

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ "ЛЭТИ"
им. В. И. УЛЬЯНОВА (ЛЕНИНА)

ISSN 2071-8985

9/2015

ИЗВЕСТИЯ

СПБГЭТУ "ЛЭТИ"



Санкт-Петербург
2015

$$\frac{h_{a \min}}{b_z} = k_4 \left(\frac{1}{2} + \cos \frac{\pi}{6} \right) + k_2 \left(\cos \frac{\pi}{6} + \cos \frac{\pi}{4} + \cos \frac{\pi}{3} \right).$$

Приведенная формула не учитывает проводимости боковых поверхностей полюсов ротора. Расчет методом конечных элементов показывает, что для четырехполюсного потока необходим запас порядка 10 %, а для двухполюсного – 25 %.

Площадь поверхности ротора индукторной машины, через которую идет основной поток, в два раза меньше, чем у асинхронной машины. Благодаря этому высота ярма статора СИБМ также меньше, но это же обстоятельство требует

увеличения главных размеров для получения машины той же мощности.

Некоторые конструктивные решения обычных электрических машин применимы также и к модулю СИБМ. Например, для снижения пульсаций вращающего момента полюсы ротора могут быть выполнены со скосом. Это же уменьшит и пульсации радиальной силы модуля.

Опыт производства бесподшипниковых машин и настройки их систем управления внесет свои коррективы в процесс проектирования. На этапе же разработки методики расчета таких модулей надо принимать во внимание описанные особенности, многие из которых применимы для любого типа бесподшипниковых машин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Magnetic Bearings and Bearingsless Drives / A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa et al. London: ELSEVIER, 2005. 381 p.

2. Логинов С. Ю., Домрачева Ю. В. Сравнение габаритных показателей бесподшипниковой индукторной машины и двигателя с активными магнитными подшипниками // Электротехнические комплексы и системы управления. 2012. № 2. С. 20–24.

3. Пат. 1500809 Великобритания: МПК G 05 D 3/00 A Radial Active Magnetic Bearing Having a Rotating Drive / заявитель LICENTIA GMBH. № 5602/75; заявл. 10.02.75; опубл. 15.02.78; приоритет 30.11.74, № 2457084 (ФРГ).

4. Журавлев Ю. Н. Активные магнитные подшипники: теория, расчет, применение. СПб.: Политехника, 2003. 206 с.

Yu. V. Domracheva

State-Funded Educational Institution «Pskov state university»

DESIGN FEATURES OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE BEARINGLESS MACHINE MODULE

At the article main features of synchronous reluctance bearingless machine affecting the process of its design are considered. Relationships between design parameters and control principle of magnetic suspension system, breakaway torque and safety factor of radial force are presented. Selection features of magnetic flux density in the gap and the height of the stator yoke are considered.

Synchronous reluctance bearingless machine, design of electric machines, safety factor of radial force, breakaway torque, magnetic flux density in the gap, the height of stator yoke

УДК 62–83

М. П. Белов, Л. П. Козлова, В. А. Новиков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Унификация моделей электроприводов в системах регулирования технологических переменных

На основании рассмотренных математических моделей различных современных электроприводов в системах регулирования технологических переменных приводится обобщенная модель электропривода. Составлена таблица параметров обобщенной модели для различных систем электроприводов.

Модель привода, математическая модель, унификация, параметры системы

Современные электроприводы переменного тока, предназначенные для управления исполнительными органами разнообразных технологиче-

ских и транспортных машин, оснащаются средствами регулирования технологических переменных. Математические модели систем регулирова-

ния этих переменных могут быть весьма сложными, если они содержат описания деформаций обрабатываемого вещества инструментами при наличии нескольких исполнительных органов. Вместе с этим, современные электроприводы с векторным управлением также имеют сложные описания. В результате общие математические модели становятся сложными и мало пригодными для качественного исследования технологического процесса, выполняемого средствами электропривода. Выход из этого положения – применение микро- и макро моделирования на этапах синтеза и оптимизации систем, а также применение в структуре каскадного управления унифицированных эквивалентных моделей электроприводов, отражающих их основные динамические свойства.

При проектировании электромеханических систем возникает необходимость расчета таких параметров, как $R_{\Sigma i}$, $T_{\Sigma i}$ – эквивалентные сопротивление и постоянная времени электромагнитного контура; c_{Mi} , c_{ei} – коэффициенты пропорциональности соответственно электромагнитного момента и активного тока статора. Поэтому очень важно провести унификацию моделей электроприводов в системах регулирования технологических переменных. С этой целью рассмотрим основные динамические модели систем электроприводов переменного тока при частотном векторном управлении, ориентируясь на обобщающие выводы, сделанные в работе [1]. Используем обозначения переменных в системе координат $d-q$ при ориентации оси d по вектору потокосцепления ротора.

Система «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ–АД) без учета насыщения магнитной системы. Уравнения для составляющих тока статора i_{1d} и i_{1q} потокосцепления ротора Ψ_2 и частоты роторной ЭДС ω_p имеют вид

$$i_{1d} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1d} - R_1 i_{1d} + \omega_{0эл} \sigma T R_1 i_{1q} - k_2 p \Psi_2);$$

$$i_{1q} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1q} - R_1 i_{1q} + \omega_{0эл} \sigma T R_1 i_{1d} - k_2 \omega_{0эл} \Psi_2);$$

$$\Psi_2 = \frac{1}{T_2 p} (L_m i_{1d} - \Psi_2); \quad \omega_p = \frac{k_2 R_2 i_{1q}}{\Psi_2}.$$

Формула электромагнитного момента и равенство частот вращения:

$$M_d = \frac{3}{2} p_n k_2 \Psi_2 i_{1q} \omega_{0эл} = \omega_{pn} + \omega_p.$$

На рис. 1 показана структурная схема контуров регулирования токов в системе ПЧ–АД без учета насыщения магнитной системы, построенная на основании этих уравнений.

Система ПЧ–АД с учетом насыщения магнитной системы. Полные потокосцепления статора $\tilde{\Psi}_1$ и ротора $\tilde{\Psi}_2$ отличаются от главного потокосцепления $\tilde{\Psi}_m$ соответственно на величины потокосцеплений рассеяния в соответствии с уравнениями

$$\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_m + L_1 \tilde{I}_1; \quad \tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_m + L_2 \tilde{I}_2, \quad (1)$$

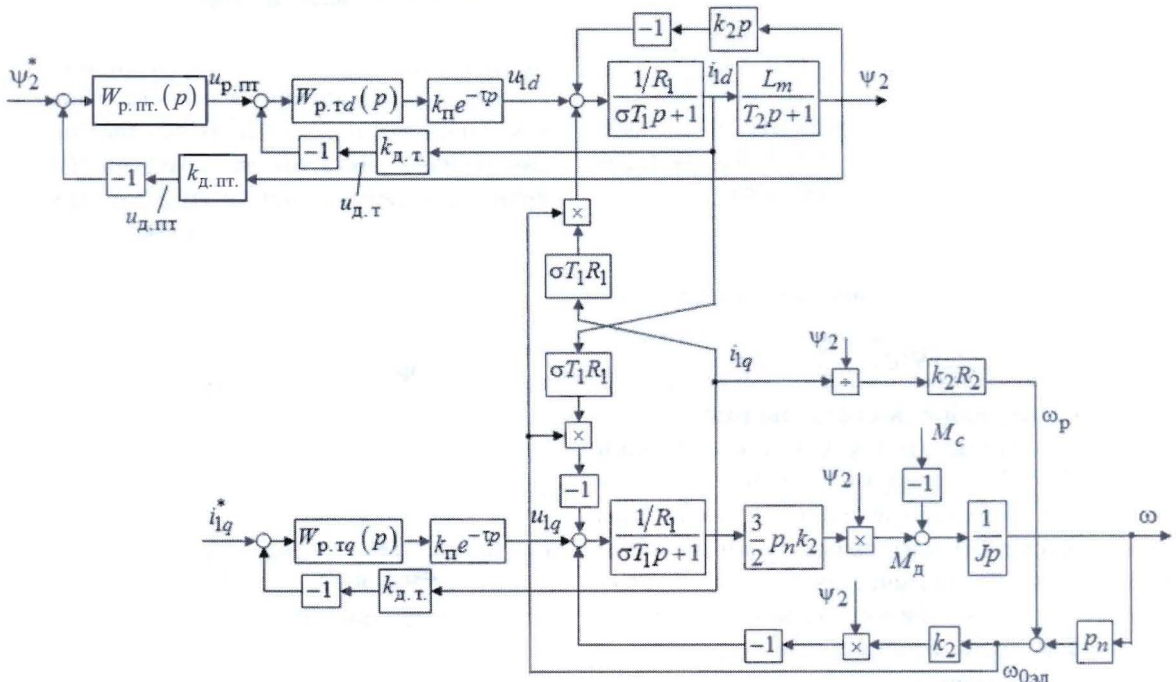


Рис. 1

из которых следует, что в ненасыщенной машине

$$\tilde{\Psi}_m = L_m (\tilde{I}_1 + \tilde{I}_2) = L_m \tilde{I}_m,$$

где $\tilde{I}_m = \tilde{I}_1 + \tilde{I}_2$.

При учете насыщения связь между $\tilde{\Psi}_m$ и \tilde{I}_m представляет собой нелинейную зависимость

$$\tilde{\Psi}_m = L'_m \tilde{I}_m, \text{ или}$$

$$\tilde{I}_m = (L'_m)^{-1} \tilde{\Psi}_m. \quad (2)$$

С учетом выражений (1) и (2) система уравнений для пространственных векторов во вращающейся системе координат будет иметь вид

$$p\tilde{\Psi}_1 = \tilde{U}_1 - \tilde{I}_1 R_1 - j\omega_{0эл} \tilde{\Psi}_1; \quad p\tilde{\Psi}_2 = -\tilde{I}_2 R_2 - j\omega_p \tilde{\Psi}_2;$$

$$\tilde{I}_1 = \frac{\tilde{\Psi}_1 - \tilde{\Psi}_m}{L_{1\sigma}}; \quad \tilde{\Psi}_m = \tilde{\Psi}_2 - L_{2\sigma} \tilde{I}_2;$$

$$\tilde{I}_2 = \tilde{I}_m - \tilde{I}_1; \quad \tilde{I}_m = (L'_m)^{-1} \tilde{\Psi}_m.$$

Структурная схема выполняется на основании следующих уравнений:

$$p\Psi_{1d} = u_{1d} - R_1 i_{1d} + \omega_{0эл} \Psi_{1q};$$

$$p\Psi_{1q} = u_{1q} - R_1 i_{1q} + \omega_{0эл} \Psi_{1d};$$

$$p\Psi_{2d} = -R_2 i_{2d} + \omega_p \Psi_{2q};$$

$$p\Psi_{2q} = -R_2 i_{2q} - \omega_p \Psi_{2d};$$

$$i_{1d} = \frac{\Psi_{1d} - \Psi_{md}}{L_{1\sigma}}; \quad i_{1q} = \frac{\Psi_{1q} - \Psi_{mq}}{L_{1\sigma}};$$

$$\Psi_{md} = \Psi_{2d} - L_{2\sigma} i_{2d}; \quad \Psi_{mq} = \Psi_{2q} - L_{2\sigma} i_{2q};$$

$$i_{2d} = i_{md} - i_{1d}; \quad i_{2q} = i_{mq} - i_{1q};$$

$$i_{md} = (L'_m)^{-1} \Psi_{md}; \quad i_{mq} = (L'_m)^{-1} \Psi_{mq},$$

в которых векторы намагничивающего тока и главного потокоцепления, как и остальные векторы, представлены в виде комплексных чисел:

$$\tilde{I}_m = i_{md} + i_{mq}; \quad \tilde{\Psi}_m = \Psi_{md} + \Psi_{mq}.$$

Формула электромагнитного момента:

$$M_d = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}).$$

Система «преобразователь частоты – синхронный двигатель» (ПЧ–СД) без демпферной обмотки (ДО). Принимая во внимание то, что в каталогах на синхронные машины параметры обычно даются в относительных единицах, целесообразно при математическом описании электромагнитных процессов в синхронном двигателе также использовать относительные единицы и нормировать уравнения, входящие в это описа-

ние. Базовые значения, относительно которых выполняется нормирование, выбираются так, чтобы максимально упростить исходные уравнения при сохранении их соответствия физическим процессам, происходящим в двигателе. В соответствии с [1] базовые значения величин выбираются следующим образом:

$$\text{– напряжение на статоре } U_{1б} = \sqrt{2} U_{1н} = I_{1б} Z_б;$$

$$\text{– ток статора } I_{1б} = \sqrt{2} I_{1н};$$

$$\text{– угловая частота напряжения на статоре}$$

$$\omega_{0эл. б} = \omega_{0эл. н} = 2\pi f_n;$$

$$\text{– потокоцепление обмоток статора } \Psi_{1б} = \frac{U_{1б}}{\omega_{0эл. б}};$$

$$\text{– сопротивление } Z_б = \frac{U_{1б}}{I_{1б}} = \omega_{0эл. б} L_б;$$

$$\text{– индуктивность обмотки статора } L_б = \frac{\Psi_{1б}}{I_{1б}};$$

$$\text{– ток возбуждения } I_{fб} = \frac{U_{1б}}{\omega_{0эл. б} M_{df}} = \frac{\Psi_{1б}}{M_{df}};$$

$$\text{– напряжение возбуждения } U_{fб} = R_f I_{fб};$$

$$\text{– потокоцепление обмотки возбуждения } \Psi_{fб} = L_f I_{fб}.$$

В этих выражениях базовая индуктивность статора определяется как индуктивность, при которой базовый ток статора создает базовое потокоцепление, а базовый ток возбуждения – как ток в обмотке возбуждения, при котором на холостом ходу при базовой скорости двигателя индуцируется базовое напряжение. Индексом «н» помечены номинальные значения величин.

Система уравнений в относительных единицах, описывающих электромагнитные процессы в синхронном двигателе во вращающейся с синхронной скоростью системе координат, имеет вид

$$p\bar{\Psi}_{1d} = \bar{\omega}_{0эл. б} (\bar{u}_{1d} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1d} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1q});$$

$$p\bar{\Psi}_{1q} = \bar{\omega}_{0эл. б} (\bar{u}_{1q} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1q} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1d});$$

$$p\bar{\Psi}_f = \frac{\bar{u}_f - \bar{i}_f}{T_f}; \quad \bar{i}_{1d} = \frac{\bar{\Psi}_{1d} - \bar{i}_f}{\bar{x}_d}; \quad (3)$$

$$\bar{i}_{1q} = \frac{\Psi_{1q}}{\bar{x}_q}; \quad \bar{i}_f = \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f) \bar{x}_d \bar{i}_{1d},$$

где $\bar{\omega}_0 = \frac{\omega_{0эл}}{\omega_{0эл. б}}$ – относительная частота напряжения на статоре;

$\bar{R}_1 = R_1 / Z_б$ – активное сопротивление обмотки статора;

$\bar{x}_d = \omega_{0эл. б} \frac{L_{1d}}{Z_б} =$

$= \frac{L_{1d}}{L_{\delta}}$ – синхронное сопротивление статора по продольной оси; $\bar{x}_q = \omega_{0\text{эл.б}} \frac{L_{1q}}{Z_{\delta}} = \frac{L_{1q}}{L_{\delta}}$ – синхронное сопротивление статора по поперечной оси; $T_f = \frac{L_f}{R_f}$ – постоянная времени обмотки возбуждения; $\sigma_f = 1 - \frac{M_{df}^2}{L_f L_{1d}}$ – коэффициент рассеяния в магнитном контуре обмотки возбуждения и обмотки статора по оси d , $\left[\frac{M_{df}^2}{L_f L_{1d}} \right]$ – сомножитель, равный $(1 - \sigma_f)$.

Относительные величины в уравнениях (3) обозначены теми же символами, которыми они обозначены в абсолютных единицах, но помечены чертой сверху.

При преобразованиях учтено, что множитель $\frac{M_{df} I_{f\delta}}{L_f L_{1d}} = 1$.

Формула электромагнитного момента:

$$M_d = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1d} i_q - \psi_{1q} i_d).$$

Выбрав базовое значение момента равным $M_{\delta} = \frac{3}{2} p_n \psi_{1\delta} I_{1\delta}$ и поделив на него обе части этого выражения, получим выражение для момента в относительных единицах:

$$\bar{M}_d = \bar{\psi}_{1d} \bar{i}_q - \bar{\psi}_{1q} \bar{i}_d.$$

Система ПЧ–СД с демпферной обмоткой.

Демпферную обмотку представляют в виде двух обмоток, ориентированных по осям d и q . При этом учитываются взаимные магнитные связи между статорной обмоткой по оси d , демпферной обмоткой по оси d и обмоткой возбуждения, а также между статорной и демпферной обмотками по оси q .

К уравнениям равновесия напряжений добавляются уравнения равновесия напряжений для демпферной обмотки и выражения для потокосцепления всех пяти фигурирующих в модели обмоток. В абсолютных единицах эти уравнения записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} 0 &= R_D i_D + p \Psi_D; \quad 0 = R_Q i_Q + p \Psi_Q; \\ \Psi_{1d} &= L_{1d} i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D; \\ \Psi_{1q} &= L_{1q} i_q + M_{qQ} i_Q; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Psi_f &= L_f i_f + M_{fd} i_d + M_{fD} i_D; \\ \Psi_D &= L_D i_D + M_{Dd} i_d + M_{Df} i_f; \\ \Psi_Q &= L_Q i_Q + M_{Qq} i_q, \end{aligned}$$

где $R_D = R_Q$ – активное сопротивление демпферной обмотки; Ψ_D, Ψ_Q, i_D, i_Q – потокосцепление и токи демпферной обмотки соответственно; $M_{dD} = M_{Dd}$ – коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси d ; $M_{qQ} = M_{Qq}$ – коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси q ; $M_{fD} = M_{Df}$ – коэффициент взаимной индукции между демпферной обмоткой по оси d и обмоткой возбуждения; L_D, L_Q – индуктивность демпферной обмотки по осям d и q .

Для перехода к относительным единицам выбираются базовые значения величин, относящихся к демпферной обмотке:

$$\begin{aligned} &\text{– ток демпферной обмотки по оси } d \quad I_{D\delta} = \\ &= \frac{\Psi_{1\delta}}{M_{dD}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{– ток демпферной обмотки по оси } q \quad I_{Q\delta} = \\ &= \frac{\Psi_{1\delta}}{M_{qQ}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{– потокосцепление демпферной обмотки по} \\ &\text{оси } d \quad \Psi_{D\delta} = L_D I_{D\delta}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{– потокосцепление демпферной обмотки по} \\ &\text{оси } q \quad \Psi_{Q\delta} = L_Q I_{Q\delta}. \end{aligned}$$

Значение базового тока демпферной обмотки по оси d выбирается таким образом, что при протекании его по обмотке создалось бы потокосцепление статорной обмотки по той же оси, равное базовому $\Psi_{1\delta}$. Базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси d выбирается равным потокосцеплению, создаваемому базовым током $I_{D\delta}$. Аналогичным образом выбираются базовые значения для демпферной обмотки по оси q .

Описание электромагнитных процессов в нормированном виде включает в себя следующие уравнения:

$$\begin{aligned} p \bar{\Psi}_{1d} &= \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1d} - \bar{R}_1 \bar{i}_d - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1q}); \\ p \bar{\Psi}_{1q} &= \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1q} - \bar{R}_1 \bar{i}_q - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1d}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p\bar{\Psi}_f &= \frac{\bar{u}_f - \bar{i}_f}{T_f}; \quad p\bar{\Psi}_D = -\frac{\bar{i}_D}{T_D}; \quad p\bar{\Psi}_Q = -\frac{\bar{i}_Q}{T_Q}; \\
 \bar{i}_{1d} &= \frac{\bar{\Psi}_{1d} - \bar{i}_f - \bar{i}_D}{\bar{x}_d}; \quad \bar{i}_{1q} = \frac{\bar{\Psi}_{1q} - \bar{i}_Q}{\bar{x}_q}; \\
 \bar{i}_f &= \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f)\bar{x}_d\bar{i}_{1d} - \mu_f\bar{i}_D; \\
 \bar{i}_D &= \bar{\Psi}_D - (1 - \sigma_D)\bar{x}_f - \mu_D\bar{x}_d\bar{i}_{1d}; \\
 \bar{i}_Q &= \bar{\Psi}_Q - (1 - \sigma_Q)\bar{x}_q\bar{i}_{1q}; \\
 \mu_f &= \frac{M_{Df}M_{df}}{L_fM_{dD}}; \quad \mu_D = \frac{M_{Df}M_{dD}}{L_DM_{df}},
 \end{aligned}$$

где T_D, T_Q – постоянные времени демпферной обмотки по осям d и q ; $1 - \sigma_D, 1 - \sigma_Q$ – коэффициенты связи между статорной и демпферной обмотками по осям d и q , $1 - \sigma_D = \frac{M_{dD}^2}{L_D L_{1d}}$, $1 - \sigma_Q = \frac{M_{dQ}^2}{L_Q L_{1q}}$; σ_D и σ_Q – коэффициенты рассеяния демпферной обмотки по осям d и q ; μ_f, μ_D – коэффициенты связи между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой по оси d .

Нормированные структурные схемы электроприводов с синхронными двигателями без демпферных обмоток и с ними, во вращающейся системе координат приведены в [1].

Система ПЧ–СД с постоянными магнитами (ПМ). Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами выполняют также

во вращающейся с синхронной скоростью системе координат $d-q$. Для этого представляют векторы \bar{U}_{1d-q} и \bar{I}_{1d-q} в виде проекций на оси d и q :

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= R_1(T_1 p + 1)i_{1d} - R_1 p_n \omega T_1 i_{1q}; \\
 u_{1q} &= R_1(T_1 p + 1)i_{1q} - R_1 p_n \omega T_1 i_{1d} + E
 \end{aligned}$$

и определяют из этих равенств проекции вектора тока статора:

$$i_{1d} = \frac{1}{T_1 p + 1} \left(\frac{u_{1d}}{R_1} + p_n \omega T_1 i_{1q} \right); \tag{4}$$

$$i_{1q} = \frac{1}{T_1 p + 1} \left(\frac{u_{1q}}{R_1} - p_n \omega T_1 i_{1d} - \frac{E}{R_1} \right).$$

При постоянном потокоцеплении Ψ_f ток статора по поперечной оси однозначно определяет электромагнитный момент двигателя в соответствии с формулой

$$M_d = \frac{3}{2} p_n i_{1q} \Psi_f.$$

Рассматривая инвертор напряжения ИН как линейный усилитель мощности с коэффициентом усиления $k_{и}$ и постоянной времени $T_{и} = T_{ШИМ}$, можно представить его математическое описание в виде

$$\begin{aligned}
 p u_{1A} &= \frac{k_{и} U_{1A}^* - U_{1A}}{T_{и}}; \quad p u_{1B} = \frac{k_{и} U_{1B}^* - U_{1B}}{T_{и}}; \\
 p u_{1C} &= \frac{k_{и} U_{1C}^* - U_{1C}}{T_{и}}.
 \end{aligned}$$

Векторное описание инвертора вместе с преобразователем координат во вращающейся системе координат $d-q$ будет иметь вид

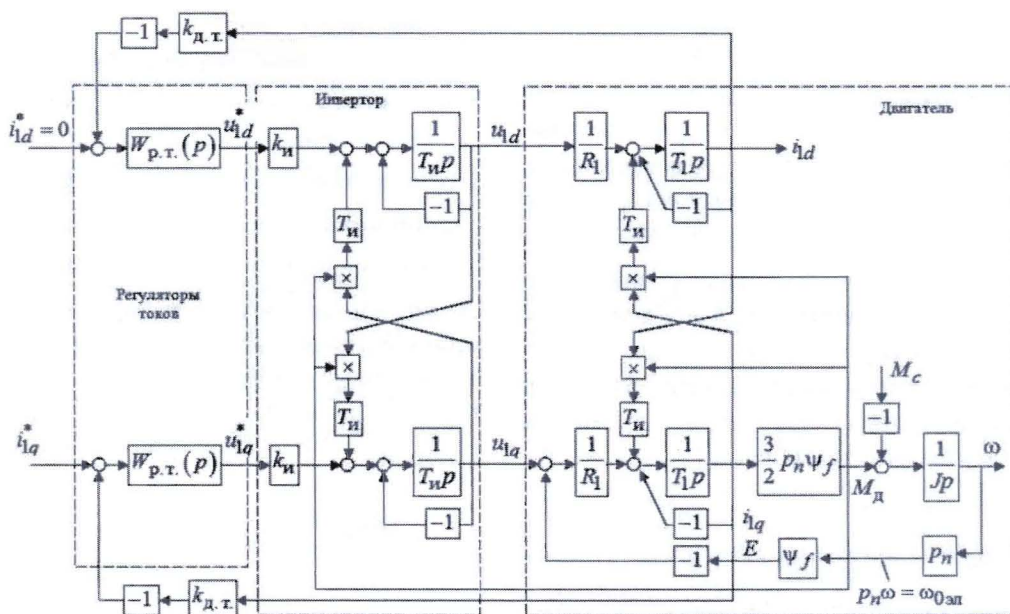


Рис. 2

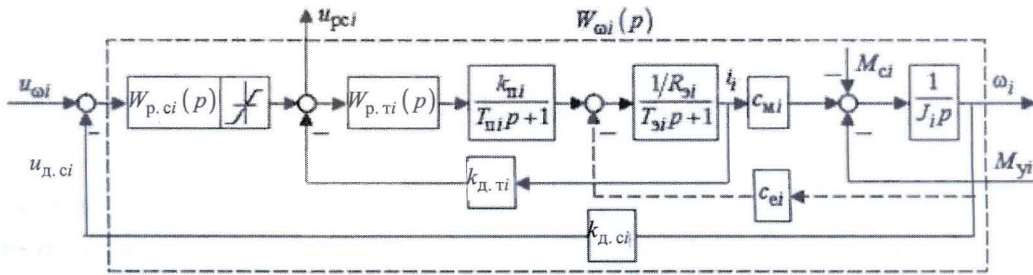


Рис. 3

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= \frac{k_n U_{1d}^* + p_n \omega T_n u_{1q}}{T_n p + 1}; \\
 u_{1q} &= \frac{k_n U_{1q}^* - p_n \omega T_n u_{1d}}{T_n p + 1}.
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Структурная схема контуров регулирования токов в системе ПЧ-СДПМ, включающая в себя и инвертор, управляемый в функции угла поворота ротора, построенная на основе уравнений (4) и (5) с учетом уравнения механики $\omega = \frac{M_d - M_c}{J_p}$, представлена на рис. 2.

Для всех рассмотренных систем электроприводов контура регулирования активного и реактивного токов i_{1q} и i_{1d} являются взаимосвязанными. Имеются перекрестные обратные связи, зависящие от синхронной частоты $\omega_{0эл}$ и соответствующей частоты вращения двигателя. Однако влияние этих перекрестных связей на электромагнитные процессы будет слабым, если постоянные времени инвертора с ШИМ $T_n = T_{ШИМ}$ будут много меньше электромеханической посто-

янной времени привода $T_{эм} = \frac{J R_{\Sigma}}{c_m c_e}$. Для большинства практических случаев это условие выполняется, и влиянием перекрестных связей в первом приближении можно пренебречь. Ситуация здесь аналогична ситуации пренебрежения действием обратной связи по противоЭДС двигателя на электромагнитные процессы.

Поэтому для вышеприведенных систем приводов построим обобщенную модель однозонного регулирования скорости в виде структурной схемы, приведенной на рис. 3 и широко используемой в приводах постоянного тока, в частности, в системе управляемый выпрямитель – двигатель постоянного тока независимого возбуждения (УВ–ДПТ). Считается, что $\Psi_2 = \text{const}$. Предусматривается «наращивание» структурной схемы компонентами двух-, трех- и многомассовыми упругими механическими подсистемами привода. Подобные модели используются не только для исследования, но и для управления в период эксплуатации приводов. На рис. 3 (структурная схема обобщенной модели привода с регуляторами тока и скорости) приняты обозначения: k_{ni} , T_{ni} –

Система	Параметр			
	R_{Σ}	T_{Σ}	c_m	c_e
УВ–ДПТ	$R_{я.ц}$	$\frac{L_{я.ц}}{R_{я.ц}}$	$c'_d \Phi$	$c'_d \Phi$
ПЧ–АД	$R_1 + k_2 R'_2$	$\frac{L_{1\sigma}}{R_1 + k_2 R'_2}$	$\frac{3}{2} k_2 p_n \Psi_{2ном}$	$k_2 p_n \Psi_{2ном}$
ПЧ–СД (без ДО)	R_1	$\frac{U_{1н}}{I_{1н}} \frac{1/R_1}{L_{1q}/R_1 + 1}$	$\frac{3}{2} p_n \Psi_f$	$p_n \Psi_f$
ПЧ–СД (с ДО)	R_1	$\frac{U_{1н}}{I_{1н}} \frac{1/R_1}{L_{1q}/R_1 + 1}$	$\frac{3}{2} p_n \Psi_f$	$p_n \Psi_f$
ПЧ–СДПМ	R_1	$\frac{L_{1\sigma}}{R_1}$	$\frac{3}{2} p_n \Psi_f$	$p_n \Psi_f$

передаточный коэффициент и постоянная времени преобразователя (инвертора напряжения); i_{pi} – передаточный коэффициент редуктора; M_{ci} , M_{yi} – моменты сопротивлений и упругих сил.

Параметры $R_{zi}, T_{zi}, c_{mi}, c_{ei}$ могут иметь разные значения для разных вариантов схем «ПЧ–двигатель» и способов векторного управления. В таблицу сведены формулы для расчета этих параметров. Методика расчета параметров и постоянных времени двигателя изложена в [1].

В таблице приняты следующие обозначения: $L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки статора; k_2 – коэффициент электромагнитной связи обмоток

статора и ротора; $k_2 = \frac{L_m}{L_2}$ или $k_2 = \frac{L_m}{L_m + L_{2\sigma}}$, где

$L_m = (3/2)L_{m\phi}$; $L_2 = (3/2)L_{m\phi} + L_{2\sigma} = L_m + L_{2\sigma}$,

$L_{2\sigma}$ – индуктивность рассеяния фазы ротора;

$L_{m\phi}$ – главная индуктивность фазы; c'_d – кон-

структивная постоянная двигателя; R_1 – сопро-

тивление фазы обмотки статора; $U_{1н}$, $I_{1н}$ – но-

минальное напряжение и ток статора соответ-

ственно; M_{df} – коэффициент взаимной индукции

между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси d ; i_f – ток в обмотке ротора с сопротивлением R_f и индуктивностью L_f ; ψ_f – потоко-сцепление ротора. Заметим, что для расчета c_m коэффициент 3/2 используется для амплитудных значений переменных. Если используются эффективные (действующие) значения переменных, то коэффициент равен 3.

Для ПЧ–СД считается, что при стабильном напряжении сети результирующее магнитное поле постоянное. Если изменяется магнитная движущая сила (МДС), то возбуждение статора изменяется таким образом, что результирующее магнитное поле синхронного двигателя остается неизменным. Изменение МДС может происходить только за счет значений и фазы тока статора, т. е. за счет изменения реактивной составляющей этого тока [2].

Для детального исследования влияния электромагнитных процессов на управление технологическими переменными возможно исследование процессов по полной модели электромагнитной подсистемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учеб. М.: Академия, 2006. 260 с.

2. Кацман М. М. Электрические машины: справ. М.: Академия, 2005. 458 с.

M. P. Belov, L. P. Kozlova, V. A. Novikov
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

UNIFICATION OF MODELS OF ELECTRIC DRIVES IN SYSTEMS OF REGULATION TECHNOLOGICAL VARIABLES

On the basis of the considered mathematical models of various modern electric drives in systems of regulation of technological variables, the generalized electric drive model is given. The table of parameters of the generalized model for various systems of electric drives is made.

Drive model, mathematical model, unification, parameters of system