

РАЗРАБОТКА ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕМ РОТОРА ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В статье произведен анализ перегрузочной способности асинхронных частотно-регулируемых электроприводов с ориентированием по вектору потокоосцепления ротора при частотах вращения выше номинальной. Обозначены и математически учтены факторы, ограничивающие величину движущего момента во всей области значений частоты вращения вала. Обосновано разделение данной области значений на три рабочие зоны, для каждой из которых определен свой индивидуальный закон формирования задающего воздействия по модулю результирующего вектора потокоосцепления ротора.

Ключевые слова: асинхронная машина, автономный инвертор напряжения, система векторного управления, перегрузочная способность по моменту, управление потокоосцеплением ротора.

Введение. Применение электродвигателей с повышенной частотой вращения является наиболее эффективным способом улучшения удельных мощностных показателей электроприводов (ЭП). Стремление облегчить и удешевить промышленное изделие за счёт повышения оборотов электрической машины [1] характерно для широкого спектра промышленных применений: электроприводы металлорежущих станков [2], маховиковые накопители энергии [3], турбокомпрессорные агрегаты [4] и т.д. Сравнительно высокой механической прочностью ротора, необходимой для работы при больших угловых скоростях, обладает асинхронная машина (АМ) с так называемым массивным ротором [5]. К настоящему времени получены ещё более прочные и более энергоэффективные конструкции короткозамкнутых роторов АМ [6], предназначенные для работы на повышенных частотах вращения.

Для построения асинхронных частотно-регулируемых ЭП широко применяются системы векторного управления с непосредственной ориентацией по вектору потокоосцепления ротора Ψ_2 АМ [7, 8]. Управляемым источником питания АМ в ЭП данного типа (рис. 1), как правило, служит преобразователь частоты (ПЧ) на основе автономного инвертора напряжения (АИН). Повышение частоты вращения вала АМ сопровождается ростом выходных напряжений АИН вплоть до некоторого потолочного значения, которое обусловлено, в числе прочего, и заложенной при проектировании АМ диэлектрической прочностью изоляции обмоток статора. Обычно ЭП проектируют таким образом, что при нара-

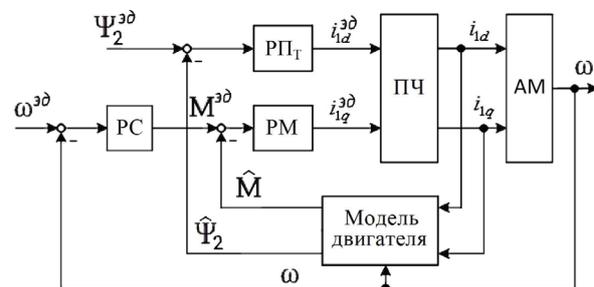


Рис. 1. Система векторного управления асинхронного частотно-регулируемого ЭП с контуром стабилизации потокоосцепления ротора:

- PC — регулятор скорости;
- PM — регулятор момента;
- PP_T — регулятор потокоосцепления ротора;
- $\omega^{zg}, \Psi_2^{zg}, M^{zg}$ — сигналы заданий на ω, Ψ_2 и M ;
- $\hat{\omega}, \hat{\Psi}_2, \hat{M}$ — измеренные значения ω и M ;
- i_{1d}^{zg}, i_{1q}^{zg} — сигналы заданий на токи i_{1d}, i_{1q}

щивании угловой скорости вала АМ (ω) данное ограничение начинает проявляться вблизи её номинального значения, $\omega \approx \omega_{ном}$. Получение частоты вращения вала выше номинальной требует управляемого снижения задающего сигнала на величину модуля вектора потокоосцепления ротора, $\Psi_2 (\Psi_2 = |\hat{\Psi}_2|)$.

Анализ открытых источников информации показал, что в них отсутствует достаточно полное исследование режимов работы асинхронного векторного ЭП на повышенных частотах вращения. В то же время проведение данного исследо-

вания необходимо для последующей реализации высокоскоростного ЭП с контуром стабилизации потокосцепления ротора.

Целью данной статьи является выработка законов формирования задания $\Psi_2(\omega)$, обеспечивающих максимальную перегрузочную способность ЭП по крутящему моменту, учитывающих ограничения по напряжению питания статора АМ, выходным токам АИН и ограничение перегрузочной способности по моменту АМ, проявляющееся при повышении частоты питания статора.

Математическая модель асинхронной машины. Анализ установившихся режимов работы ЭП произведём на основании уравнений эквивалентной двухфазной модели АМ с короткозамкнутым ротором, составленной в общепринятых допущениях [9],

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} - k_\sigma \omega_k i_{1q} - \frac{L_m}{L_2} \omega_k \Psi_{2q}; \quad (1)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + k_\sigma \omega_k i_{1d} + \frac{L_m}{L_2} \omega_k \Psi_{2d}; \quad (2)$$

$$0 = R_2 \frac{L_m}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2d} + (\omega_k - \omega p_n) \Psi_{2q}; \quad (3)$$

$$0 = R_2 \frac{L_m}{L_2} i_{1q} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2q} - (\omega_k - \omega p_n) \Psi_{2d}; \quad (4)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\Psi_{2d} i_{1q} - \Psi_{2q} i_{1d}), \quad (5)$$

где u_{1d}, u_{1q} — проекции результирующего вектора напряжения статора на оси d, q произвольно вращающейся декартовой системы координат; ω_k — угловая частота вращения системы координат d, q ; i_{1d}, i_{1q} — проекции результирующего вектора тока статора на оси d, q ; Ψ_{2d}, Ψ_{2q} — проекции результирующего вектора потокосцепления ротора, $\bar{\Psi}_2$, на оси d, q ; L_m — главная индуктивность АМ; L_1, L_2 — собственные индуктивности электрических цепей статора и ротора АМ; k_σ — коэффициент, характеризующий соотношение индуктивностей рассеяния и главной индуктивности АМ, $k_\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_2}$; R_1, R_2 — активные сопротивления электрических цепей статора и ротора АМ; p_n — число пар полюсов АМ; M — электромагнитный момент АМ.

Разница в скобках в уравнениях (3) и (4) представляет собой угловую частоту токов ротора, называемую частотой скольжения $\omega_{ск}$,

$$\omega_{ск} = \omega_k - \omega p_n. \quad (6)$$

Сориентировав вектор $\bar{\Psi}_2$ вдоль оси d опорной декартовой системы координат, имеем

$$\Psi_{2q} = 0; \quad (7)$$

$$\Psi_{2d} = \Psi_2 = |\bar{\Psi}_2|. \quad (8)$$

С учётом равенств (7, 8) уравнение (3) принимает вид

$$\Psi_2 = L_m i_{1d}, \quad (9)$$

а уравнение для электромагнитного момента (5) упрощается до вида

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m^2}{L_2} i_{1d} i_{1q}. \quad (10)$$

Анализ работы ЭП на повышенных частотах вращения проведём, пренебрегая падением напряжения на активных сопротивлениях статора АМ. Приняв в уравнениях (1, 2) $R_1 = 0$, запишем их в виде

$$u_{1d} = -k_\sigma \omega_k i_{1q}; \quad (11)$$

$$u_{1q} = \omega_k \left(k_\sigma i_{1d} + \frac{L_m}{L_2} \Psi_2 \right). \quad (12)$$

Далее на основании уравнений (9–12) устанавливаем связь параметров питающего статора напряжения: его угловой частоты, равной ω_k в установившихся режимах, и амплитуды U_1 ,

$$U_1^2 = u_{1d}^2 + u_{1q}^2,$$

с управляющими токами i_{1d} и i_{1q} ,

$$\left(\frac{U_1}{\omega_k} \right)^2 = (k_\sigma i_{1q})^2 + (L_1 i_{1d})^2. \quad (13)$$

Анализ перегрузочной способности электропривода. Полученное уравнение (13) позволяет произвести анализ установившихся режимов работы ЭП по схеме АМ-АИН в условиях ограничений выходных напряжений и токов инвертора. Цель данного анализа — наметить пути для выработки законов управления потокосцеплением ротора АМ, при выполнении которых система ЭП (рис. 1) будет иметь наибольшую перегрузочную способность по моменту. Помимо ограничений на токи и напряжения статора, необходимо также учесть обусловленное собственными свойствами АМ снижение её критического момента при повышении угловой скорости вала и соответствующем возрастании частоты питания статора.

Итак, перегрузочная способность ЭП по схеме АМ-АИН ограничена вследствие того, что:

1) ограничен модуль результирующего вектора выходных напряжений АИН,

$$U_1 \leq U_1^{орп}; \quad (14)$$

(в процессе проектирования ЭП вклад от падения напряжения на активных сопротивлениях обмоток статора можно учесть при расчёте и выборе значения $U_1^{орп}$);

2) ограничен модуль результирующего вектора выходного тока АИН,

$$I_1 \leq I_1^{орп}, \quad (15)$$

$$(I_1)^2 = (i_{1q})^2 + (i_{1d})^2; \quad (16)$$

3) максимальное на механической характеристике значение момента АМ (значение так на-

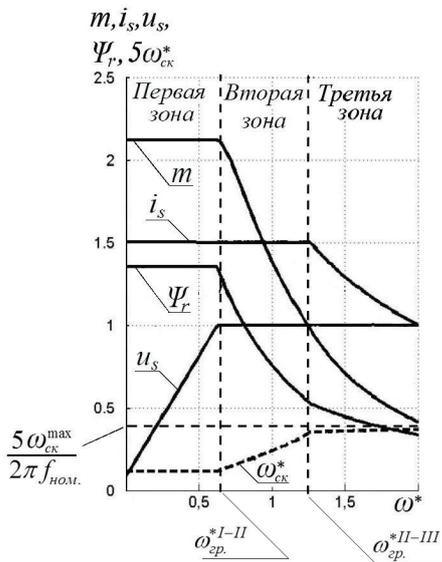


Рис. 2. Соотношение переменных состояния АМ при работе ЭП с максимально возможным движущим моментом $i_s = 1,5 \frac{I_1}{I_{ном.}}$; $I_1^{орп.} = I_1^{ном.}$;

$$u_s = \frac{U_1}{U_{ном.}}; U_1^{орп.} = U_1^{ном.}; m = 2,15 \frac{M}{M_{ном.}};$$

$$\Psi_r = 1,36 \frac{\Psi_2}{\Psi_2^{ном.}}; \omega_{ск}^* = \frac{\omega_{ск}}{2\pi f_{ном.}}; \omega^* = \frac{\omega p_n}{2\pi f_{ном.}}$$

зываемого критического момента) обратно пропорционально квадрату частоты питания статора.

Диапазон угловых скоростей асинхронного частотно-регулируемого ЭП, при которых ресурса АИН по напряжению (14) хватает для поддержания номинального значения потокосцепления ротора,

$$0 < \omega \leq \omega_{гр.}^{I-II}, \quad (17)$$

принято называть первой зоной регулирования ω (рис. 2) [10].

В первой зоне регулирования ω значение Ψ_2 (9) поддерживают равным номинальному, $\Psi_2 = \Psi_2^{ном.}$, задавая номинальное значение управляющего тока $i_{dq} = i_{dq}^{ном.}$. Данный режим эксплуатации ЭП, как правило, соответствует работе АМ вблизи так называемого колена её кривой намагничивания.

Как следует из уравнений (15, 16), в первой зоне (рис. 2) значение управляющего тока i_{dq} ограничено следующим образом:

$$i_{dq} \leq i_{dq}^{орп.} = \sqrt{(I_1^{орп.})^2 - (i_{ld}^{ном.})^2},$$

а максимально возможное значение электромагнитного момента (10) ЭП, M_{max}^I , с ростом частоты вращения вала остаётся неизменным,

$$M_{max}^I = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m^2}{L_2} i_{ld}^{ном.} i_{dq}^{орп.}$$

Значение частоты скольжения в первой зоне регулирования скорости, $\omega_{ск}^I$, при котором АМ

имеет M_{max}^I , определяется равенством (18), полученным на основании уравнений (4, 9),

$$\omega_{ск}^I = \frac{1}{\Psi_2^{ном.}} R_2 \frac{L_m}{L_2} \sqrt{(I_1^{орп.})^2 - (i_{ld}^{ном.})^2}. \quad (18)$$

Следует отметить, что M_{max}^I и $\omega_{ск}^I$ являются постоянными величинами.

Увеличение угловой скорости вала ЭП выше $\omega_{гр.}^{I-II}$ требует снижения величины задания на потокосцепление ротора, $\Psi_2^{зг.}(\omega)$, таким образом, чтобы неравенство (14) выполнялось с некоторым запасом, чтобы АИН не выходил на ограничение по выходному напряжению во второй зоне регулирования скорости (при $\omega > \omega_{гр.}^{I-II}$). Выражение для $\omega_{гр.}^{I-II}$ получаем на основании (6),

$$\omega_{гр.}^{I-II} = \frac{1}{p_n} (\omega_{кгр.}^{I-II} - \omega_{ск}^I). \quad (19)$$

На основании (13, 15, 16) находим выражение для $\omega_{кгр.}^{I-II}$,

$$\omega_{кгр.}^{I-II} = \sqrt{\frac{(U_1^{орп.})^2}{(k_\sigma I_1^{орп.})^2 + (i_{ld}^{ном.})^2} (L_1^2 - k_\sigma^2)}. \quad (20)$$

Вычисление угловой скорости вала $\omega_{гр.}^{I-II}$, при превышении которой в асинхронном ЭП приходится снижать величину Ψ_2 по сравнению с $\Psi_2^{ном.}$, можно произвести с помощью выражения (19) путём подстановки в него слагаемых $\omega_{ск}^I$ (17) и $\omega_{кгр.}^{I-II}$ (20).

Следует отметить, что для параметров схемы замещения серийных асинхронных [11] двигателей

$$k_\sigma \ll L_1. \quad (21)$$

Так, для двигателей серий 4А и 5А значение L_1 превышает k_σ приблизительно в двадцать раз.

Разработка законов управления потокосцеплением ротора. Увеличение угловой скорости ЭП выше $\omega_{гр.}^{I-II}$ (переход из первой зоны во вторую, рис. 2) требует снижения величины задания на потокосцепление ротора, $\Psi_2^{зг.}(\omega)$ (по сравнению с номинальным значением потокосцепления ротора — при работе в первой зоне) таким образом, чтобы выполнялось неравенство (14). Для того, чтобы найти закон задания $\Psi_2^{зг.}(\omega)$, который позволит реализовать установившиеся режимы с максимальным значением движущего момента ЭП во второй зоне регулирования ω , воспользуемся уравнениями (9) и (13). В результате имеем

$$\Psi_2^{зг.}(\omega_k) = L_m \sqrt{\frac{\left(\frac{U_1^{орп.}}{\omega_k}\right)^2 - (k_\sigma I_1^{орп.})^2}{L_1^2 - k_\sigma^2}}. \quad (22)$$

Закон задания $\Psi_2^{зг.}(\omega_k)$ (22) существенно упрощается, если пренебречь величиной k_σ по сравнению с L_1 (21),

$$\Psi_2^{зг.}(\omega_k) \cong \frac{L_m U_1^{орп.}}{L_1 \omega_k}. \quad (23)$$

При таком $\Psi_2^{3g}(\omega)$ максимально возможное значение момента во второй зоне регулирования M_{\max}^{II} есть величина, уменьшающаяся с ростом ω . Во второй зоне регулирования скорости вала

$$\omega_k = \omega p_n + \omega_{ck}^{II}, \quad (24)$$

где ω_{ck}^{II} — значение частоты скольжения во второй зоне регулирования ω при максимальном для текущего значения скорости ЭП моменте, $M_{\max}^{II}(\omega)$. Из уравнений (4, 9) следует, что ω_{ck}^{II} во второй зоне изменяется вместе с $i_{1d'}$

$$\omega_{ck}^{II} = \frac{R_2}{L_2} \frac{1}{i_{1d'}} \sqrt{(I_1^{orp.})^2 - (i_{1d'})^2}. \quad (25)$$

Подставляя (25) в (24) и далее в (23), находим искомое выражение для $\Psi_2^{3g}(\omega)$ во второй зоне регулирования ω ,

$$\Psi_2^{3g}(\omega) \cong \frac{L_m}{L_1} \frac{U_1^{orp.}}{\omega p_n + \omega_{ck}^{II}}.$$

Левая часть уравнения (13) уменьшается с ростом частоты питания ω_k при увеличении частоты вращения вала ЭП. Увеличение частоты питания АМ при $U_1 = U_1^{orp.}$, как следует из уравнения (13), по достижении некоторого граничного значения ω_k ,

$$\omega_{k гр.}^{II-III} = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1^{orp.}}{I_1^{orp.}} \right)^2 \left(\frac{1}{L_1^2} + \frac{1}{k_\sigma^2} \right),$$

требует введения дополнительного ограничения на управляющие токи i_{1d} и i_{1q} в системе управления ЭП.

Данное ограничение будет более жёстким, чем (15, 16).

Для нахождения закона управления по минимуму напряжения статора выразим из уравнения (10) i_{1q} через электромагнитный момент и i_{1d} . Далее, подставив полученное для i_{1q} выражение в (13), находим

$$M^2 = \left(\frac{3}{2} \frac{p_n}{L_2} \right)^2 \left(\frac{L_m^2}{k_\sigma} \right)^2 \left(\left(\frac{U_1}{\omega_k} \right)^2 i_{1d}^2 - L_1^2 i_{1d}^4 \right).$$

Исследование данного уравнения на экстремум показывает, что максимуму электромагнитного момента при фиксированных значениях U_1 и ω_k соответствует закон формирования управляющих токов

$$\frac{i_{1q}}{i_{1d}} = \frac{L_1}{k_\sigma},$$

где

$$i_{1d} = \frac{U_1^{orp.}}{\sqrt{2} \omega_k L_1}.$$

Тогда

$$M_{\max}^{III} = \frac{3}{4} \frac{p_n}{L_1} \left(\frac{U_1^{orp.}}{\omega_k} \right)^2 \frac{L_m^2}{L_1 L_2 - L_m^2}.$$

Работе с максимально возможным электромагнитным моментом M_{\max}^{III} соответствуют частота скольжения

$$\omega_{ck}^{\max} = \frac{R_2}{L_2} \frac{L_1}{k_\sigma}$$

и закон задания потокосцепления ротора

$$\Psi_2^{3g}(\omega) = L_m i_{1d}^{3g}(\omega) = \frac{L_m}{L_1} \frac{U_1^{orp.}}{\omega p_n + \omega_{ck}^{\max}}. \quad (26)$$

Необходимость перехода в режим управления (26) возникает при $\omega \geq \omega_{гр.}^{II-III}$,

$$\omega_{гр.}^{II-III} = \frac{1}{p_n} (\omega_{к гр.}^{II-III} - \omega_{ck}^{\max}).$$

Данное выражение устанавливает область значений ω , называемую третьей зоной (рис. 2) регулирования скорости асинхронного ЭП.

При работе в данной зоне алгоритм управления ЭП усложняется дополнительной функцией ограничения тока i_{1q} , зависящего от ω следующим образом:

$$i_{1q}^{orp.}(\omega) = \frac{1}{k_\sigma} \frac{U_1^{orp.}}{\omega p_n + \omega_{ck}^{\max}}.$$

Вывод. Получены законы управления потокосцеплением ротора и токами статора асинхронного двигателя, которые позволяют реализовать работу электропривода на повышенных частотах вращения с максимально возможным движущим моментом при имеющихся физических ограничениях.

Получены расчётные соотношения, необходимые для проектирования и наладки высокоскоростных асинхронных электроприводов, имеющих систему векторного управления с контуром стабилизации потокосцепления ротора.

Библиографический список

- Gerada D., Mebarki A., Brown N. L. [et al.]. High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2014. Vol. 61, Issue 6. P. 2946–2959. DOI: 10.1109/TIE.2013.2286777.
- Бурков А. П., Красильникьянц Е. В., Смирнов А. А. [и др.]. Современные требования к электроприводам станков с ЧПУ // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2010. № 4. С. 59–64.
- Tsao P., Senesky M., Sanders S. R. An Integrated Flywheel Energy Storage System With Homopolar Inductor Motor/Generator and High-Frequency Drive // IEEE Transactions on Industry Applications. 2003. Vol. 39, Issue 6. P. 1710–1725. DOI: 10.1109/TIA.2003.818992.
- Lateb R., Enon J., Durantay L. High speed, high power electrical induction motor technologies for integrated compressors // 2009 Intern. Conf. on Electrical Machines and Systems, Nov. 15–18, 2009. Tokyo, 2009. P. 1438–1442. DOI: 10.1109/ICEMS.2009.5382960.
- Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. М.; Л.: Энергия, 1966. 302 с.
- Soong W. L., Kliman G. B., Johnson R. N. [et al.]. Novel High-Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal

Compressor // IEEE Transactions on Industry Applications. 2000. Vol. 36, Issue 3. P. 706–713. DOI: 10.1109/28.845043.

7. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2008. 319 с. ISBN 978-5-89482-579-3.

8. Панкратов В. В. Векторное управление асинхронными электроприводами. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. 65 с.

9. Ключев В. И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.

10. Шрейнер Р. Т., Кривовяз В. К., Шилин С. И. [и др.]. Трехзонная система векторного частотного управления асинхронным электроприводом // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: сб. тр. конф. В 2 т. Саранск, 2014. Т. 1. С. 433–438.

11. Кравчик А. Э., Шлаф М. М., Афонин В. И. [и др.]. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник. М.: Энергоиздат, 1982. 504 с.

ГЛАЗЫРИН Михаил Владимирович, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафе-

дры «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

SPIN-код: 7836-1510

AuthorID (РИНЦ): 297957

АЛЕЙНИКОВ Игорь Анатольевич, аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

Адрес для переписки: glmik@ngs.ru

Для цитирования

Глазырин М. В., Алейников И. А. Разработка законов управления потокосцеплением ротора для высокоскоростного асинхронного электропривода // Омский научный вестник. 2019. № 2 (164). С. 45–49. DOI: 10.25206/1813-8225-2019-164-45-49.

Статья поступила в редакцию 07.03.2019 г.

© М. В. Глазырин, И. А. Алейников