критеріїв оптимальності векторного керування (ВК) асинхронним електроприводом (АЕП). Отримано залежності оптимальних енергетичних та регулювальних характеристик, які пояснюють сутність електромагнітних процесів, що відбуваються в АЕП з ВК. Ці залежності дозволяють оцінити можливість досліджуваного виду керування і для розв'язання конкретної задачі обрати асинхронний двигун.

**Ключові слова:** асинхронний електропривод, енергетичні та регулювальні характеристики, оптимальне векторне керування, максимізація електромагнітного моменту.

**Shiyka A., Potapenko E.**

**Power and control performance of an optimal vector-controlled induction motor drives.**

The comparison of the criteria optimization of vector-controlled (VC) induction motor drive (IMD) is described. The dependences of the optimal power and control performance that explain the nature of electromagnetic process in the IMD with the VC are obtained. These dependences allow to estimate the opportunities of the investigated control method and select an induction motor for solving the particular task.

**Key words:** induction motor drive, power and control performance, optimal vector control, torque maximization.